

**PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Diego von Brixen Montzel Trindade**

**Modelagem e simulação de metamaterial para  
isolamento de campo próximo entre elementos de  
antenas *phased-array***

Porto Alegre, Rio Grande do Sul

Março de 2011

# **Modelagem e simulação de metamaterial para isolamento de campo próximo entre elementos de antenas *phased-array***

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sinais , Sistemas e Tecnologia da Informação  
Linha de pesquisa: Telecomunicações

ORIENTADORA: Maria Cristina Felippetto De Castro  
CO-ORIENTADOR: Fernando César Comparsi De Castro

Porto Alegre, Rio Grande do Sul

Março de 2011

DIEGO VON BRIKEN MONTZEL TRINDADE

# **Modelagem e simulação de metamaterial para isolamento de campo próximo entre elementos de antenas *phased-array***

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pela Orientadora e pela Banca Examinadora.

**Orientador:**

---

**Profa. Maria Cristina Felippetto De Castro**

Doutora pela UNICAMP

PPGEE/PUCRS

**Banca Examinadora:**

---

**Prof. Paulo Roberto Girardello Franco**

Ph.D. pela University of New Mexico – USA

PUCRS

---

**Prof. Dario Francisco Guimarães Azevedo**

Ph.D., pela University of Miami – USA

PPGEE/PUCRS

**Coordenador do PPGEE:**

---

**Prof. Dr. Edilson Fernandes de Arruda**

## Agradecimentos

Ao meu alegre e sempre bem humorado orientador, Prof. Dr. Fernando César Comparsi De Castro (O Mestre!), cujas orientações e lições (e também eventuais e **raríssimos** “puxões de orelha”...) foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

À minha orientadora, Profa. Dra. Maria Cristina Felippetto De Castro (A Mestra!) pela paciência com o orientado (ou “desorientado”, como ela mesma diria) e pela capacidade de acalmar o Mestre nos momentos certos.

Aos membros da equipe Eletromag, Eng. Me. Thiago Luís Silva Santos (Monstrão), Eng. Tiago Baptista Noronha (Ministro) e Prof. Dr. Fernando César Comparsi De Castro (O Mestre!), por ensinarem eletromagnetismo para um Engenheiro Mecatrônico que sequer cursou a disciplina de Antenas na graduação...

Ao Eng. Me. Sirlésio Carboni Júnior, Eng. Me. Thiago Luís Silva Santos, Eng. Me. Leonardo Ortolan, Eng. Tiago Baptista Noronha, e vinícola Casa Silva por fornecerem momentos de degustação de vinhos, fundamentais para o desenvolvimento adequado deste trabalho.

Ao Eng. Me. Vitor Halmenschlager – que “nem sempre foi uma boa pessoa”, de acordo com ele mesmo – por prover momentos de diversão inigualável com sua habilidade em *stand-up comedy* e imitações (e também por não me bater cada vez que eu rio da cara dele... afinal, nem sempre ele foi uma boa pessoa.)

Ao Eng. Leonardo Ortolan que, além de fornecer os códigos necessários para as simulações deste trabalho, teve a paciência de explicar os detalhes obscuros sobre seu funcionamento.

Aos meus pais, Eduardo e Zuleica (com “c”, e não “k”!), por me apoiarem quando tenho boas idéias e me alertarem quando as idéias talvez não sejam tão boas assim, por estarem sempre dispostos a pacientemente ouvir minhas explicações e análises macroeconômicas segundo a visão da Escola Austríaca de Economia, por me fornecerem um lar *rent-free*, é claro, e mais uma longa lista de motivos pelos quais eu agradeceria, mas talvez falte espaço!

E por fim, a todas as pessoas que compreendem que trabalhar com antenas não se resume a “colocar um Bombril na TV”!

P.S.: Um último agradecimento ao paciente leitor que realmente leu toda esta lista de agradecimentos!

*“It is not from the benevolence of the butcher, the brewer, or the baker, that we expect our dinner, but from their regard to their own self-interest. We address ourselves, not to their humanity but to their self-love, and never talk to them of our own necessities but of their advantages.”*

Adam Smith

*“Progress cannot be organized.”*

Ludwig von Mises

## Resumo

**DIEGO VON BRIXEN MONTZEL TRINDADE. – Modelagem e simulação de metamaterial para isolamento de campo próximo entre elementos de antenas *phased-array***

Antenas *phased-array* são cada vez mais utilizadas em soluções de comunicação *wireless*. Isto se deve ao fato de os processadores já terem um poder computacional suficiente para lidar com algoritmos adaptativos que controlam a amplitude e a fase das correntes nos elementos do *array* em tempo-real. Junto com o crescente uso desta tecnologia surge o problema do acoplamento eletromagnético entre elementos. No caso de *arrays* com um elemento irradiante e múltiplos elementos passivos (e.g. *Electronically Steerable Passive Array Radiator* - ESPAR), o acoplamento entre cada elemento passivo e o elemento ativo é desejável, porém o acoplamento entre elementos passivos representa um esforço a mais que o algoritmo adaptativo deverá fazer para otimizar o diagrama de irradiação. Uma solução que tem se mostrado eficiente para o problema do acoplamento no *near-field* é o uso de metamateriais, cujas propriedades eletromagnéticas não são encontradas em materiais naturais, e são capazes de atenuar a amplitude de ondas eletromagnéticas em frequências específicas. Neste contexto, o trabalho em questão propõe o uso de metamaterial para minimizar o acoplamento eletromagnético entre os elementos passivos de uma antena ESPAR.

## Abstract

**DIEGO VON BRIXEN MONTZEL TRINDADE. – Modeling and simulation of metamaterial to insulate near-field coupling between the elements of phased-array antennas**

Phased-Array antennas are becoming the primary choice for wireless communication solutions. This is due to the fact that controllers already have the computational power required to deal with adaptive algorithms that control the amplitude and phase (through changes in the reactance) of the currents on the array elements in real-time. Along with the increased usage of this technology, the problems related to mutual electromagnetic coupling between elements become evident. On arrays consisted of only one active element and multiple parasite elements (which steer the radiation pattern), as is the case of the ESPAR antenna, it is desirable to have maximum mutual coupling between each parasite element and the active one, however the mutual coupling between parasite elements decreases the overall efficiency of adaptive algorithm being used to optimize the radiating pattern of the array. A solution that has been shown to be effective to minimize the near-field mutual coupling is the use of metamaterials, whose electric and magnetic properties are not found in other natural materials. These metamaterials are capable of attenuating, and even eliminating, the amplitude of electromagnetic waves on specific frequencies. This thesis proposes the use of metamaterials to minimize the near-field mutual coupling between parasite elements of an ESPAR antenna.



## Índice de Figuras

Figura 1 – Modelo de uma antena ESPAR com monopolos aterrados. O elemento 0 é ativo, e os elementos 1 a 6 são passivos.....	18
Figura 2 – Array composto por 3 antenas dipolos de mesmo tamanho e igualmente espaçadas entre si, cada uma alimentada por uma tensão $v_i$ , percorridos por correntes $i_n$ , com impedâncias próprias $Z_n$ . $Z_1$ , $Z_2$ e $Z_3$ são as impedâncias de entrada no port do respectivo elemento.....	25
Figura 3 – Modelo da antena ESPAR de 6 elementos passivos utilizada. ....	29
Figura 4 – Curva MSE $\times$ número de iterações do algoritmo rodando com a matriz de impedância dada por (29), sem limitar o range de reatâncias. ....	32
Figura 5 – Curva MSE $\times$ número de iterações do algoritmo rodando com a matriz de impedância dada por (31), sem limitar o <i>range</i> de reatâncias.....	33
Figura 6 – Curva MSE $\times$ número de iterações do algoritmo rodando com a matriz de impedância dada por (32), com o <i>range</i> de reatâncias limitado por $MaxReac=\pm 500j$ . ....	36
Figura 7 – Célula de Yee contendo as componentes $(x, y, z)$ dos campos elétrico e magnético .....	40
Figura 8 – Janela de seleção de parâmetros do otimizador do <i>Software CST Microwave Studio</i> 2010. ....	44
Figura 9 – Regra da mão direita. Diz-se material <i>left-handed</i> quando a direção de propagação da onda formada pelos vetores E e H é contrária àquela mostrada na figura, ou seja, regra da mão esquerda. ....	47
Figura 10 – Circuito equivalente de uma linha de transmissão capaz de propagar uma <i>backward wave</i> .....	49
Figura 11 – <i>Multiple Split-Ring Resonator</i> com 4 <i>split-rings</i> concêntricos.....	52
Figura 12 – <i>Spiral Resonator</i> com 2 voltas.....	52
Figura 13 – Condições de fronteira para teste de ressonância das estruturas. PMC em azul, PEC em verde e <i>open</i> em rosa.....	53
Figura 14 - Onda plana que percorre a estrutura. ....	54
Figura 15 – Campo elétrico [dBV/m] de uma onda plana aplicada a um MSRR com 4 <i>split-rings</i> concêntricos. A curva em vermelho apresenta o campo na entrada da estrutura, e em verde, na saída. ....	55
Figura 16 - Campo elétrico [dBV/m] de uma onda plana aplicada a um SR com 2 voltas. A curva em vermelho apresenta o campo na entrada da estrutura, e em verde, na saída. ....	55
Figura 17 – Gráfico da impedância própria (em $\Omega$ ) em função da frequência (em MHz) de um monopolo aterrado em um plano de terra ideal (onde $E_{tangencial}=0$ ) com metamaterial. A parte real é plotada em verde e a imaginária em vermelho.....	60
Figura 18 – Gráfico da impedância própria (em $\Omega$ ) em função da frequência (em MHz) de um dipolo com metamaterial no espaço livre, com	

comprimento igual ao dobro do comprimento do monopolo cujo gráfico de impedância é apresentado na Figura 17. A parte real é plotada em verde e a imaginária em vermelho. ....	60
Figura 19 – Gráfico da impedância mútua (em $\Omega$ ) em função da frequência (em MHz) de dois monopolos aterrados com metamaterial, espaçados de $\lambda/4$ , em um plano de terra ideal (onde $E_{\text{tangencial}}=0$ ). A parte real é plotada em verde e a imaginária em vermelho. ....	61
Figura 20 – Gráfico da impedância mútua (em $\Omega$ ) em função da frequência (em MHz) de dois dipolos, espaçados de $\lambda/4$ , com metamaterial no espaço livre, com comprimento igual ao dobro do comprimento do monopolo cujo gráfico de impedância é apresentado na Figura 19. A parte real é plotada em verde e a imaginária em vermelho. ....	62
Figura 21 – <i>Boundary Conditions</i> , ou condições de fronteira, utilizadas para todos os modelos simulados. ....	64
Figura 22 – Modelo de um monopolo no ambiente de simulação <i>CST Microwave Studio</i> . ....	65
Figura 23 – Modelo de um monopolo com metamaterial no ambiente de simulação <i>CST Microwave Studio</i> . ....	65
Figura 24 – Modelo do par formado entre o elemento central e o elemento passivo (elementos 0 e 1, respectivamente), sem metamaterial. Obs.: Este é o mesmo modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 2, pois a distância é a mesma ( $\lambda/4$ ). ....	66
Figura 25 – Modelo do par formado entre o elemento central e o elemento passivo (elementos 0 e 1, respectivamente), com metamaterial. ....	67
Figura 26 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 2 com metamaterial. ....	68
Figura 27 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 3 sem metamaterial. ....	69
Figura 28 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 3 com metamaterial. ....	69
Figura 29 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 4 sem metamaterial. ....	70
Figura 30 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 4 com metamaterial. ....	70
Figura 31 – Janela de definição de <i>goal function</i> da ferramenta de otimização do <i>software Microwave Studio</i> . ....	72
Figura 32 – Gráfico da função objetivo do otimizador por algoritmo genético do <i>software CST Microwave Studio</i> . ....	74
Figura 33 – Gráfico do coeficiente de reflexão do elemento central ( $ S_{00} $ em dB). Obs.: No caso de uma ESPAR sem metamaterial, este também é o coeficiente de reflexão dos elementos passivos ( $ S_{11} $ a $ S_{66} $ em dB), que também são modelados por monopolos no espaço livre. ....	76
Figura 34 – Gráfico da impedância própria do elemento central ( $Z_{00}$ em $\Omega$ ). Obs.: No caso de uma ESPAR sem metamaterial, esta também é a	

	impedância própria dos elementos passivos ( $Z_{11}$ a $Z_{66}$ em $\Omega$ ), que também são modelados por monopolos no espaço livre. Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. ....	77
Figura 35	– Gráfico do coeficiente de reflexão de um elemento passivo no espaço livre com metamaterial ( $ S_{11} $ em dB). ....	78
Figura 36	– Gráfico da impedância própria de um elemento passivo no espaço livre com metamaterial ( $Z_{11}$ em $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. ....	79
Figura 37	– Gráfico do coeficiente de transmissão entre o elemento central e um elemento passivo sem metamaterial ( $ S_{10} $ em dB). Obs.: Este é o mesmo gráfico do coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 2 sem metamaterial, mostrados no modelo dado pela Figura 24, pois a distância é a mesma ( $\lambda/4$ ). ....	80
Figura 38	– Gráfico da impedância mútua entre o elemento central e um elemento passivo sem metamaterial ( $Z_{10}$ em $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. Obs.: Este é o mesmo gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 2, mostrados no modelo dado pela Figura 24, pois a distância é a mesma ( $\lambda/4$ ). ....	81
Figura 39	– Gráfico do coeficiente de transmissão entre o elemento central e um elemento passivo com metamaterial ( $ S_{10} $ em dB). ....	82
Figura 40	– Gráfico da impedância mútua entre o elemento central e um elemento passivo com metamaterial ( $Z_{10}$ em $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. ....	83
Figura 41	– Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 2 com metamaterial ( $ S_{21} $ em dB). ....	85
Figura 42	– Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 2 com metamaterial ( $Z_{21}$ em $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. ....	85
Figura 43	– Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 3 sem metamaterial ( $ S_{31} $ em dB). ....	87
Figura 44	– Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 3 e 1 sem metamaterial ( $Z_{31}$ em $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. ....	87
Figura 45	– Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 3 com metamaterial ( $ S_{31} $ em dB). ....	88
Figura 46	– Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 3 com metamaterial ( $Z_{31}$ em $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. ....	89
Figura 47	– Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 4 sem metamaterial ( $ S_{41} $ em dB). ....	90
Figura 48	– Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 4 sem metamaterial ( $Z_{41}$ em $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. ....	91

Figura 49 – Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 4 com metamaterial ( $ S_{41} $ em dB).....	92
Figura 50 – Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 4 com metamaterial ( $Z_{41}$ em $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. ....	93
Figura 51 – Corte horizontal do padrão de irradiação em escala linear de um dipolo no espaço livre.....	95
Figura 52 – Corte horizontal da fase em graus do diagrama de irradiação de um dipolo no espaço livre.....	96
Figura 53 – Corte horizontal do padrão de irradiação em escala linear de um dipolo no espaço livre com metamaterial posicionado em $0^\circ$ . Valores máximo e mínimo são indicados pelas setas 1 e 2, respectivamente.....	97
Figura 54 – Corte horizontal da fase em graus do diagrama de irradiação de um dipolo no espaço livre com metamaterial posicionado em $0^\circ$ . Valores máximo e mínimo são indicados pelas setas 1 e 2, respectivamente.....	98
Figura 55 – Diagramas de Irradiação do Caso I, com os sinais incidindo a $\phi=0^\circ$ e $\phi=180^\circ$ , $MaxReac=\pm 275$ .....	103
Figura 56a – Constelação do Caso I – <i>Array</i> sem Metamaterial. ....	104
Figura 57 – Diagramas de Irradiação do Caso II, com os sinais incidindo a $\phi=0^\circ$ e $\phi=270^\circ$ . $MaxReac=\pm 215$ .....	106
Figura 58a – Constelação do Caso II – <i>Array</i> sem Metamaterial.....	107
Figura 59 – Diagramas de Irradiação do Caso III, com os sinais incidindo a $\phi=0^\circ$ e $\phi=60^\circ$ . $MaxReac=\pm 275$ .....	109
Figura 60a – Constelação do Caso III – <i>Array</i> sem Metamaterial. ....	110
Figura 61 – Diagramas de Irradiação do Caso IV, com os sinais incidindo a $30^\circ$ , $\phi=150^\circ$ e $\phi=210^\circ$ . $MaxReac=\pm 215$ .....	112
Figura 62a – Constelação do Caso IV – <i>Array</i> sem Metamaterial. ....	113
Figura 63 – Diagramas de Irradiação do Caso V, com os sinais incidindo a $\phi=0^\circ$ , $\phi=150^\circ$ e $\phi=210^\circ$ . $MaxReac=\pm 275$ .....	115
Figura 64a – Constelação do Caso V – <i>Array</i> sem Metamaterial. ....	116
Figura 65 – Diagramas de Irradiação do Caso VI, com os sinais incidindo a $120^\circ$ , $\phi=270^\circ$ e $\phi=350^\circ$ . $MaxReac=\pm 275$ .....	118
Figura 66a – Constelação do Caso VI – <i>Array</i> sem Metamaterial. ....	119
Figura A. 1- Arquitetura do <i>array</i> da ESPAR adotada neste trabalho. ....	129
Figura A. 2 - AI receptora genérica constituída por um <i>array</i> de M dipolos simétricos de comprimento $\ell$ , estando o m-ésimo dipolo localizado em $(x_m, y_m, z_m)$ ...	130

## Lista de Tabelas

Tabela 1 – Procedimento passo a passo para execução do algoritmo Concorrente (MMC-DD e CMD-DD) utilizando o limitador de reatâncias <i>MaxReac</i> .....	34
Tabela 2 – Interpretação do algoritmo genético através de uma definição de <i>fitness</i> .....	42
Tabela 3 – Tabela de parâmetros estruturais do metamaterial, com valores máximos e mínimos, a serem variados pelo algoritmo genético.....	73
Tabela 4 – Valores ótimos dos parâmetros estruturais obtidos através da otimização por Algoritmo Genético. ....	75
Tabela 5 – Características das frentes de onda que incidem na ESPAR. ....	101
Tabela 6 – Procedimento passo a passo para execução do algoritmo Concorrente (MMC-DD e CMD-DD).....	139

## Sumário

1	Introdução.....	17
2	Conceitos Básicos de Eletromagnetismo .....	20
2.1	Diagrama de Irradiação e Ganho .....	21
2.2	Parâmetros S e Matriz de Impedâncias .....	22
2.3	<i>Scan Blindness</i> e o desacoplamento algébrico das variáveis de controle .....	24
3	Antena ESPAR .....	29
3.1	Modelo analítico da ESPAR .....	30
4	Algoritmo de <i>Beamforming</i> .....	31
4.1	Modificação implementada no algoritmo .....	31
5	Simulação Eletromagnética .....	38
5.1	FDTD .....	38
5.2	Algoritmo Genético para a otimização de parâmetros estruturais .....	41
5.2.1	Definição genérica .....	41
5.2.2	Aplicação do Algoritmo Genético .....	42
5.2.3	Algoritmo Genético utilizado pelo <i>Software Microwave Studio</i> .....	44
6	Definição de Metamaterial .....	46
6.1	Velocidade de fase e velocidade de grupo .....	47
6.2	<i>Left-Handed Metamaterials</i> .....	48
6.3	Comportamento a ser explorado .....	50
6.4	Geometrias elementares .....	51
6.4.1	Modelagem e simulação das Geometrias elementares.....	52
7	Escopo deste Trabalho.....	57
7.1	Resultados a serem avaliados.....	58
8	Modelagem em Ambiente de Simulação Eletromagnética .....	59
8.1	Modelos para simulação dos elementos individuais (elementos 0 e 1 individualmente) .....	65
8.2	Modelos para simulação dos pares formados entre o elemento central e cada um dos elementos passivos (Elementos 0 e 1).....	66
8.3	Modelos para simulação dos pares formados entre os elementos passivos 1 e 2 .....	67

8.4	Modelos para simulação dos pares formados entre os elementos passivos 1 e 3 .....	68
8.5	Modelos para simulação dos pares formados entre os elementos passivos 1 e 4 .....	70
9	Otimização da Estrutura por Algoritmo Genético.....	71
9.1	Resultados obtidos .....	74
9.1.1	Coeficiente de Reflexão e Impedância Própria do Elemento Central ( $ S_{00} $ e $Z_{00}$ ) e dos Elementos Passivos sem Metamaterial ( $ S_{11} $ e $Z_{11}$ ).....	76
9.1.2	Coeficiente de Reflexão e Impedância Própria do Elemento Passivo com Metamaterial ( $ S_{11} $ e $Z_{11}$ ) .....	78
9.1.3	Coeficiente de Transmissão e Impedância Mútua Entre o Elemento Central e o Elemento Passivo ( $ S_{10} $ e $Z_{10}$ ) .....	80
9.1.4	Coeficiente de Transmissão e Impedância Mútua Entre os Elementos 1 e 2 ( $ S_{21} $ e $Z_{21}$ ) .....	84
9.1.5	Coeficiente de Transmissão e Impedância Mútua Entre os Elementos 1 e 3 ( $ S_{31} $ e $Z_{31}$ ) .....	86
9.1.6	Coeficiente de Transmissão e Impedância Mútua Entre os Elementos 1 e 4 ( $ S_{41} $ e $Z_{41}$ ) .....	90
9.2	Diagramas de Irradiação dos Elementos Individuais do <i>Array</i> .....	94
9.2.1	Diagrama de irradiação de um dipolo sem metamaterial no espaço livre.....	95
9.2.2	Diagrama de irradiação de um dipolo com metamaterial no espaço livre.....	97
9.3	Matriz de impedâncias .....	99
10	Avaliação dos Resultados no Simulador de <i>Beamforming</i> .....	100
10.1	Alteração do <i>steering vector</i> original.....	100
10.2	Resultados obtidos .....	101
10.2.1	Caso I .....	103
10.2.2	Caso II .....	106
10.2.3	Caso III.....	109
10.2.4	Caso IV.....	112
10.2.5	Caso V .....	115
10.2.6	Caso VI.....	118
11	Conclusão .....	121
12	Bibliografia.....	124

Apêndice A – Descrição analítica da ESPAR .....	129
Apêndice B – Descrição do Algoritmo Inteligente .....	134



## 1 Introdução

Em sistemas de comunicação *wireless*, antenas são o primeiro estágio pelo qual o sinal de RF trafega. É importante que a antena do sistema seja capaz de manter o seu lobo principal (*main-lobe*) apenas na direção do sinal transmitido, evitando que frentes de onda interferentes (com atraso e/ou ruído) sejam recebidas e acabem reduzindo o desempenho dos algoritmos de equalização e decodificação do sinal. Sistemas *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) também se beneficiam de antenas capazes de gerar diversidade de sinal de acordo com as diferentes frentes de onda, idealmente descorrelacionadas, aumentando assim o ganho de diversidade do sistema [1][2][3][4]. No âmbito de sistemas MIMO o metamaterial minimiza a correlação entre as frentes de onda através da minimização do acoplamento mútuo entre os elementos do *array*.

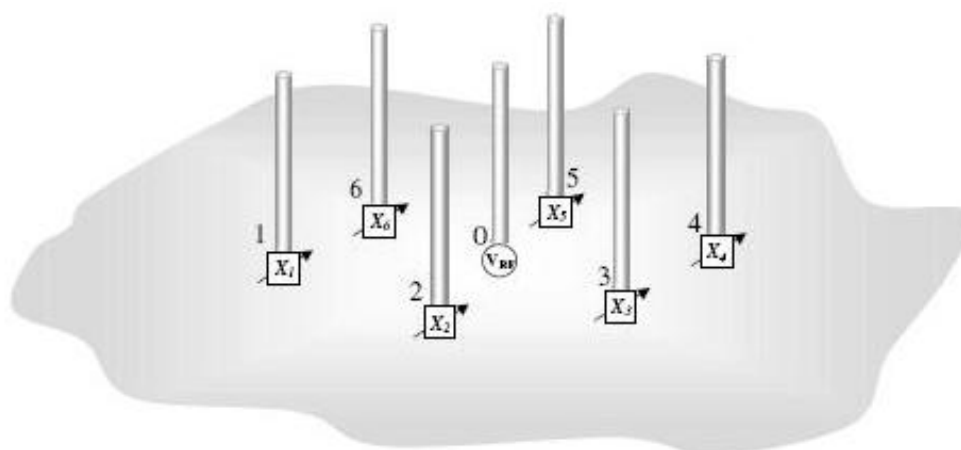
Antenas do tipo *phased-array*, que têm se tornado cada vez mais populares devido, principalmente, ao crescente aumento da capacidade computacional dos controladores disponíveis [5][6][7], são ideais para receptores cuja direção da frente de onda não pode ser prevista com precisão, como em cenários de multipercurso acentuado [8]. Estas antenas utilizam múltiplos elementos irradiantes com cargas reativas que controlam a fase e amplitude da corrente que os percorre, adaptando assim a direção do lobo principal da antena através de interferência construtiva e destrutiva respectivamente em direções angulares em que é desejado reforço e atenuação da onda eletromagnética. Atualmente as plataformas de *hardware* digital que implementam o necessário processamento de sinal a esta finalidade já possuem poder computacional suficiente para adaptar em tempo real a magnitude e fase da corrente nos elementos do *array*, tornando os *phased-arrays* extremamente flexíveis, aumentando assim a confiabilidade e robustez dos sistemas receptores.

No caso de *phased-arrays* com um elemento ativo e múltiplos elementos passivos é importante que o acoplamento eletromagnético no *near-field* entre estes seja mínimo, e que o acoplamento entre o elemento ativo e cada um dos elementos passivos seja máximo [9]. Quanto menor for o acoplamento entre os elementos passivos, maior será a performance do algoritmo [10][4][11]. O mesmo princípio vale para sistemas MIMO, que se beneficiam do multipercurso para o incremento do ganho de diversidade. Em sistemas MIMO é importante que os múltiplos elementos receptores tenham o

mínimo acoplamento possível, de forma a maximizar a decorrelação dos sinais recebidos [1][4].

Uma solução que tem se mostrado eficiente para o problema do acoplamento no *near-field* é o uso de metamateriais. O prefixo “meta” vem do grego μετά, que significa “além” [12]. O termo metamaterial é usado para descrever materiais com características elétricas e magnéticas ainda não encontrados na natureza. Estas características são geradas artificialmente através de inclusões periódicas de material condutor, não-homogêneas, em um dielétrico. Dessa forma, é possível otimizar a geometria destas inclusões, de forma a sintetizar o comportamento de um material com permissividade elétrica e permeabilidade eletromagnética diferentes daquelas esperadas de um dielétrico comum [13][14].

Este trabalho avalia o efeito do uso de metamaterial para minimizar o acoplamento eletromagnético entre os elementos passivos da antena *Electronically Steerable Passive Array Radiator* (ESPAR). A antena ESPAR é composta de 1 elemento ativo e N elementos passivos, dispostos circularmente em volta do elemento ativo. Para fins de teste este trabalho utilizará uma ESPAR de 6 elementos passivos, conforme Figura 1.



**Figura 1 – Modelo de uma antena ESPAR com monopolos aterrados. O elemento 0 é ativo, e os elementos 1 a 6 são passivos.**

Um algoritmo inteligente para processamento digital de sinal adapta as reatâncias dos elementos passivos variando a fase (e em menor grau a magnitude) da corrente nos elementos do *array*, de forma tal que sejam inseridos nulos no padrão de

irradiação da antena, permitindo que frentes de onda indesejadas sejam atenuadas. Neste trabalho é utilizado o algoritmo de Desconvolução Autodidata Concorrente para *Beamformers* Não Supervisionados [15][16] e seu desempenho é comparado quando aplicado a um *array* sem metamaterial e a um *array* com metamaterial.

## 2 Conceitos Básicos de Eletromagnetismo

Toda a teoria de eletromagnetismo é sustentada pelas clássicas Equações de Maxwell [17]. Estas equações descrevem analiticamente o comportamento eletromagnético de elementos irradiantes.

Este trabalho foi desenvolvido no ambiente de simulação eletromagnética do *software CST Microwave Studio*, baseado no algoritmo FDTD (*Finite Difference Time Domain*), o qual discretiza no tempo e no espaço as Equações de Maxwell, de forma a solucionar numericamente o sistema de equações sob uma abordagem semelhante à de elementos finitos [18][19].

Além disto, a teoria de *arrays* [20], a qual é de fundamental importância para o presente trabalho, é também desenvolvida com base nas Equações de Maxwell.

As supracitadas equações são apresentadas a seguir, em notação fasorial:

$$\nabla \times \underline{E} = -j\omega \underline{B}, \quad (1)$$

onde  $\underline{E}$  é a intensidade do campo elétrico, expressa em V/m, e  $\underline{B}$  é a densidade superficial de fluxo magnético, também chamada de indução magnética, expressa em Wb/m<sup>2</sup>.

$$\nabla \times \underline{H} = j\omega \underline{D} + \underline{J}_r, \quad (2)$$

sendo  $\underline{H}$  a intensidade de campo magnético, expressa em A/m,  $\underline{D}$  o campo elétrico de deslocamento ou densidade superficial de campo elétrico, expresso em C/m<sup>2</sup>, e  $\underline{J}_r$  a densidade superficial de corrente elétrica, expressa em A/m<sup>2</sup>.

$$\nabla \cdot \underline{D} = \rho_r, \quad (3)$$

onde  $\rho_r$  é a densidade de carga elétrica livre, dada em C/m<sup>3</sup>.

$$\nabla \cdot \underline{B} = 0, \quad (4)$$

$$\nabla \cdot \underline{J}_r = -j\omega \rho_r. \quad (5)$$

O operador  $j\omega$  é o operador fasorial que representa derivada no domínio tempo, com  $\omega = 2\pi f$ , onde  $f$  é a frequência, em Hz.

## 2.1 Diagrama de Irradiação e Ganho

Um diagrama de irradiação é a representação gráfica das propriedades de irradiação (considerando o campo elétrico distante, ou região de Fraunhofer na maioria dos casos) de uma antena [17]. Neste trabalho é usado o sistema de coordenadas esféricas  $(r, \theta$  e  $\varphi)$  para a representação dos diagramas de irradiação.

O diagrama de irradiação descreve graficamente a diretividade da antena, dada pelo ganho (linear ou em dB) em cada direção de interesse. A diretividade da antena é a sua capacidade de concentrar energia em uma direção em detrimento da irradiação em outras direções. Essa característica é igual ao ganho da antena se a eficiência da antena for de 100%. Normalmente, o ganho de uma antena é expresso em relação à antena isotrópica ou ao dipolo de meia-onda [9].

A definição de potência de irradiação da antena é dada em [9] como

$$P_r = \frac{1}{2} \text{Re} \iint (\underline{E} \times \underline{H}^*) \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{2} \text{Re} \iint (\underline{E}_\theta \underline{H}_\phi^* - \underline{E}_\phi \underline{H}_\theta^*) r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi. \quad (6)$$

De [9] tem-se, também, que o campo elétrico  $\underline{E}$  e o campo magnético  $\underline{H}$  se relacionam conforme (7) e (8),

$$\underline{H} = \frac{1}{Z_0} \hat{r} \times \underline{E}, \quad (7)$$

$$\underline{H}_\phi = \frac{1}{Z_0} \underline{E}_\theta \quad \text{e} \quad \underline{H}_\theta = -\frac{1}{Z_0} \underline{E}_\phi, \quad (8)$$

onde  $Z_0$  é a impedância característica do meio. Substituindo (8) em (6) encontra-se

$$P_r = \frac{1}{2Z_0} \iint \left( |\underline{E}_\theta|^2 + |\underline{E}_\phi|^2 \right) r^2 \, d\Omega, \quad (9)$$

onde  $d\Omega$  é o elemento de ângulo sólido medido em  $\text{rad}^2$ .

De [9], tem-se a definição da intensidade de radiação como sendo

$$U = S(\theta, \varphi)r^2, \quad (10)$$

que mede a potência irradiada pela antena por unidade de ângulo sólido.

A intensidade  $D$  é parte da definição do conceito de diretividade da antena, que é a razão entre intensidade de radiação na direção de máxima irradiação e a radiação de intensidade média [17][9][21], conforme

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{\text{avg}}}. \quad (11)$$

O ganho  $G$  de potência de uma antena (em uma determinada direção) é a razão entre a intensidade de radiação, em uma determinada direção e a intensidade de radiação que seria obtida se a antena fosse isotrópica [9], ou seja,

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}}. \quad (12)$$

## 2.2 Parâmetros S e Matriz de Impedâncias

Os parâmetros S próprios e mútuos neste trabalho são calculados pelo *software Microwave Studio*. Esses parâmetros são definidos a partir da idéia de que a onda eletromagnética incidente em um *port* da rede sob caracterização pode ser decomposta em uma onda transmitida e refletida, gerando assim uma matriz chamada Matriz Espalhamento (*Scattering Matrix*) [22].

Essa matriz, assim como as matrizes  $Z$  ou  $Y$ , fornece uma caracterização completa do funcionamento de uma rede de  $N$  *ports* [22]. E ainda, uma vez conhecidos esses parâmetros, eles podem facilmente serem convertidos para outros tipos de parâmetros ( $Z$  ou  $Y$ ) [22].

A relação entre as tensões das ondas incidente ( $V^+$ ) e refletida ( $V^-$ ) nos  $N$  *ports* de uma rede é definida [22] como sendo

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Assim, os elementos dessa matriz podem ser determinados de acordo com (14),

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0}, \forall k \neq j. \quad (14)$$

Portanto, de (14), para determinar  $S_{ij}$  alimenta-se o *port j* com uma onda incidente de tensão  $V_j^+$ , e mede-se a amplitude da onda refletida no *port i*,  $V_i^-$ . As ondas incidentes  $V_k^+$  em todos os *ports*, à exceção da tensão  $V_j^+$  incidente no *port j*, devem ser forçadas para zero, ou seja, os seus respectivos *ports* devem ser terminados com a impedância característica da rede sob análise.

Tendo-se obtido a matriz de parâmetros S, é possível convertê-la para matriz de parâmetros Z, ou seja, a matriz de impedâncias, utilizando-se (15), onde [Z] é a matriz de impedâncias resultante, [U] é a matriz identidade dada por (16) e [S] é a matriz de parâmetros S [22], conforme

$$[Z] = ([U] - [S])^{-1}([U] + [S]), \quad (15)$$

$$[U] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Considerando uma ESPAR de 6 elementos passivos e 1 elemento ativo, obtém-se uma matriz de impedância na forma apresentada em (17).

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_{00} & z_{01} & z_{02} & z_{03} & z_{04} & z_{05} & z_{06} \\ z_{10} & z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} & z_{15} & z_{16} \\ z_{20} & z_{21} & z_{22} & z_{23} & z_{24} & z_{25} & z_{26} \\ z_{30} & z_{31} & z_{32} & z_{33} & z_{34} & z_{35} & z_{36} \\ z_{40} & z_{41} & z_{42} & z_{43} & z_{44} & z_{45} & z_{46} \\ z_{50} & z_{51} & z_{52} & z_{53} & z_{54} & z_{55} & z_{56} \\ z_{60} & z_{61} & z_{62} & z_{63} & z_{64} & z_{65} & z_{66} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

onde o elemento 0 é o elemento central – ativo – e os elementos 1 a 6 são os elementos passivos.

### 2.3 Scan Blindness e o desacoplamento algébrico das variáveis de controle

O acoplamento mútuo entre os elementos de um *array* pode introduzir um fenômeno chamado de *scan blindness* [23]. Este fenômeno limita o volume angular que o *array* é capaz de varrer [24][25]. Esta limitação é medida através do coeficiente de reflexão do *array* quando o mesmo está varrendo determinado ângulo, chamado de *broadside-matched reflection coefficient*  $\Gamma(\theta, \phi)$ . No caso de uma ESPAR, a reatância de cada elemento passivo, controlada pelo algoritmo para *beamforming*, afeta – através da impedância mútua entre os elementos – não só a corrente e a impedância de entrada (e, portanto, a perda de retorno) no elemento ativo, como também afeta a corrente nos demais elementos passivos.

O *broadside-matched reflection coefficient*  $\Gamma(\theta, \phi)$  é definido como

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\theta, \phi) - Z_{in}(0,0)}{Z_{in}(\theta, \phi) + Z_{in}^*(0,0)}, \quad (18)$$

sendo a perda de retorno RL dada em dB por

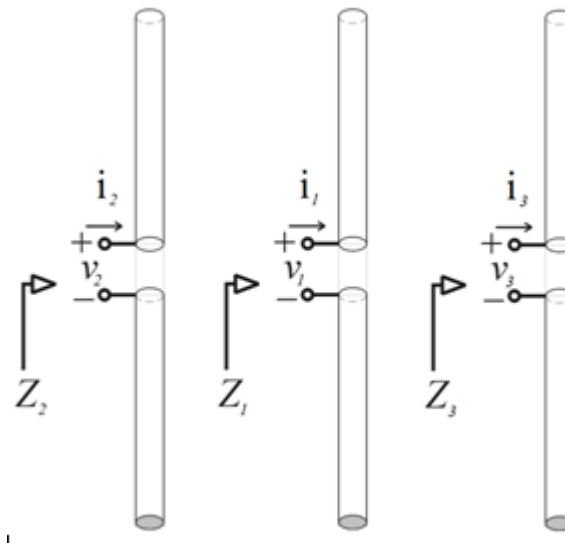
$$RL = -20\log(|\Gamma|), \quad (19)$$

onde  $Z_{in}(\theta, \phi)$  é a impedância de entrada medida no elemento ativo quando o *array* está direcionando seu lobo principal para o ângulo  $(\theta, \phi)$ . No caso da ESPAR,  $Z_{in}(\theta, \phi)$  é a impedância de entrada quando se está utilizando determinado conjunto de reatâncias nos elementos passivos.



Quando o *array* é controlado por um algoritmo adaptativo baseado no gradiente estocástico [26], como é o caso do algoritmo para *beamforming* adotado neste trabalho [15][16], o efeito das impedâncias mútuas entre os elementos do *array* não só afeta a perda de retorno do sinal no elemento ativo, mas afeta também a convergência do algoritmo.

Para fins elucidativos, considere-se um simples *array* composto de 3 antenas dipolo (*3-port*), conforme mostrado na Figura 2.



**Figura 2 – Array composto por 3 antenas dipolos de mesmo tamanho e igualmente espaçadas entre si, cada uma alimentada por uma tensão  $v_i$ , percorridos por correntes  $i_n$ , com impedâncias próprias  $Z_n$ .  $Z_1$ ,  $Z_2$  e  $Z_3$  são as impedâncias de entrada no port do respectivo elemento**

Para um sistema *3-port* tem-se o seguinte sistema de equações

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

onde

$$Z_{ij} = R_{ij} + X_{ij}, \quad (21)$$

representam as impedâncias próprias e mútuas dos elementos do *array*, respectivamente para  $i = j$  e  $i \neq j$ .

Supondo que, semelhantemente à ESPAR, o dipolo percorrido pela corrente  $i_1$  e em cujos terminais surge a tensão  $v_1$  seja o elemento ativo. Supondo que os demais dipolos sejam passivos com um varactor de reatância  $X_k$ ,  $k = \{2,3\}$  inserido no seu centro geométrico para efeito de controle pelo algoritmo. Neste contexto, (20) torna-se

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} + X_2 & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} + X_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Como os dipolos são idênticos e igualmente espaçados, tem-se que  $Z_{11} = Z_{22} = Z_{33}$ ,  $Z_{12} = Z_{21} = Z_{13} = Z_{31}$  e  $Z_{23} = Z_{32}$ . Nesta situação, (22) torna-se

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{11} + X_2 & Z_{23} \\ Z_{12} & Z_{23} & Z_{11} + X_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Re-escrevendo (23) na forma de sistema de equações, tem-se

$$v_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2 + Z_{12}i_3, \quad (24)$$

$$0 = Z_{12}i_1 + (Z_{11} + X_2)i_2 + Z_{23}i_3, \quad (25)$$

$$0 = Z_{12}i_1 + Z_{23}i_2 + (Z_{11} + X_3)i_3. \quad (26)$$

Note de (25) que, como a impedância mútua  $Z_{23}$  entre os elementos passivos não é nula, uma variação na reatância de controle  $X_2$  resulta em uma variação tanto em  $i_1$  como em  $i_2$  e  $i_3$ . Da mesma forma, de (26), uma variação na reatância de controle  $X_3$  resulta em uma variação tanto em  $i_1$  como em  $i_2$  e  $i_3$ . Isto reduz a eficácia do processo de minimização da função de custo pelo algoritmo gradiente porque uma perturbação nas variáveis de controle  $X_2$  e  $X_3$  afeta simultaneamente as variáveis  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_3$  que atuam na definição do diagrama de irradiação. O ideal é desacoplar ao máximo o conjunto de variáveis de controle  $X_2$  e  $X_3$  do conjunto de variáveis atuadoras  $i_1$ ,  $i_2$  e

$i_3$ , de tal forma que cada reatância  $X_k$  afete somente a respectiva corrente  $i_k$ ,  $k = \{2,3\}$ , mais a corrente do elemento  $i_1$  no elemento central ativo.

Especificamente, o algoritmo para *beamforming* controla as correntes em cada dipolo do sistema variando as reatâncias  $X_2$  e  $X_3$  nos *ports* conforme a Regra Delta [26] – vide Apêndice B – Descrição do Algoritmo Inteligente, equações (B. 1) e (B. 2). Desta forma,

$$\underline{X}(n+1) = \underline{X}(n) + \eta \frac{\partial J(n)}{\partial \underline{X}}, \quad (27)$$

onde  $n$  é o instante atual,  $\eta$  é o passo de adaptação,  $J(n)$  é a função de custo e  $\underline{X} = [0 \ X_2 \ X_3]^T$  é o vetor cujos componentes são os valores de reatâncias que controlam o *array* de dipolos mostrado na Figura 2, sendo o dipolo 1 o elemento ativo. Re-escrevendo (27) para a situação mostrada na Figura 2, tem-se

$$\begin{bmatrix} 0 \\ X_2(n+1) \\ X_3(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ X_2(n) \\ X_3(n) \end{bmatrix} - \eta \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\partial J(n)}{\partial X_2(n)} \\ \frac{\partial J(n)}{\partial X_3(n)} \end{bmatrix}. \quad (28)$$

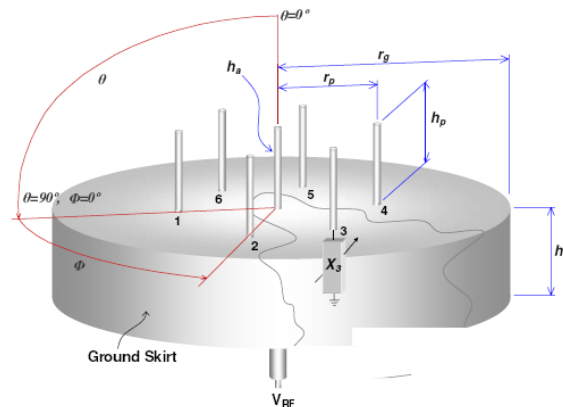
A função de custo  $J(n)$  retorna um valor escalar que mede o erro relativo do gradiente no processo que busca idealmente atingir o mínimo global da superfície definida por  $J$  em função das variáveis  $X_2$  e  $X_3$ . Como exemplo de funções de custo, vide as equações (B. 7), (B. 8) e (B. 15) do Apêndice B. Note de (28) que o algoritmo adaptativo perturba o sistema variando as reatâncias  $X_2$  e  $X_3$ , e registra a conseqüente variação  $\partial J$  ocorrida em  $J$ . A seguir, aplica uma correção às reatâncias  $X_2$  e  $X_3$  contrária à razão de variação de  $J$  em relação à perturbação na respectiva reatância, isto é, aplica correções respectivamente dadas por  $-\eta \frac{\partial J(n)}{\partial X_2(n)}$  e  $-\eta \frac{\partial J(n)}{\partial X_3(n)}$ .

Conforme observado em (25) e (26), dado que a impedância mútua  $Z_{23}$  entre os elementos passivos não é nula, uma variação em  $X_2$  resulta em uma variação tanto em  $i_2$  como em  $i_3$ . Da mesma forma, uma variação em  $X_3$  resulta em uma variação tanto

em  $i_3$  como em  $i_2$ . Isto faz com que a correção  $-\eta \frac{\partial J(n)}{\partial X_2(n)}$  dependa de  $-\eta \frac{\partial J(n)}{\partial X_3(n)}$  em (28), e vice-versa, o que reduz o grau de liberdade do gradiente no processo de minimização de  $J$  pelo fato das componentes de correção do gradiente não estarem desacopladas. Simplificadamente exemplificando: uma variação em  $X_2$  minimiza  $J$  em um instante  $n$  do processo iterativo efetuado pelo gradiente, mas como esta variação também afeta a corrente  $i_3$ , também afetará simultaneamente o ajuste em  $X_3$ . Este ajuste em  $X_3$  variará não somente no sentido da minimização de  $J$  como também no sentido de atender a variação imposta a  $i_3$  pela variação em  $X_2$ , o que reduz o desempenho do gradiente na busca do mínimo global de  $J$ . Esta situação não ocorre caso a impedância mútua  $Z_{23}$  entre os elementos passivos seja nula – condição que se busca obter com o metamaterial através do isolamento de *near-field*.

### 3 Antena ESPAR

A antena ESPAR utilizada para este trabalho é constituída de 1 elemento irradiante ativo e 6 elementos passivos dispostos circularmente em torno do ativo, conforme Figura 3.



**Figura 3 – Modelo da antena ESPAR de 6 elementos passivos utilizada.**

Os elementos passivos operam em conjunto com reatâncias capacitivas variáveis (um varactor em cada elemento passivo), os quais alteram a amplitude e fase das correntes de seus elementos. Isto possibilita que o padrão de irradiação do *array* possa ser controlado [27].

O controle da tensão de operação dos varactores altera a reatância capacitiva dos elementos, desta forma padrões de irradiação setoriais e omnidirecionais podem ser obtidos. Com simples conversores D/A e a implementação de algoritmos adaptativos em um controlador, o diagrama de irradiação da antena pode ser modificado.

Deve-se considerar também que existe um acoplamento eletromagnético no *near-field* entre os elementos passivos. Em uma antena ESPAR ideal, os elementos passivos estariam perfeitamente isolados entre si, existindo apenas o acoplamento eletromagnético desejável entre o elemento ativo e cada um dos elementos passivos.

### 3.1 Modelo analítico da ESPAR

Este trabalho utiliza o simulador desenvolvido por Ortolan [15][16] para avaliar o desempenho da ESPAR com metamaterial quando comparada com uma ESPAR sem metamaterial. Este simulador aplica diretamente a teoria de *arrays* [20]. Além disso, é utilizado o conceito de *Equivalent Weight Vector* [28][29][30] para a representação do efeito do ajuste das reatâncias nos elementos passivos da ESPAR.

O método para implementação do modelo analítico da ESPAR é descrito por Ortolan em “Desconvolução autodidata concorrente para *beamformers* não supervisionados em antenas controladas por reatância”, referência [15] deste trabalho. Para compreensão do método, o Apêndice A – Descrição analítica da ESPAR apresenta um excerto do Capítulo 4.2 – Descrição analítica da ESPAR, de [15], *ipsis litteris*.

Para fins de teste da estrutura com metamaterial tornou-se necessário implementar uma modificação no *steering vector*, a qual será apresentada em detalhes no Capítulo 10.1 - Alteração do *steering vector* original.

## 4 Algoritmo de *Beamforming*

Para as simulações do comportamento de uma ESPAR com metamaterial foi utilizado o algoritmo de desconvolução autodidata concorrente para *beamformers* não supervisionados desenvolvido por Ortolan [15][16]. Este algoritmo é baseado no Processo para Desconvolução Autodidata Concorrente (PDAC) proposto por De Castro [31], no contexto de desconvolução temporal. O algoritmo proposto em [15][16] aplica o PDAC ao contexto de desconvolução espacial.

A descrição detalhada do algoritmo de *beamforming* utilizado é mostrada no Capítulo 7 – Descrição do Algoritmo Inteligente – de [15], cujo extrato *ipsis litteris* é apresentado no Apêndice B – Descrição do Algoritmo Inteligente – deste trabalho.

É importante observar que este modelo analítico considera uma ESPAR construída com dipolos, entretanto para fins de simplificação do modelo no ambiente de simulação *CST Microwave Studio*, as estruturas foram modeladas como monopolos sobre um plano de terra ideal ( $E_{\text{tangencial}}=0$ ). Isto reduz o tamanho do *meshgrid* do *workspace*, conseqüentemente reduzindo significativamente o tempo de simulação. Mais detalhes sobre esta simplificação são apresentados no Capítulo 8 deste trabalho – Modelagem em Ambiente de Simulação Eletromagnética.

Os resultados apresentados neste trabalho baseiam-se no desempenho do simulador de desconvolução autodidata concorrente para *beamformers* não supervisionados quando o mesmo é aplicado a um *array* com metamaterial e sem metamaterial [15].

### 4.1 Modificação implementada no algoritmo

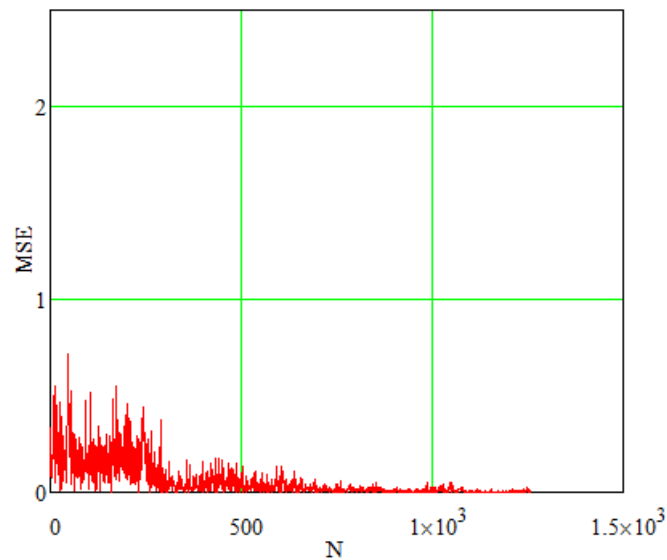
O presente trabalho explora o efeito do uso de metamaterial como isolador eletromagnético entre seus elementos passivos, reduzindo assim o *range* de reatâncias necessário para a convergência do algoritmo. O algoritmo desenvolvido por Ortolan [15][16] apresenta uma validação teórica e efetiva da técnica, através do simulador implementado, entretanto, não é imposto um limite no *range* de reatâncias dos elementos passivos. Constatou-se que a ausência deste limitador exige um *tuning*

bastante refinado dos parâmetros envolvidos no passo de adaptação do algoritmo. A necessidade do uso de um limitador evidenciou-se quando foi constatado que, sem o limitador, os valores de reatância tendiam a divergir ou então o gradiente tendia a ficar preso em um mínimo local da superfície da função de custo.

A equação (29) mostra as impedâncias de uma ESPAR obtidas através do Método dos Momentos [32][33] com o uso do *software SuperNec v2.7*. Estas foram as impedâncias utilizadas no trabalho de Ortolan [15]. Os parâmetros envolvidos na configuração do passo de adaptação do algoritmo foram escolhidos de forma que a convergência ocorresse no menor número de iterações e resultasse no menor erro médio quadrático, para o cenário de acoplamento eletromagnético definido pela matriz de impedâncias [15] dada por (29).

$$\begin{aligned}
 z_{00} &= 85.00 + j48.60 \\
 z_{11} &= 85.00 + j48.60 \\
 z_{01} &= 43.28 - j37.12 \\
 z_{12} &= 43.00 - j36.65 \\
 z_{13} &= 5.38 + j40.23 \\
 z_{14} &= 17.80 + j32.02
 \end{aligned} \quad [\Omega] \quad (29)$$

A Figura 4 mostra a curva do erro médio quadrático (*mean square error – MSE*) do algoritmo de *beamforming* operando com a matriz de impedâncias dada por (29).



**Figura 4 – Curva MSE × número de iterações do algoritmo rodando com a matriz de impedância dada por (29), sem limitar o range de reatâncias.**



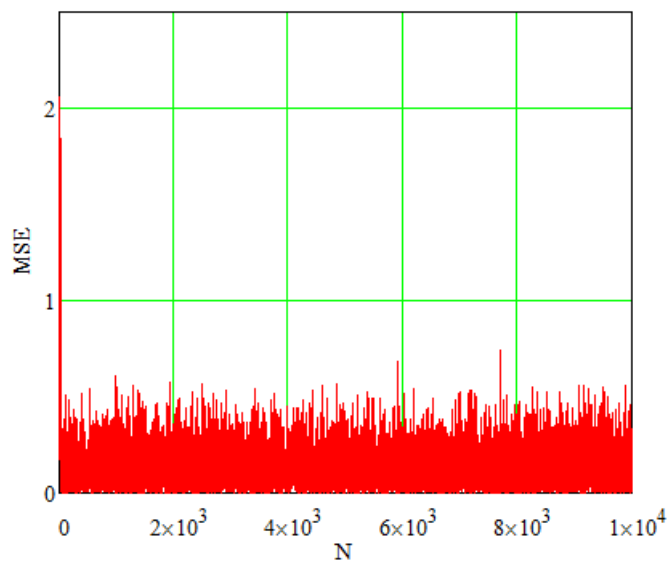
O algoritmo atinge a convergência (quando o  $MSE \rightarrow 0$ ) em aproximadamente 1200 iterações. Ao atingir a convergência, obteve-se o vetor de reatâncias apresentado em (30).

$$X_{MoM} = \begin{bmatrix} 50 \\ -533.14j \\ -57626j \\ 218.952j \\ -184.533j \\ -34.781j \\ -232.4j \end{bmatrix} \quad (30)$$

No contexto do presente trabalho, foi simulada uma antena ESPAR no *software Microwave Studio*, baseado no algoritmo FDTD [19]. As impedâncias obtidas são dadas por (31). A matriz de impedâncias obtida a partir da simulação com o *software Microwave Studio* foi utilizada no simulador de *beamforming* de Ortolan [15] com os mesmos parâmetros de passo de adaptação do caso anterior.

$$\begin{aligned} z_{00} &= 88.26 + j25.77 \\ z_{11} &= 88.26 + j25.77 \\ z_{01} &= 33.53 - j49.76 \\ z_{12} &= 33.53 - j49.76 \\ z_{13} &= -19.05 - j38.91 \\ z_{14} &= -28.49 - j26.12 \end{aligned} \quad [\Omega] \quad (31)$$

A Figura 5 mostra a curva do MSE do algoritmo para *beamforming* operando com a matriz de impedâncias dada por (31).



**Figura 5 – Curva MSE × número de iterações do algoritmo rodando com a matriz de impedância dada por (31), sem limitar o *range* de reatâncias.**

Pela Figura 5 constata-se que o algoritmo não consegue atingir a convergência após 10000 iterações. Pelo vetor de reatâncias obtido, apresentado em (32), percebe-se que os valores de reatância são bem mais altos em módulo do que aqueles mostrados em (30).

$$X_{MWS} = \begin{bmatrix} 50 \\ -1240j \\ -1349j \\ 1314j \\ 1512j \\ -1373j \\ 1142j \end{bmatrix} \quad (32)$$

Um novo *tuning* faz-se, portanto, necessário para que o simulador atinja convergência quando esta nova matriz de impedância é utilizada. Cabe aqui salientar que, para sistemas ressonantes – como é aqui o caso – é usual alguma discrepância entre a matriz impedância mútua obtida com as técnicas MoM e FDTD sob um mesmo cenário eletromagnético.

Além disso, na prática, o *range* de variação será limitado em função dos componentes elétricos discretos utilizados (e.g. varactores). Utilizando-se a função módulo  $mod(x,y)$  limitou-se o *range* de reatâncias permitidas no algoritmo de *beamforming* a cada iteração. A operação  $mod(x,y)$  retorna o resto da divisão de  $x$  por  $y$ , e o sinal será o mesmo de  $x$  ( $x$  módulo  $y$ ).

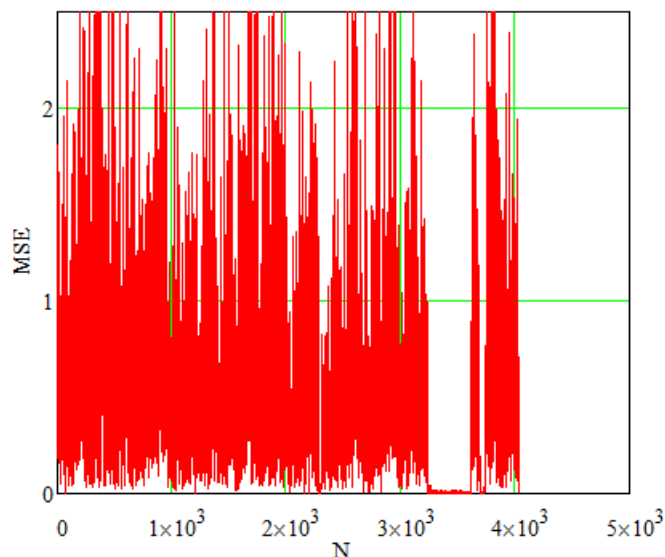
Este limite é um parâmetro, aqui denominado de  $MaxReac$ , que pode ser estabelecido no simulador e limita a faixa de reatâncias dentro de  $\pm MaxReac$ . A Tabela 1 é a mesma encontrada no Apêndice A – Descrição analítica da ESPAR, porém apresenta a modificação do algoritmo nas etapas 6, 7 e 17, onde foi utilizada a função módulo para limitar a reatância dentro de  $\pm MaxReac$ .

**Tabela 1 – Procedimento passo a passo para execução do algoritmo Concorrente (MMC-DD e CMD-DD) utilizando o limitador de reatâncias  $MaxReac$ .**

Etapa	Procedimento
1	Inicializar o vetor de reatâncias: $\underline{X} = [50 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ Inicializar contador de símbolos IQ: $n = 0$
2	Obter $\underline{w} = (Z + \underline{X})^{-1} \underline{U}$ através de (A. 8).

3	Inicializar o vetor regressor de canal $\underline{r}(n)$ com $N_L$ amostras $\underline{r}(n)$ iniciais obtidas a partir de (A. 1)-(A. 4), com $n=0,1,\dots,N_L-1$ , sendo $N_L \geq Na$ e $N_L \geq Nb$ .
4	Gerar a seqüência de valores aleatórios $\underline{\Delta} = [0 \ \delta_1 \ \delta_2 \ \delta_3 \ \delta_4 \ \delta_5 \ \delta_6]^T$ .
5	Determinar $a(n)$ , $b(n)$ e $c(n)$ de acordo com (B. 14), (B. 17) e (B. 3).
6	Obter as reatâncias perturbadas $\text{mod}(\underline{X}_{up}, \text{MaxReac})$ e $\text{mod}(\underline{X}_{down}, \text{MaxReac})$ de acordo com (B. 1) e (B. 2).
7	Calcular $\underline{w}_{up}$ e $\underline{w}_{down}$ a partir de (A. 8) e de $\text{mod}(\underline{X}_{up}, \text{MaxReac})$ e $\text{mod}(\underline{X}_{down}, \text{MaxReac})$ .
8	Calcular $r_{up}(n)$ e $r_{down}(n)$ a partir de (A. 1) - (A. 4) e de $\underline{w}_{up}$ e $\underline{w}_{down}$ .
9	Atualizar regressores com $r_{up}(n)$ e $r_{down}(n)$ : $\underline{r}_{up}(n) = [r(n-N_L+1) \ \dots \ r(n-1) \ r_{up}(n)]^T$ $\underline{r}_{down}(n) = [r(n-N_L+1) \ \dots \ r(n-1) \ r_{down}(n)]^T$
10	Calcular a função de custo $L_{up}$ e $L_{down}$ através de (B. 4) para o caso MMC-DD ou (B. 15) para o caso CMA-DD e de $\underline{r}_{up}(n)$ , $\underline{r}_{down}(n)$
11	Calcular o gradiente $\underline{\nabla}L$ através de (B. 4) e (B. 5).
12	Obter o vetor de reatâncias atualizadas $\underline{X}^I(n)$ através de (B. 13).
13	Obter $\underline{w}^I = (Z + \underline{X}^I)^{-1} \underline{U}$ através de (A. 8).
14	Obter $r^I(n)$ a partir de (A. 1)-(A. 4) e $\underline{w}^I$ .
15	Avaliar o estado atual do sistema, quantizando a amostra do regressor $r(n)$ (com a reatância $\underline{X}(n)$ ) e a amostra do regressor $r^I(n)$ (com a reatância $\underline{X}^I(n)$ ). Se $Q\{r(n)\} = Q\{r^I(n)\}$ , $D=0$ , em caso contrário, $D=1$ .
16	Calcular $\underline{\nabla}J$ a partir de (B. 18).
17	Obter o vetor de reatâncias atualizadas $\text{mod}(\underline{X}^{II}(n), \text{MaxReac})$ através de (B. 16).
18	Mover uma posição à esquerda as amostras armazenadas na fila do regressor de canal $r(n)$ .
19	Obter $\underline{w}^{II} = (Z + \underline{X}^{II})^{-1} \underline{U}$ através de (A. 8).
20	Obter $r^{II}(n)$ a partir de (A. 1) - (A. 4) e $\underline{w}^{II}$ .
21	Armazenar a saída $r^{II}(n)$ na ultima posição do regressor de canal $\underline{r}(n)$ : $\underline{r}(n) = [r(n-N_L+1) \ \dots \ r(n-1) \ r^{II}(n)]^T$
22	Incrementar indexador $n = n + 1$
23	Testar fim de loop: Se $J_\rho < 0.001$ ou $n =$ número máximo de iterações predefinido então FIM caso contrário ir para etapa 4.

Uma nova simulação foi feita com o algoritmo apresentado na Tabela 1 e limitando o *range* de reatâncias entre  $\pm 500j$ . Utilizando os valores de impedância obtidos com o *software Microwave Studio*, dados por (31), e sem modificar os mesmos parâmetros de passo de adaptação, o algoritmo passa a atingir a convergência, como pode ser constatado pela Figura 6.



**Figura 6 – Curva MSE  $\times$  número de iterações do algoritmo rodando com a matriz de impedância dada por (32), com o *range* de reatâncias limitado por  $MaxReac = \pm 500j$ .**

A Figura 6 mostra que o algoritmo atinge a convergência após aproximadamente 4000 iterações. Note na Figura 6 que a curva do MSE apresenta uma variação muito maior quando o *range* de reatâncias está limitado a  $\pm MaxReac$  pela função módulo do que quando os valores de reatância são deixados livres. Isto ocorre porque a função módulo reinicia o valor de cada reatância com o resto da divisão por  $MaxReac$  toda vez que o limite  $MaxReac$  da respectiva reatância é ultrapassado. Apesar da muito maior variação no MSE, o gradiente converge rapidamente (4000 iterações na Figura 6). A razão disto é que, com o reiniciar de diversas reatâncias ao longo da trajetória do gradiente, é provisionado ao gradiente uma diversidade maior de trajetórias tentativas ao longo da superfície da função de custo, a qual é multimodal. Mas como esta maior diversidade de reatâncias ocorre dentro de um *range* limitado na região de domínio da função de custo, o reiniciar de cada reatância abruptamente retira o gradiente da trajetória em curso, diminuindo a chance de que o gradiente fique preso em uma

trajetória que eventualmente o levaria para longe do mínimo global. Com isto reduz-se o número de iterações para que o mínimo global seja atingido.

$$X_{MWS\_MaxReac500} = \begin{bmatrix} 50 \\ -363.26j \\ -287.33j \\ 33.79j \\ 31.56j \\ 217.67j \\ 133.32j \end{bmatrix} \quad (33)$$

Apenas com esta modificação, elimina-se a necessidade do criterioso e extenuante *tuning* dos parâmetros de passo de adaptação do gradiente a cada modificação que se faça na matriz de impedâncias. Com isto, também, é possível explorar no presente trabalho o efeito do uso de metamaterial no *range* de reatâncias necessário para a convergência adequada do algoritmo.

## 5 Simulação Eletromagnética

Todas as simulações eletromagnéticas deste trabalho são feitas com o *software CST Microwave Studio 2010*. Este *software* é uma ferramenta capaz de simular com precisão o comportamento das mais diversas estruturas eletromagnéticas [21][34].

A ferramenta utiliza o FDTD, descrito na seção seguinte, para as simulações eletromagnéticas. Além disso, o *software* disponibiliza um otimizador através de algoritmo genético, o qual também será detalhado nas seções seguintes.

### 5.1 FDTD

O método *Finite-difference time-domain* (FDTD) é utilizado pelo *software CST Microwave Studio* para a simulação de antenas [18]. Este método é utilizado para a solução dos mais diversos tipos de problemas eletromagnéticos, não se limitando apenas a antenas.

O FDTD faz simulações no domínio tempo, o que o torna capaz de simular uma extensa faixa de frequências em um tempo bem menor do que outros métodos, como o Método dos Momentos, o qual necessita fazer uma simulação de todo o *workspace* para cada frequência desejada. Entretanto, um dos fatores limitantes do FDTD é memória, e a velocidade de processamento do computador, os quais são afetados diretamente de acordo com o grau de refinamento do *meshgrid*.

O FDTD foi proposto por K. S. Yee [35] e tem como base as equações de Maxwell na forma diferencial,

$$\begin{aligned}\frac{\partial \underline{H}}{\partial t} &= -\frac{1}{\mu} (\nabla \times \underline{E} - \underline{M} + \sigma^* \underline{H}), \\ \frac{\partial \underline{E}}{\partial t} &= -\frac{1}{\varepsilon} (\nabla \times \underline{H} - \underline{J} + \sigma \underline{E}),\end{aligned}\tag{34}$$

sendo:

- $\underline{H}$  – vetor campo magnético (função da posição e do tempo) em A/m;
- $\underline{E}$  – vetor campo elétrico (função da posição e do tempo) em V/m;

- $\varepsilon$  – permissividade elétrica do meio em F/m;
- $\mu$  – permeabilidade magnética do meio em H/m;
- $\sigma$  – condutividade elétrica do meio (coeficiente de atenuação do campo elétrico por atravessar o meio) em S/m;
- $\sigma^*$  – perda magnética equivalente (coeficiente de atenuação do campo magnético por atravessar o meio) em  $\Omega/m$ ;
- $\underline{J}$  – fonte de densidade de corrente elétrica em A/m<sup>2</sup>;
- $\underline{M}$  – fonte de densidade de corrente magnética equivalente em Wb/m.

O método faz a amostragem volumétrica (no espaço) do campo elétrico  $\underline{E}$  e magnético  $\underline{H}$  desconhecidos, dentro da região de interesse (*workspace*) e nas regiões de fronteira (*boundaries*), em um determinado período de tempo. Em outras palavras, o FDTD é um procedimento *marching-in-time* que simula as ondas eletromagnéticas reais em uma região espacial finita, através de dados amostrados análogos às ondas propagando-se em um espaço de dados computacionais.

Utilizando (34) pode-se, por exemplo, encontrar a expressão da componente  $x$  do vetor campo magnético  $\underline{H}_x$ , como sendo

$$\frac{\partial \underline{H}_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial \underline{E}_y}{\partial z} - \frac{\partial \underline{E}_z}{\partial y} - \underline{M}_x - \sigma^* \underline{H}_x \right). \quad (35)$$

O FDTD calcula o campo para cada instante de tempo discreto e cada posição espacial discreta dentro de um *grid*. Os campos podem ser representados como uma função discreta

$$f(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = f(i, j, k, n). \quad (36)$$

Como esse método usa diferenças centrais [36], tem-se que

$$\frac{\partial f(i, j, k, n)}{\partial t} = \frac{f(i, j, k, n + \frac{1}{2}) - f(i, j, k, n - \frac{1}{2})}{\Delta t}. \quad (37)$$

Usando a idéia de (37) em (35) deriva-se a equação de *time-stepping* para uma componente, conforme

$$\begin{aligned}
H_x(i-\frac{1}{2}, j, k, n+1) = & \frac{1-\sigma^*(i-\frac{1}{2}, j, k) \Delta t / 2\mu(i-\frac{1}{2}, j, k)}{1+\sigma^*(i-\frac{1}{2}, j, k) \Delta t / 2\mu(i-\frac{1}{2}, j, k)} \underline{H}_x(i-\frac{1}{2}, j, k, n) \\
& + \frac{\Delta t / \mu(i-\frac{1}{2}, j, k)}{1+\sigma^*(i-\frac{1}{2}, j, k) \Delta t / 2\mu(i-\frac{1}{2}, j, k)} \\
& \left[ \frac{\underline{E}_y(i-\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}, n+\frac{1}{2}) - \underline{E}_y(i-\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2}, n+\frac{1}{2})}{\Delta z} \right. \\
& \left. - \frac{\underline{E}_z(i-\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}, n+\frac{1}{2}) - \underline{E}_z(i-\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2}, n+\frac{1}{2})}{\Delta y} \right. \\
& \left. - \underline{M}_x(i-\frac{1}{2}, j, k, n+\frac{1}{2}) \right].
\end{aligned} \tag{38}$$

Para as outras componentes utiliza-se o mesmo princípio [36].

Yee, em [35], propõe o *leapfrog arrangement* Figura 7, que neste trabalho será chamado de *grid*. O *leapfrog arrangement* tem um processo iterativo de cálculo conhecido como *leapfrog time-stepping*, que adota a seguinte notação, para fins de padronização:

$$\underline{U}(x_i, y_j, z_k, t_n) = \underline{U}(i \cdot \Delta x, j \cdot \Delta y, k \cdot \Delta z, n \cdot \Delta t) = \underline{U}_{i,j,k}^n, \tag{39}$$

onde  $\underline{U}$  é o vetor campo magnético ou elétrico,  $\Delta x, \Delta y$  e  $\Delta z$  são as dimensões da célula (*grid*),  $\Delta t$  é o intervalo entre as varreduras,  $i, j$  e  $k$  são os índices que localizam a célula no *grid* e  $n$  o índice da amostra no tempo.

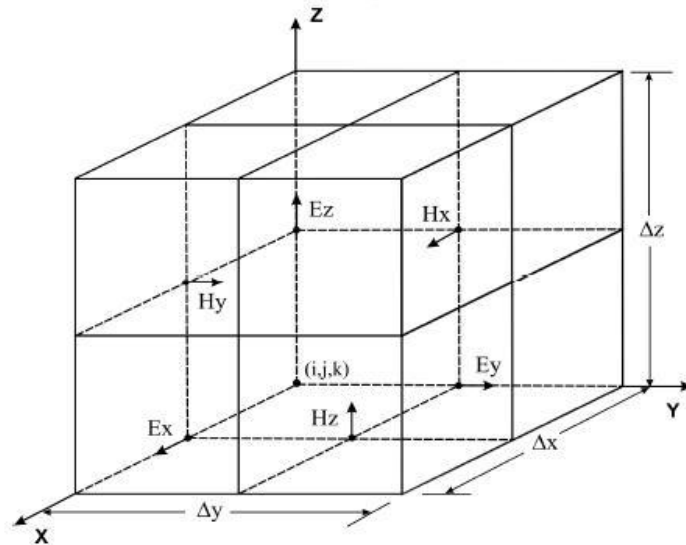


Figura 7 – Célula de Yee contendo as componentes  $(x, y, z)$  dos campos elétrico e magnético



O *workspace* é discretizado em múltiplas células de Yee (*grids*), e o conjunto de células é chamado de *meshgrid*.

## 5.2 Algoritmo Genético para a otimização de parâmetros estruturais

Algoritmos genéticos (GA – *Genetic Algorithm*) são o subconjunto de algoritmos evolucionários que modelam processos biológicos para otimizar funções de custo complexas. O algoritmo genético faz com que uma população composta de diversos indivíduos evolua sob determinado processo genético até um estado que minimize a função de custo [37].

### 5.2.1 Definição genérica

A descrição mais genérica de GA indica que otimizações através dessa técnica são possíveis através da identificação, ênfase e recombinação de blocos construtivos tidos como “bons” em determinada solução, tudo isso de forma paralelizada. Esses blocos construtivos também são chamados de *schemas* ou *schematas*. O algoritmo baseia-se no arrazoado intuitivo que bons *schematas* gerarão boas soluções. Um *schema* é um modelo composto de zeros, uns e *don't cares* (\*) usados para descrever uma seqüência binária. O *schema*  $H=1^{*}0$  descreve todas seqüências de 4 bits que começam com 1 e terminam com 0. Neste caso, por exemplo, as seqüências que correspondem à este *schema* são chamadas de instâncias de H e neste caso são: 1000, 1010, 1100 e 1110. Se considerarmos uma seqüência binária de tamanho 4, existem  $2^4$  (16) possíveis soluções, dentro das quais a melhor pode ser localizada. Entretanto, adicionando *don't cares* ao alfabeto, o número aumenta para  $3^4$  (81) possibilidades. À primeira vista pode parecer que a dificuldade para se encontrar a melhor solução foi aumentada, porém o algoritmo não avalia as seqüências como indivíduos, e sim em paralelo, como uma população. *Schemas* permitem que o algoritmo enfoque nos *bits* mais importantes e não em todos ao mesmo tempo. A Tabela 2 apresenta um exemplo de como o algoritmo genético interpreta cada seqüência binária.

Tabela 2 – Interpretação do algoritmo genético através de uma definição de *fitness*.

Seqüência binária	<i>Fitness</i>
1101	2197
1000	512
0100	64
0011	27

Ao se considerar as seqüências como indivíduos em vez de membros de uma população torna-se difícil perceber a relação entre determinada seqüência e seu *fitness*, o qual é simplesmente  $f(x) = x^3$ . Assim, ao olhar para as seqüências, seus *fitness* e as similaridades entre seqüências, a maior importância de certos *bits* em relação aos outros é revelada. O GA resolve este processo de uma forma matemática. Se qualquer dada seqüência de *bits* de tamanho  $l$  é uma instância de  $2^l$  diferentes *schemas* então a seqüência 11 é uma instância de \*\*, onde \*\* representa todas 4 possíveis seqüências de tamanho 2. Sendo assim, uma população com  $N$  membros tem instâncias com diferentes *schemas* entre  $2^l$  e  $N \cdot 2^l$ . Para uma dada população, enquanto o GA explicitamente avalia o *fitness* de cada membro individualmente, na verdade implicitamente ele está estimando o *fitness* de um conjunto muito maior de *schemas*. O *fitness* médio de um *schema* é avaliado pela média de *fitness* de todas as possíveis instâncias daquele *schema* [38]. O GA não armazena explicitamente os *schemas* que produzem o nível ótimo de *fitness*, e sim incrementa o número destas instâncias nas populações futuras. O incremento ou decremento de instâncias de *schemas* de uma população para a próxima é descrito pelo Teorema de *Schemas*, introduzido por Holland [39]

### 5.2.2 Aplicação do Algoritmo Genético

A otimização dos parâmetros estruturais das geometrias elementares do metamaterial resulta de um processo de “seleção natural” obtido através do algoritmo genético. A otimização, ou evolução, ocorre através do uso de operadores genéticos, como por exemplo elitismo, *sampling*, *crossover* e mutação. Em termos biológicos, um “cromossomo” é usado para descrever um conjunto de parâmetros estruturais (por exemplo largura das trilhas de material condutor, espaçamento entre trilhas e distância entre cada elemento), sendo cada parâmetro um gene. Um conjunto de cromossomos é chamado de população.

O processo de adaptação se dá através da criação de uma população gerada aleatoriamente. Os cromossomos são definidos dentro de uma faixa de valores pré-determinada para a variação de cada parâmetro. O segundo procedimento é a avaliação do *fitness* de todos os cromossomos. Ou seja, são feitas simulações eletromagnéticas completas de todas as estruturas geradas a partir dos parâmetros estruturais escolhidos aleatoriamente para a população.

A etapa seguinte consiste na geração da próxima população, com base nos cromossomos com melhor *fitness*. Existem inúmeras maneiras de se executar este procedimento. Um dos mais simples é o elitismo, que seleciona os melhores cromossomos da população atual e os carrega na população seguinte. Para gerar os cromossomos restantes da nova população o algoritmo precisa primeiro selecionar “pais” que os modelem. Uma amostragem estocástica é executada na população atual para selecionar dois cromossomos como pais. De uma maneira similar ao que se conhece em biologia como “seleção natural”, os cromossomos são escolhidos conforme seu *fitness*. Dessa forma os cromossomos mais aptos (melhores *fitness*) produzem mais “filhos”. Essa combinação é chamada de *crossover*, e a técnica aplicada também varia de acordo com cada implementação do algoritmo, podendo ser *single-point* (a troca de genes é feita sempre na mesma parte do cromossomo) ou *multi-point* (podendo ser em diversos pontos).

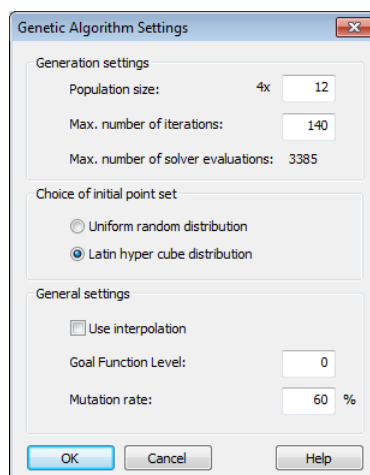
Por fim, o novo membro passa pelo processo de mutação. Esse procedimento aplica uma probabilidade de um dos genes de algum dos membros vir com um valor aleatoriamente modificado e diferente do esperado. Isso evita que o algoritmo fique preso em mínimos locais quando a variabilidade genética começar a ficar muito restrita.

Um GA pode ser, então, resumido pela seguinte seqüência de operações:

1. Gera uma população aleatória com N cromossomos;
2. Avalia o *fitness* de todos os cromossomos da população;
3. Testa a convergência. Pára se um dos cromossomos tiver o *fitness* aceitável;
4. Gera a nova população (Elitismo, *crossover* e mutação);
5. Volta para o passo 2.

### 5.2.3 Algoritmo Genético utilizado pelo *Software Microwave Studio*

O detalhamento do método utilizado para a implementação do sistema de otimização por algoritmos genéticos implementado no *software CST Microwave Studio* não é aberto, ou seja, não se tem acesso aos detalhes do algoritmo, como por exemplo o procedimento de *crossover* e criação de novos elementos de gerações seguintes. Entretanto, o *software* permite a seleção de alguns parâmetros de controle do otimizador, como mostrado na Figura 8.



**Figura 8 – Janela de seleção de parâmetros do otimizador do *Software CST Microwave Studio 2010*.**

Estes parâmetros são descritos na documentação do *software*. Abaixo são fornecidos detalhes sobre cada opção:

- *Population Size*: Tamanho da população de cada geração. Cada elemento da população é uma nova simulação que será feita. Dessa forma, uma população muito pequena pode não ter uma variabilidade genética grande o suficiente para o algoritmo evoluir os parâmetros, e uma população muito grande irá gerar um número excessivo de novas simulações.
- *Maximal Number of Iterations*: O algoritmo genético pára quando o número máximo de iterações for atingido. Cada iteração é uma nova geração. O número máximo de simulações que serão feitas pode ser calculado da seguinte forma: Se "n" é o tamanho da população e "m" é o número máximo de iterações, "(m+1)\*n/2 + 1" simulações serão executadas.

- *Uniform Random Distribution*: População inicial é criada por um gerador pseudo-aleatório que distribuirá os pontos uniformemente pelo espaço de parâmetros.
- *Latin Hyper Cube Distribution*: Pontos escolhidos aleatoriamente algumas vezes possuem a desvantagem de não preencherem o espaço de parâmetros de forma otimizada. A amostragem por *Latin Hyper Cube* possui a propriedade de que os pontos gerados serão equidistantes dentro do espaço.
- *Mutation Rate*: Se os genes de dois pais são muito similares, então a taxa de mutação especifica a probabilidade de que uma mutação ocorra.
- *Goal Function Level*: É possível especificar o valor máximo da função objetivo. Se o otimizador chegar num valor de função objetivo igual ou menor do que o especificado, o critério de parada terá sido atingido. Se não for especificada uma função objetivo, o otimizador tenta zerar a função objetivo (equivalente a maximizar o *fitness*).

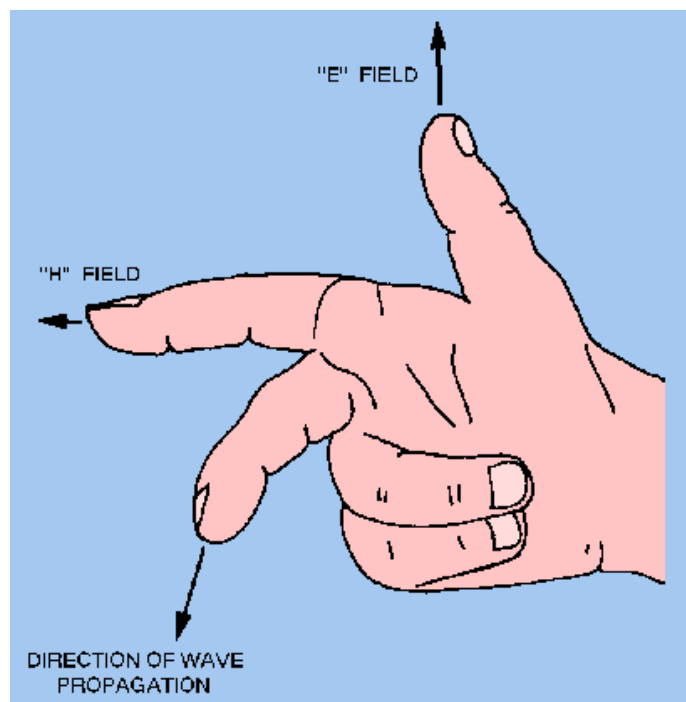
## 6 Definição de Metamaterial

Em 1968, o físico russo Viktor Veselago descreveu matematicamente o comportamento eletrodinâmico de materiais com valores simultaneamente negativos de permissividade elétrica ( $\epsilon$ ) e permeabilidade magnética ( $\mu$ ) [40]. Nesta época, não se sabia como poderia ser possível sintetizar este tipo de material. O autor acreditava que este material poderia ser encontrado na natureza [41]. Com o surgimento de técnicas de ferramentas computacionais capazes de simular condições eletromagnéticas, foi possível constatar que seria viável sintetizar o comportamento previsto por Veselago através da inclusão de estruturas periódicas e altamente ressonantes, muito menores do que o comprimento de onda e espaçadas a uma distância menor do que o comprimento de onda, em um dielétrico. Essas condições de tamanho e periodicidade das estruturas elementares constituem um material efetivamente homogêneo, ou seja, para a onda eletromagnética essa região com inclusões periódicas se comporta como um material real (por isso o termo “metamaterial”), podendo ser definido em termos de permissividade elétrica e permeabilidade magnética. Para que a condição de homogeneidade-efetiva seja atendida é necessário que o tamanho das estruturas elementares seja menor do que pelo menos um quarto do comprimento de onda, assim como periodicidade.

Os campos magnético e elétrico, quando alinhados de forma correta com as inclusões, geram uma forte ressonância, além de uma composição de harmônicas espaciais de forma tal que a permissividade elétrica e permeabilidade magnética são diferentes daquelas esperadas.

Materiais encontrados na natureza podem ser de três tipos:

- $\epsilon$  e  $\mu > 0$  (*right-handed*) – São materiais cujos vetores de campo elétrico, campo magnético e propagação são regidos pela regra da mão direita, como mostra a Figura 9. Ex.: dielétricos isotrópicos;
- $\epsilon < 0$  e  $\mu > 0$  (*single-negative*) – Ex.: Plasma e metais em frequências óticas;
- $\epsilon > 0$  e  $\mu < 0$  (*single-negative*) – Ex.: Ferrites (materiais ferromagnéticos);



**Figura 9 – Regra da mão direita. Diz-se material *left-handed* quando a direção de propagação da onda formada pelos vetores E e H é contrária àquela mostrada na figura, ou seja, regra da mão esquerda [40].**

A capacidade de manipular a permissividade elétrica e permeabilidade magnética permite que sejam sintetizados materiais com ambos os coeficientes simultaneamente negativos. Materiais com este comportamento foram denominados por Veselago como *left-handed metamaterials*, já que os vetores de campo elétrico, campo magnético e propagação têm direções regidas pela regra da mão esquerda. O presente trabalho não pretende sintetizar materiais com valores específicos de  $\epsilon$  e  $\mu$ , entretanto o estudo de materiais *left-handed* é importante para se compreender tanto o princípio de funcionamento por trás da sintetização dos coeficientes como o potencial de metamateriais para as mais diversas aplicações.

## 6.1 Velocidade de fase e velocidade de grupo

A correta compreensão do efeito de um metamaterial *left-handed* como meio de propagação de uma onda eletromagnética exige que, em primeiro lugar, sejam compreendidos os conceitos de velocidade de fase e velocidade de grupo.

A velocidade de fase de uma onda é a taxa na qual a fase de uma onda se propaga no espaço. Essa é a velocidade na qual a fase de um dado componente da onda vai se propagar [42]. A velocidade de fase  $v_p$  é dada em termos de comprimento de onda  $\lambda$  e período  $T$ , conforme a equação (40).

$$v_p = \frac{\lambda}{T} \quad (40)$$

A velocidade de grupo de uma onda é a velocidade com a qual o formato geral das amplitudes da onda se propaga no espaço [42]. Ou seja, é a velocidade com a qual o envelope (ou modulação da amplitude) se propaga. A velocidade de grupo é definida pela equação (41).

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k}, \quad (41)$$

onde  $\omega$  é a frequência angular (em rad/s) e  $k$  é a constante de propagação (em rad/m). A função  $\omega(k)$  é conhecida como a relação de dispersão. Se  $\omega$  é diretamente proporcional à  $k$ , então a velocidade de grupo é exatamente igual à velocidade de fase.

## 6.2 Left-Handed Metamaterials

Veselago [40] mostrou matematicamente o comportamento da onda eletromagnética quando o meio de propagação tem  $\epsilon < 0$  e  $\mu < 0$ . O conjunto de equações de Maxwell, considerando os coeficientes de permissividade elétrica e permeabilidade magnética, é dado por

$$\begin{aligned} \text{rot } E &= -\mu \left( \frac{1}{c} \right) \frac{\partial H}{\partial t}, \\ \text{rot } H &= \epsilon \left( \frac{1}{c} \right) \frac{\partial E}{\partial t}. \end{aligned} \quad (42)$$

Ao se considerar uma onda plana com frequência  $\omega$  e constante de propagação  $k$  (no caso de materiais *right-handed*  $k$  também é a velocidade de fase) se tem que

$$[kE] = \frac{\omega}{c} \mu H, \quad (43)$$



$$[kH] = -\frac{\omega}{c} \varepsilon E .$$

A partir das equações (42) e (43) percebe-se que quando  $\varepsilon > 0$  e  $\mu > 0$  obtém-se um trio de vetores E, H e  $k$ , com direções regidas pela regra da mão direita (Figura 9).

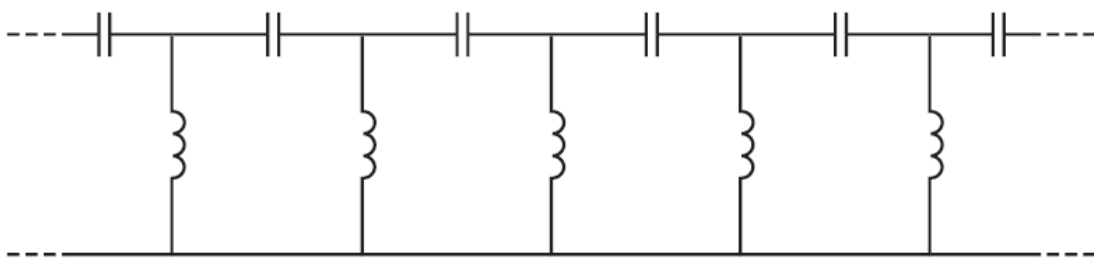
Sabendo que o Vetor de Poynting  $S$  é o fluxo de energia (em  $\text{W/m}^2$ ), regido por (44), e que o vetor  $k$  está orientado na mesma direção da velocidade de fase, tem-se uma velocidade de grupo positiva para o caso de ambos os coeficientes positivos.

$$S = \frac{c}{4\pi} [EH] \quad (44)$$

Quando  $\varepsilon < 0$  e  $\mu < 0$ , observa-se, através de (42) e (43), que o trio de vetores E, H e  $k$  passa a ser regido pela regra da mão esquerda, de forma que o vetor  $k$ , formado por E e H, está orientado na direção oposta do caso anterior. Entretanto, a direção do fluxo de energia, dado pelo vetor de Poynting  $S$  não se altera. Isso gera uma onda com velocidade de grupo negativa, ou *backward wave* [41] (onda contrária).

O antiparalelismo existente entre  $S$  e  $k$  gera alguns efeitos interessantes na onda eletromagnética. Certos fenômenos eletromagnéticos e óticos ficam inversos, entre eles o efeito Doppler, o efeito Vavilov-Cherenkov, a lei de Snell, o efeito Goss-Hänchen e a teoria de lentes [40][43][41].

O fenômeno de antiparalelismo entre velocidade de fase e velocidade de grupo não era um fenômeno novo, tampouco desconhecido, quando Veselago escreveu seu artigo. No final da década de 40, Brillouin e Pierce utilizaram linhas de transmissão com circuitos equivalentes do tipo capacitância-série/indutância-*shunt*, conforme Figura 10, para demonstrar o antiparalelismo entre velocidade de fase e velocidade de grupo e utilizavam o termo *backward wave* para designar este efeito.



**Figura 10 – Circuito equivalente de uma linha de transmissão capaz de propagar uma *backward wave*.**

Brillouin concluiu que este fenômeno estava associado às harmônicas espaciais negativas que aparecem no circuito devido às ressonâncias dos elementos, as quais contribuem para a composição da série de Fourier que descreve o espalhamento (*scattering*) da onda em estruturas periódicas (com periodicidade maior do que um quarto do comprimento de onda). Esse tipo de modelo, no entanto, não pode ser descrito em termos de permissividade elétrica e permeabilidade magnética, pois não constitui um meio efetivamente homogêneo. A inovação trazida pela sintetização de metamateriais foi criar meios de propagação artificiais, porém efetivamente homogêneos, obtidos através do uso de estruturas periódicas muito menor do que um comprimento de onda.

A homogeneidade aqui deve ser entendida no sentido de que as harmônicas espaciais geradas pelo espalhamento da onda na estrutura periódica estão deslocadas entre si de uma distância muito menor do que o comprimento de onda. Portanto, o fenômeno é melhor representado por uma descrição contínua através do conceito de um material com  $\epsilon$  e  $\mu$  definidos pelo compacto conjunto de harmônicos espaciais que se estabelecem na região periódica do que através de uma descrição discreta baseada em superposição de harmônicos espaciais discretos separados de mais de um quarto do comprimento de onda. Isso permite, inclusive, que sejam sintetizados metamateriais capazes de se comportar como *left-handed* ao longo de extensas faixas de frequência.

### 6.3 Comportamento a ser explorado

Este trabalho não pretende sintetizar estruturas com valores específicos de permissividade elétrica e permeabilidade magnética. Pretende-se, no entanto, otimizar as estruturas elementares de forma a se atingir determinado comportamento. É importante ressaltar que o resultado final da otimização dos parâmetros estruturais mostrados neste trabalho não necessariamente irá modelar uma estrutura *left-handed*.

Já foi demonstrado por Buell [44] o fenômeno da superdiretividade, por Zhu [45] a modificação da distribuição de campo elétrico no *near-field* de uma antena *patch* com o uso de uma cobertura de metamaterial, entre outros fenômenos já bem documentados [46][47][48][49][50]. O fenômeno de interesse, explorado neste trabalho, é o de minimização do acoplamento eletromagnético no *near-field*. Buell [51] já

mostrou que metamaterial pode ser utilizado para a minimização do acoplamento eletromagnético em *arrays* unidimensionais de antenas *patch*.

O presente trabalho difere do de Buell uma vez que a estrutura sob análise é uma antena ESPAR, a qual é constituída por uma disposição bidimensional e circular de monopolos. Além disso, a ESPAR possui um elemento ativo, o qual deve estar acoplado eletromagneticamente aos elementos passivos.

Além de se buscar o desacoplamento no *near-field* dos elementos passivos, a diferença de performance da antena será avaliada quando utilizada em conjunto com um algoritmo de *beamforming*.

## 6.4 Geometrias elementares

Por definição, qualquer geometria condutora muito menor do que o comprimento de onda que, quando impingida por uma onda eletromagnética, entra em forte ressonância (considerando o devido alinhamento da estrutura com o campo elétrico e/ou magnético), pode ser utilizada como uma unidade elementar para formar as inclusões não-homogêneas que sintetizam o comportamento esperado de um metamaterial.

A literatura apresenta diversas estruturas que podem ser utilizadas [51][47][45]. Considerando aspectos mecânicos e de aproveitamento de espaço, o foco do trabalho será em duas estruturas mais comumente utilizadas em projetos envolvendo metamateriais.

A Figura 11 apresenta a estrutura *Multiple Split-Ring Resonators* (MSRR) [46]. Nesta estrutura o lado é da ordem de  $\lambda/40$ .

A Figura 12 apresenta a estrutura *Spiral Resonators* (SR) [46], cujo lado é da ordem de  $\lambda/100$  [54].

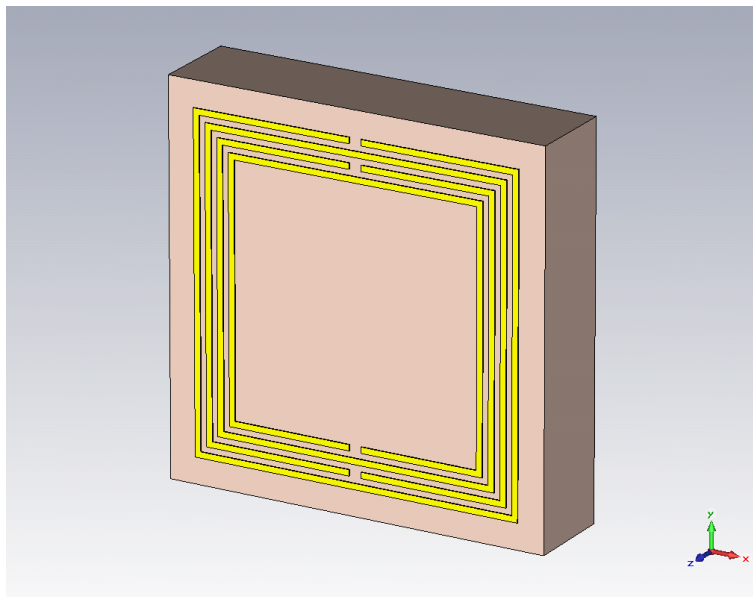


Figura 11 – *Multiple Split-Ring Resonator* com 4 *split-rings* concêntricos.

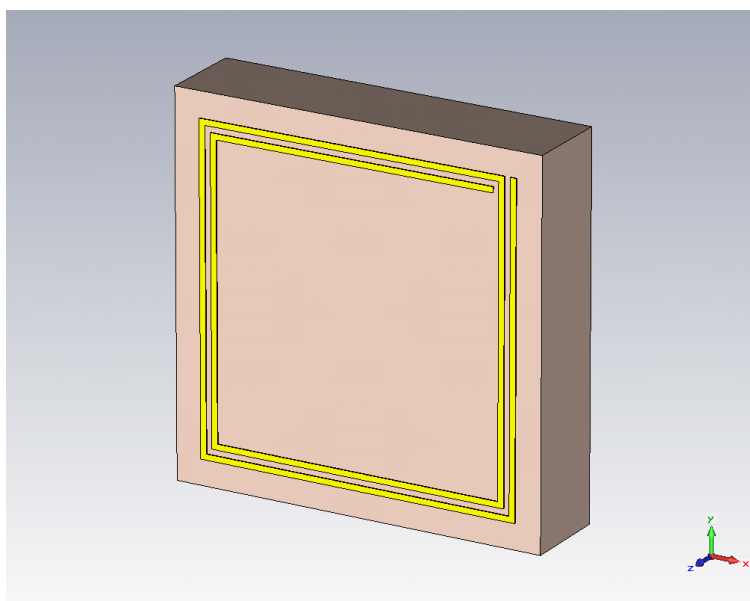


Figura 12 – *Spiral Resonator* com 2 voltas.

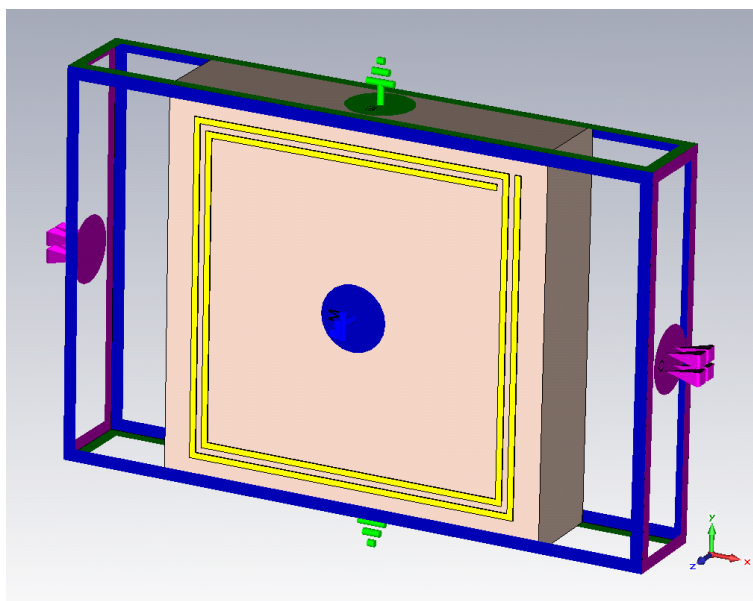
#### 6.4.1 Modelagem e simulação das Geometrias elementares

Primeiramente foram feitas simulações em um ambiente ideal. Um único elemento foi modelado e as condições de fronteira do *workspace*, mostradas na Figura 13, foram estabelecidas da seguinte forma:

- Plano XY máximo e mínimo (frente e costas do bloco) – *Perfect Magnetic Conductors* (PMC);

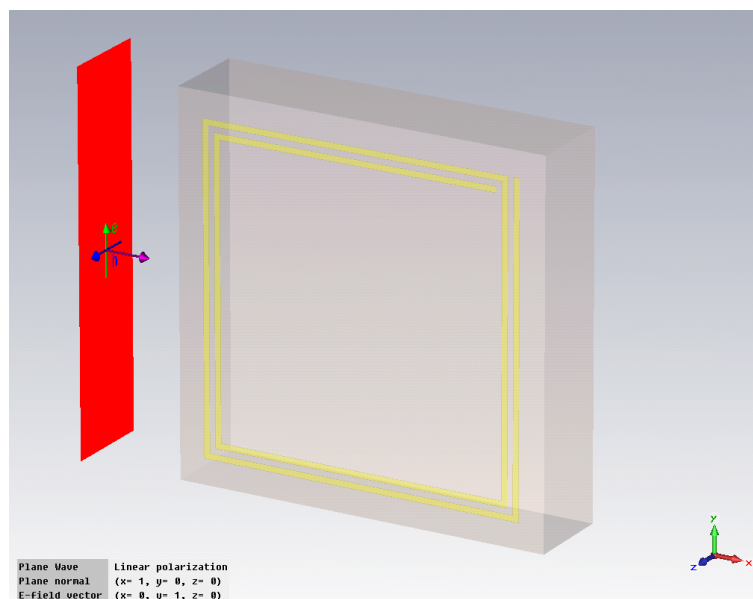
- Plano ZX máximo e mínimo (parte de cima e parte de baixo do bloco) – *Perfect Electric Conductors* (PEC);
- Plano ZY máximo e mínimo (laterais do bloco) – *Open*.

O vetor do campo magnético que atravessa o material é normal às fronteiras de PMC, e o vetor do campo elétrico é normal às fronteiras de PEC. Esta configuração possibilita que um bloco de metamaterial ideal com infinitas repetições de sua estrutura elementar ao longo dos eixos Y e Z seja avaliado [44].



**Figura 13 – Condições de fronteira para teste de ressonância das estruturas. PMC em azul, PEC em verde e *open* em rosa.**

Foi gerada uma onda plana, de incidência normal à estrutura, com o vetor de propagação na mesma direção e sentido do eixo X, vetor de campo elétrico alinhado com o eixo Y e vetor de campo magnético alinhado com o eixo Z, como mostra a Figura 14.



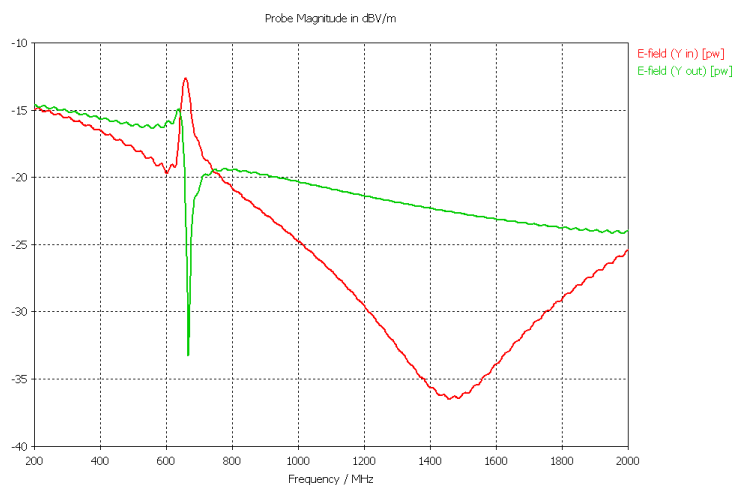
**Figura 14 - Onda plana que percorre a estrutura.**

Foram configurados monitores (*probes*) de campo elétrico posicionados nas vizinhanças próximas das laterais da estrutura, de forma a se medir a intensidade de campo onde a onda plana incide na estrutura e onde ela sai da estrutura. Não é necessário medir o campo magnético, já que este é uma consequência da variação do campo elétrico, e vice-versa.

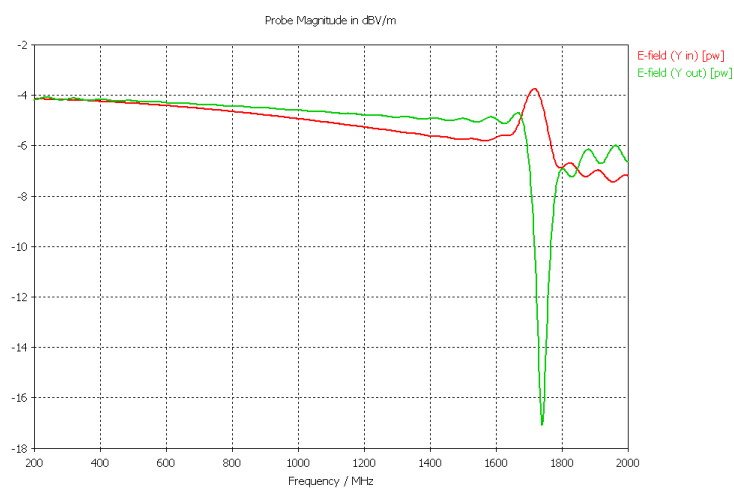
Uma análise mais detalhada dos efeitos da variação do número de *split rings* (no MSRR) e do número de voltas (no SR) pode ser encontrada em [52]. Sabendo que deverão ser feitas simulações com os pares de elementos da ESPAR (visando atender à teoria de *arrays*), optou-se por se avaliar a ressonância do MSRR com 4 *split rings* e do SR com 2 voltas. Esta escolha é baseada no fato de que o algoritmo de simulação eletromagnética FDTD discretiza o espaço em blocos discretos chamados *meshcells*. O ambiente de simulação conterá muitos *meshcells* se forem utilizadas estruturas com muitas voltas ou muitos *split-rings*, inviabilizando a simulação por falta de memória no PC. Além disso, foram feitas otimizações por algoritmo genético [53] para adaptar os parâmetros a uma condição ótima de desempenho na frequência de 1 GHz. Desta forma, se a estrutura for discretizada com uma quantidade muito grande de *meshcells*, cada iteração do algoritmo genético poderá demorar um tempo muito significativo, impossibilitando uma otimização ideal em tempo hábil.

Tanto o SR quanto o MSRR foram testados sob as condições e parâmetros descritos acima. O lado dos MSRRs é  $\lambda/40$  (0,75cm para 1 GHz), e dos SRs,  $\lambda/100$  (0,30cm para 1 GHz) [52].

A Figura 15 e a Figura 16 apresentam os resultados das medições.



**Figura 15 – Campo elétrico [dBV/m] de uma onda plana aplicada a um MSRR com 4 *split-rings* concêntricos. A curva em vermelho apresenta o campo na entrada da estrutura, e em verde, na saída.**



**Figura 16 - Campo elétrico [dBV/m] de uma onda plana aplicada a um SR com 2 voltas. A curva em vermelho apresenta o campo na entrada da estrutura, e em verde, na saída.**

Os resultados condizem com aqueles já apresentados em artigos. Uma discrepância com relação à frequência é observada em relação ao resultado esperado, mas isso se deve às perdas do dielétrico e do cobre, as quais foram consideradas na simulação. A atenuação do campo elétrico chega a quase -35dB quando é utilizado o MSRR com 4 *Split-Rings* e -15dB quando utilizado o SR com 2 voltas.



## 7 Escopo deste Trabalho

O comportamento de interesse deste trabalho é a propriedade de minimizar o acoplamento eletromagnético no *near field* entre elementos irradiantes. Mais especificamente, espera-se obter um maior isolamento entre os elementos passivos de uma antena ESPAR [27][54]. Este comportamento já foi demonstrado em *arrays* de dois elementos de antenas do tipo *patch* [51]. Este trabalho expande o conceito comprovado em [51], aplicando-o a uma antena ESPAR, de forma a se avaliar seu comportamento quando utilizada no contexto de antenas inteligentes, através de um algoritmo de *beamforming* [15].

O simulador do algoritmo de *beamforming* descrito em [15] foi utilizado neste trabalho para se comparar o desempenho de uma ESPAR com elementos isolados por metamaterial e uma ESPAR comum. Será, portanto, necessário obter os seguintes parâmetros e utilizá-los no simulador:

- As impedâncias mútuas obtidas através de simulações dos pares de elementos do *array*;
- A impedância própria do elemento central no espaço livre;
- A impedância própria de um elemento passivo com seu respectivo isolador de metamaterial no espaço livre (a impedância será a mesma para os 6 elementos passivos, dado que a estrutura é circular e todos os elementos passivos estão posicionados da mesma forma em relação ao elemento central);
- O diagrama de irradiação com os ganhos lineares e a fase do elemento central;
- O diagrama de irradiação com o ganho linear e fase em todas as direções do elemento passivo com seu respectivo isolador de metamaterial (os diagramas de irradiação serão iguais em todos os elementos passivos, apenas ficam apontados para direções diferentes em cada elemento passivo. Este giro é dado no momento que o vetor contendo os valores de

ganho e fase é multiplicado no *steering vector*, conforme será explicado em mais detalhes na seção 10.1.);

Para fins de simulação e validação de conceito, a frequência de ressonância da ESPAR é de 1 GHz. Sendo assim, os elementos estruturais do metamaterial serão projetados de forma a anular o campo elétrico e magnético nesta frequência.

## 7.1 Resultados a serem avaliados

Tendo como base o conhecimento da teoria de *arrays* bem como sua aplicação no contexto de *beamforming*, espera-se que a característica de isolante eletromagnético do metamaterial permita que o *range* de reatâncias dos monopolos passivos da ESPAR seja menor do que aquele quando é utilizada uma antena sem metamaterial, para o mesmo cenário de sinais interferentes a serem atenuados.

## 8 Modelagem em Ambiente de Simulação Eletromagnética

As estruturas com metamaterial são altamente ressonantes, o que exige um esforço computacional elevado, já que o FDTD utiliza como critério de parada o decaimento da energia acumulada no *workspace* até um certo nível pré-estabelecido [19]. Este nível, por padrão no *software Microwave Studio*, é -30dB em relação ao pico de energia observada no sistema. Sabendo que cada *timestep* calcula as interações entre todas as *meshcells* do *workspace* [19][18], é desejável que o modelo seja simplificado, de forma a se diminuir o tempo de simulação e se obter mais iterações do algoritmo genético para a otimização da função objetivo.

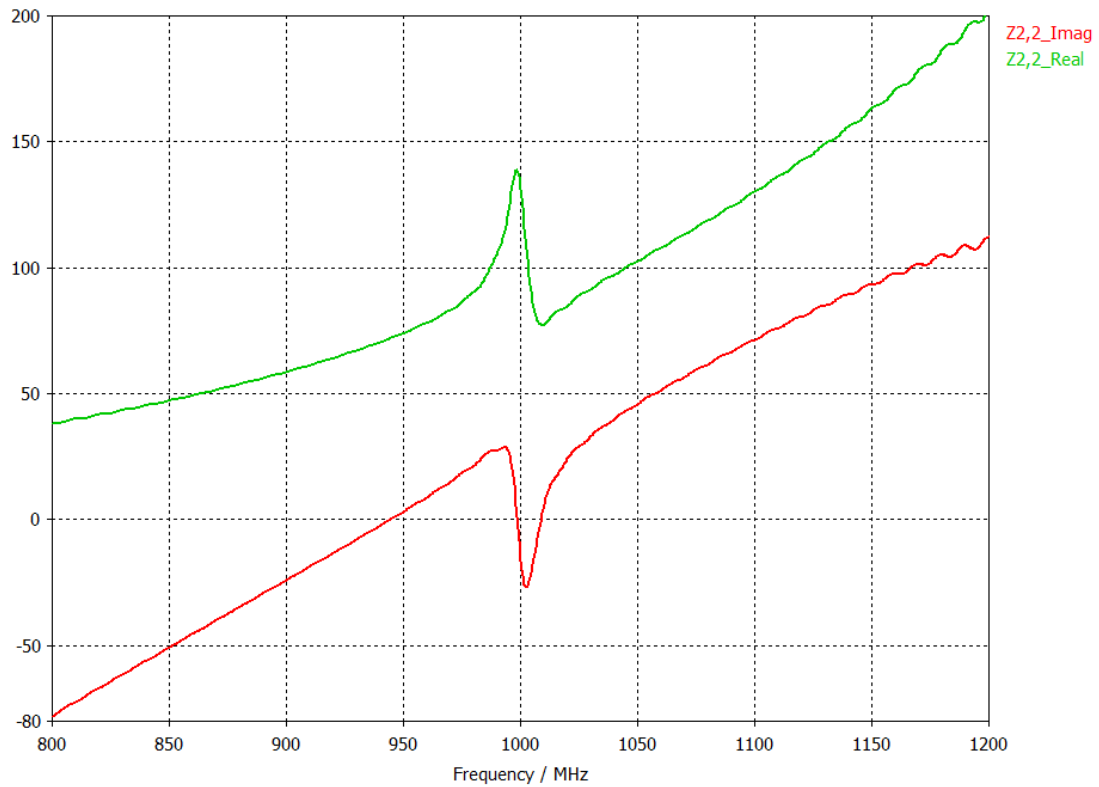
Todas as simulações feitas por Ortolan [15] utilizam modelos de ESPAR com dipolos.

Por simplificação, os modelos aqui simulados serão monopolos e a matriz de impedâncias será multiplicada por 2 para que sejam feitas as simulações do comportamento do algoritmo de *beamforming*.

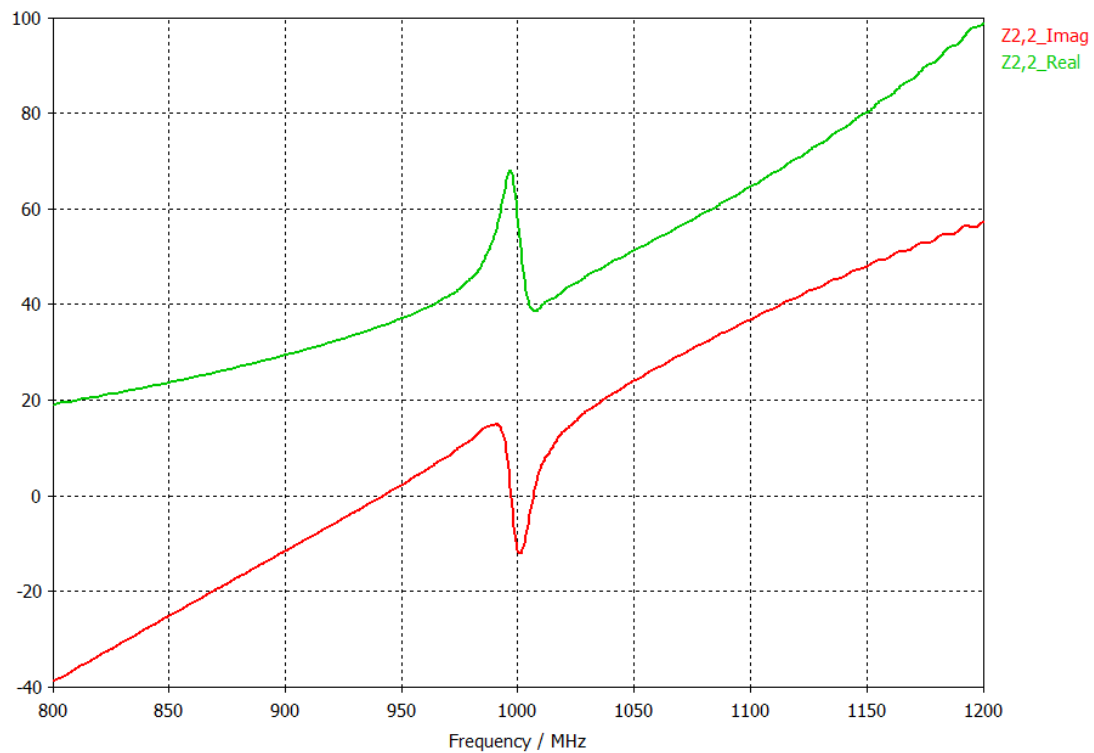
Sabe-se que as impedâncias, tanto mútuas quanto próprias, de um dipolo de meia-onda são exatamente o dobro das impedâncias de um monopolo (com tamanho igual a exatamente a metade do dipolo) [9][22]. Para provar que este mesmo conceito pode ser aplicado também a uma estrutura contendo metamaterial foram utilizados os modelos apresentados na Figura 23 e na Figura 26 (um monopolo e o par de monopolos 1 e 2, respectivamente), já com os parâmetros estruturais obtidos através da otimização e apresentados no Capítulo 9. A seguir fez-se uma operação de *mirror* (espelhamento) centrada no plano XY inferior (exatamente onde está posicionada a fronteira do tipo *Electric* mostrada na Figura 21).

A Figura 17 apresenta o gráfico da impedância própria em função da frequência de um monopolo, conforme modelo mostrado na Figura 23.

A Figura 18 apresenta o gráfico da impedância própria em função da frequência de um dipolo.



**Figura 17 – Gráfico da impedância própria (em  $\Omega$ ) em função da frequência (em MHz) de um monopolo aterrado em um plano de terra ideal (onde  $E_{\text{tangencial}}=0$ ) com metamaterial. A parte real é plotada em verde e a imaginária em vermelho.**

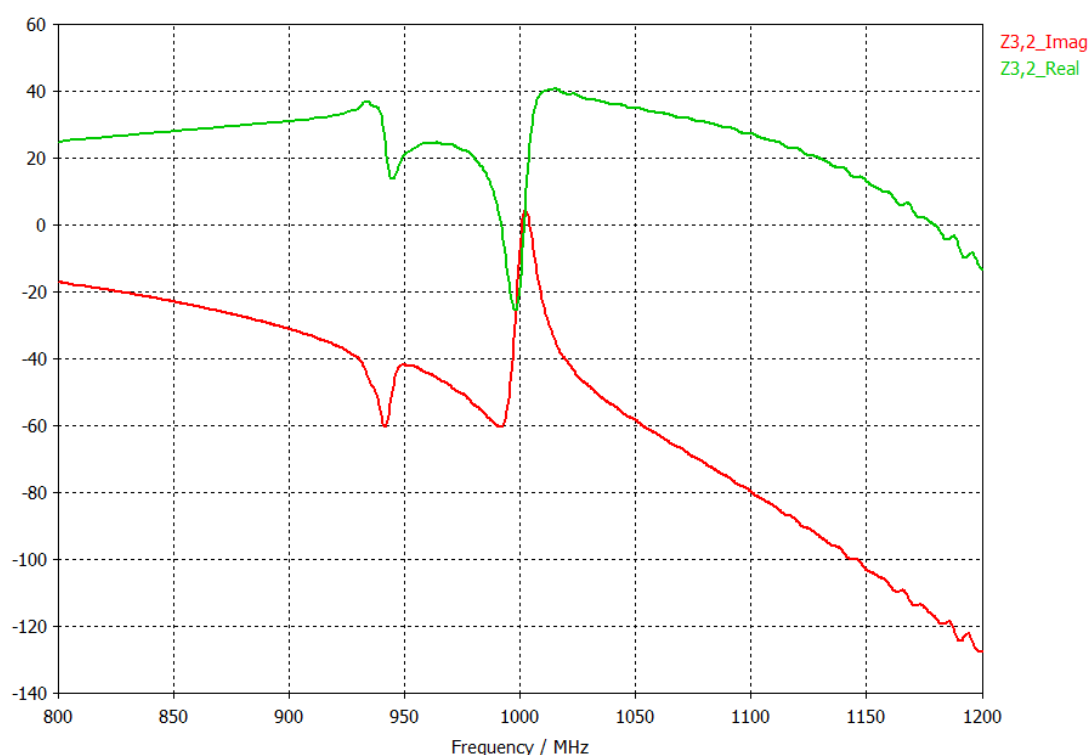


**Figura 18 – Gráfico da impedância própria (em  $\Omega$ ) em função da frequência (em MHz) de um dipolo com metamaterial no espaço livre, com comprimento igual ao dobro do comprimento do monopolo cujo gráfico de impedância é apresentado na Figura 17. A parte real é plotada em verde e a imaginária em vermelho.**

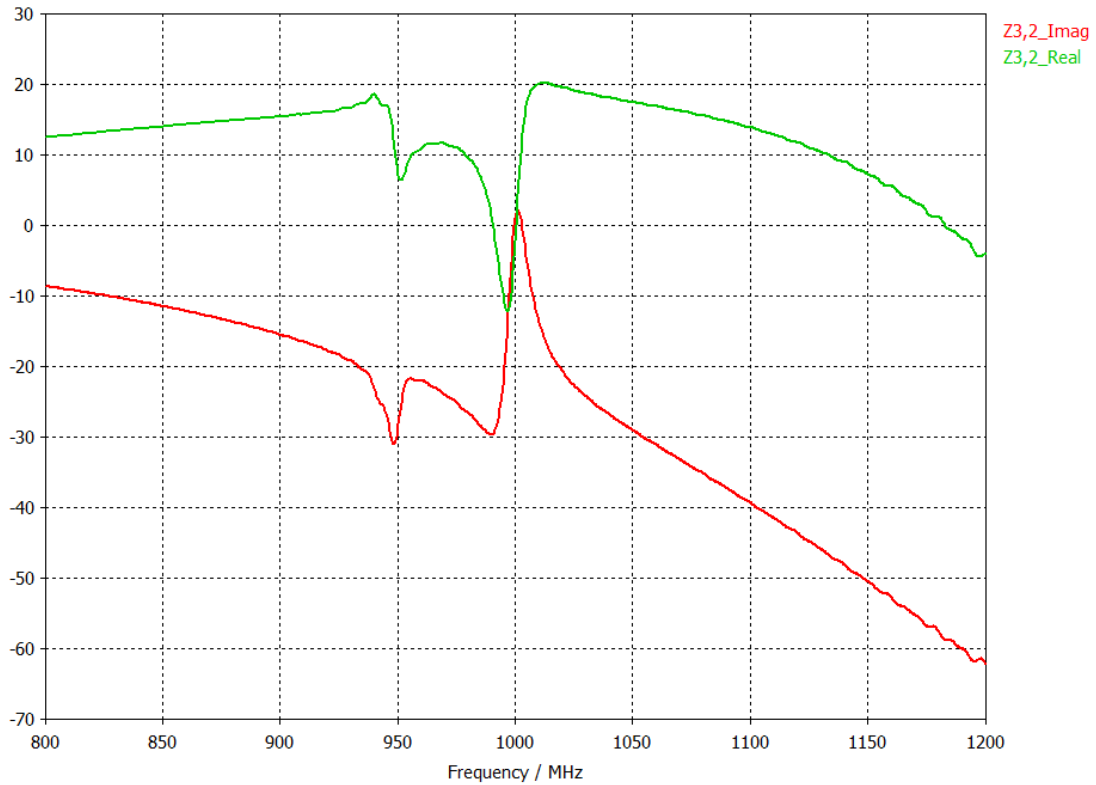
Observando os dois gráficos é imediata a constatação de que a impedância própria de um dipolo com metamaterial é exatamente o dobro da impedância própria do monopolo com metamaterial.

A Figura 19 apresenta a impedância mútua em função da frequência entre dois monopolos dispostos conforme o modelo apresentado na Figura 26.

A Figura 20 apresenta a impedância mútua em função da frequência de dois dipolos.



**Figura 19 – Gráfico da impedância mútua (em  $\Omega$ ) em função da frequência (em MHz) de dois monopolos aterrados com metamaterial, espaçados de  $\lambda/4$ , em um plano de terra ideal (onde  $E_{\text{tangencial}}=0$ ). A parte real é plotada em verde e a imaginária em vermelho.**



**Figura 20 – Gráfico da impedância mútua (em  $\Omega$ ) em função da frequência (em MHz) de dois dipolos, espaçados de  $\lambda/4$ , com metamaterial no espaço livre, com comprimento igual ao dobro do comprimento do monopolo cujo gráfico de impedância é apresentado na Figura 19. A parte real é plotada em verde e a imaginária em vermelho.**

Observa-se, portanto, que a impedância mútua entre dois dipolos também é o dobro da impedância mútua entre dois monopolos.

A matriz de impedâncias é montada a partir das simulações de todos os pares de elementos, para se determinar as impedâncias mútuas, e cada um dos elementos do *array*, individualmente, para se determinar as impedâncias próprias. No caso da ESPAR sem metamaterial a impedância própria é igual para todos os elementos, já que tanto os elementos passivos quanto os ativos são dipolos. A simetria de uma ESPAR sem metamaterial com 7 elementos é expressa por (45).

$$\begin{aligned}
 z_{00} &= z_{11} = z_{22} = z_{33} = z_{44} = z_{55} = z_{66} \\
 z_{01} &= z_{02} = z_{03} = z_{04} = z_{05} = z_{06} = z_{12} = z_{23} = z_{34} = z_{45} = z_{56} = z_{61} \\
 z_{13} &= z_{24} = z_{35} = z_{46} = z_{51} = z_{62} \\
 z_{14} &= z_{25} = z_{36}
 \end{aligned} \tag{45}$$

Dessa forma são necessários 4 modelos para a simulação de uma ESPAR completa sem metamaterial:

- Um monopolo no espaço livre, conforme Figura 22;
- Um par de monopolos nas posições 0 e 1, conforme Figura 24;
- Um par de monopolos nas posições 1 e 3, conforme Figura 27;
- Um par de monopolos nas posições 1 e 4, conforme Figura 29.

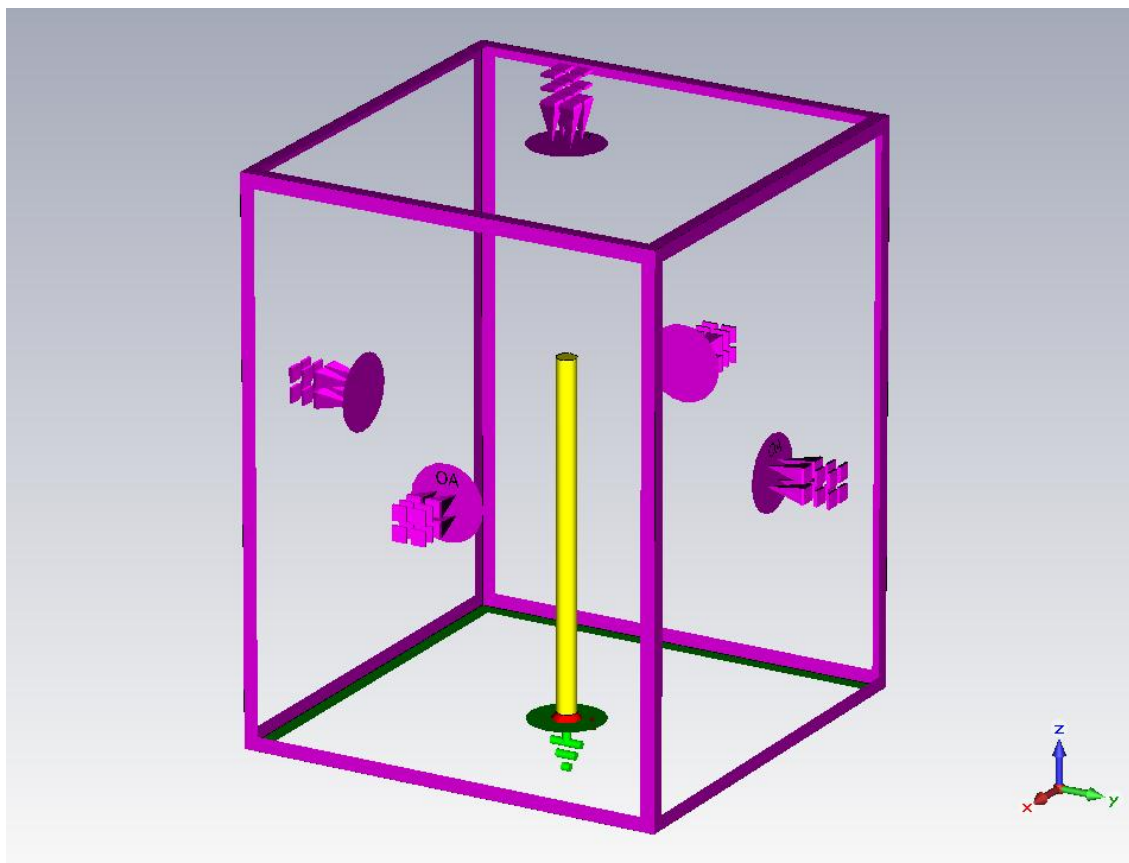
A ESPAR com metamaterial é composta por um monopolo comum, conforme Figura 22, e 6 monopolos contendo metamaterial, conforme Figura 23. Dessa forma, a simetria de uma ESPAR com metamaterial de 7 elementos é dada por (46).

$$\begin{aligned}
 z_{00} \\
 z_{11} = z_{22} = z_{33} = z_{44} = z_{55} = z_{66} \\
 z_{01} = z_{02} = z_{03} = z_{04} = z_{05} = z_{06} \\
 z_{12} = z_{23} = z_{34} = z_{45} = z_{56} = z_{61} \\
 z_{13} = z_{24} = z_{35} = z_{46} = z_{51} = z_{62} \\
 z_{14} = z_{25} = z_{36}
 \end{aligned} \tag{46}$$

Dessa forma são necessários 6 modelos para a simulação de uma ESPAR completa com metamaterial:

- Um monopolo sem metamaterial, conforme Figura 22;
- Um monopolo com metamaterial, conforme Figura 23;
- Um par composto pelos elementos 0 e 1 (elemento central e elemento passivo), conforme Figura 25;
- Um par de monopolos com metamaterial nas posições 1 e 2, conforme Figura 26;
- Um par de monopolos com metamaterial nas posições 1 e 3, conforme Figura 28;
- Um par de monopolos com metamaterial nas posições 1 e 4, conforme Figura 30.

Para as simulações de todos os modelos no *software Microwave Studio* foram estabelecidas condições de fronteira (*Boundary Conditions*) [18][19] conforme Figura 21.



**Figura 21 – *Boundary Conditions*, ou condições de fronteira, utilizadas para todos os modelos simulados.**

Todas as fronteiras são do tipo *Open (Add Space)*, exceto o plano XY inferior, que é uma fronteira do tipo *Electric*. A descrição destes tipos de fronteira, de acordo com o manual do *software* [18] é:

*Electric* – Opera como um condutor elétrico perfeito: todos os campos elétricos tangenciais e fluxos magnéticos normais são definidos como zero.

*Open (Add Space)* – Opera como o espaço livre: as ondas podem passar por esta fronteira com o mínimo de reflexão, e um espaço adicional entre a fronteira e o modelo é adicionado para o cálculo do *farfield*.

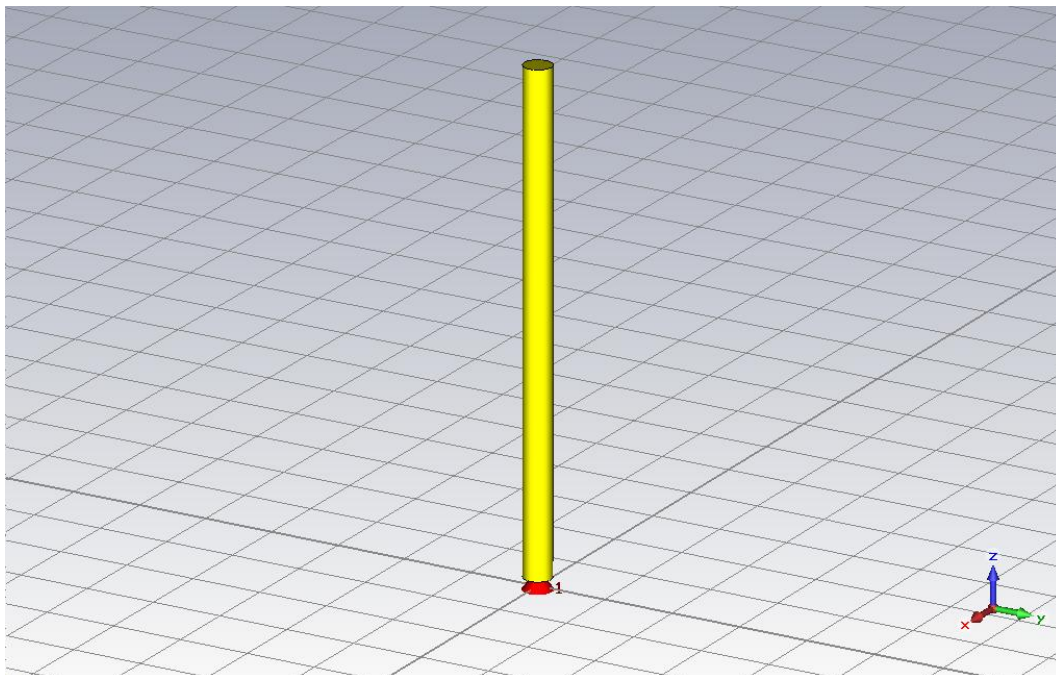
Assim tem-se um plano XY inferior equivalente a um plano de terra ideal, ao mesmo tempo em que o *workspace* fica a metade do tamanho de um *workspace* que seria necessário para a simulação de um dipolo.

A seguir são apresentados todos os modelos necessários para as simulações eletromagnéticas.

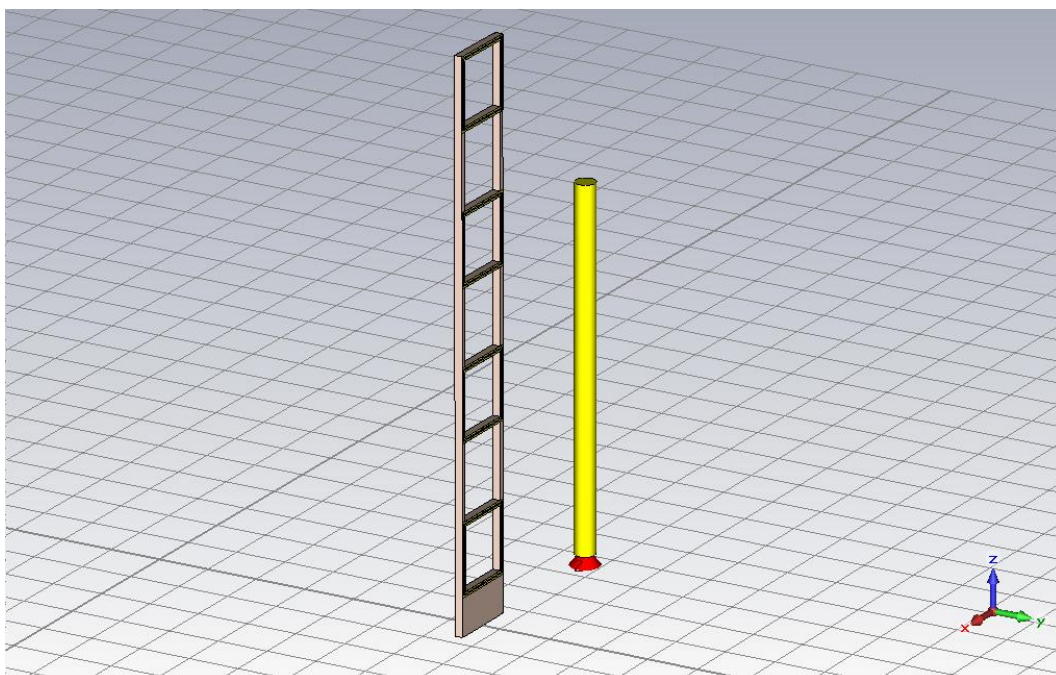


## 8.1 Modelos para simulação dos elementos individuais (elementos 0 e 1 individualmente)

Os modelos sem e com metamaterial são apresentados na Figura 22 e na Figura 23, respectivamente.



**Figura 22 – Modelo de um monopolo no ambiente de simulação *CST Microwave Studio*.**

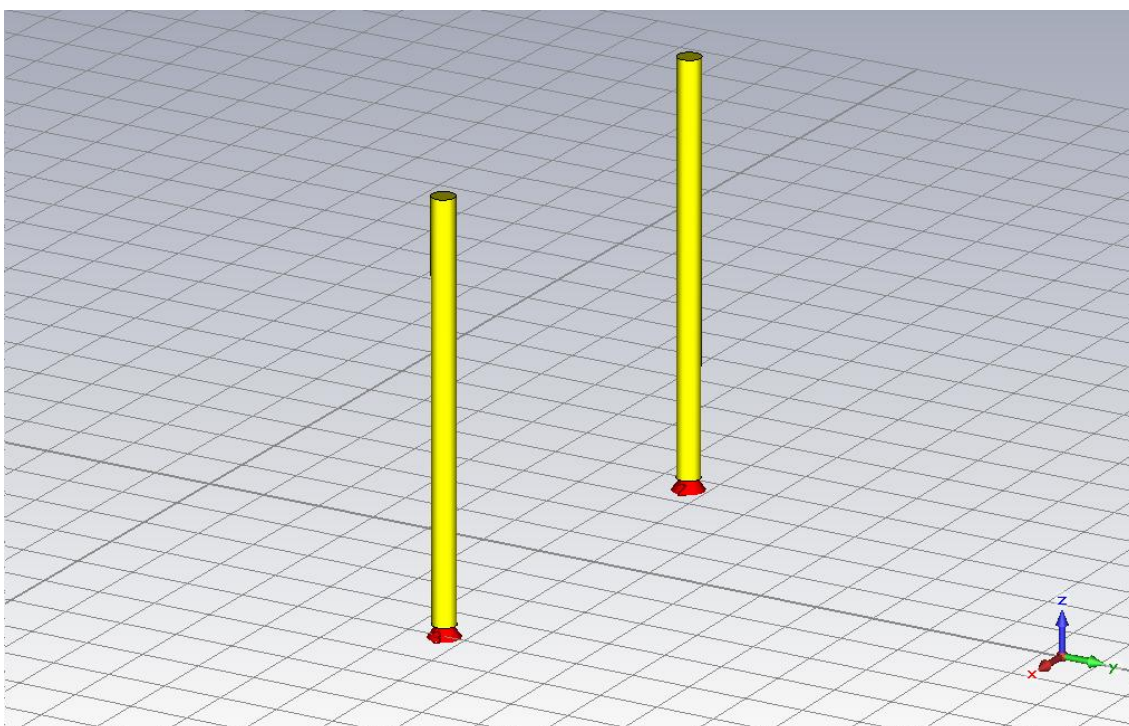


**Figura 23 – Modelo de um monopolo com metamaterial no ambiente de simulação *CST Microwave Studio*.**

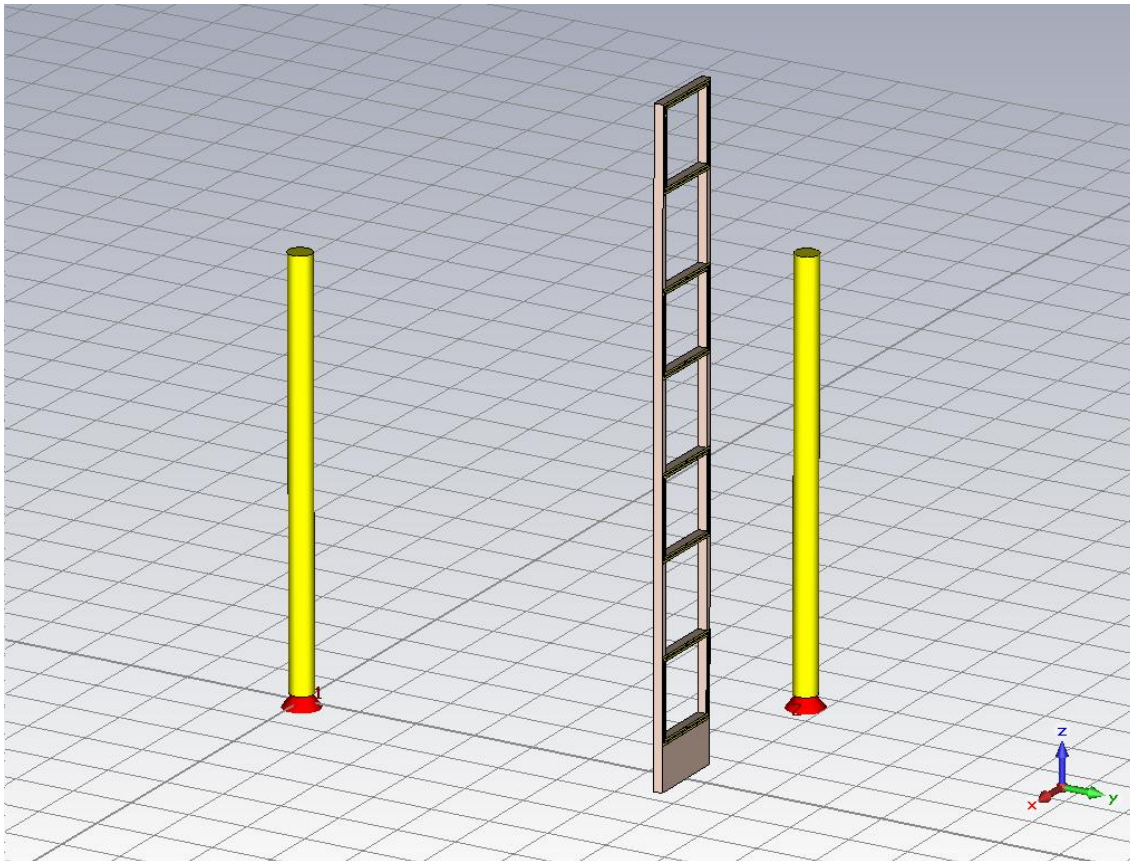
A simulação do modelo sem metamaterial calcula a impedância própria e o diagrama de irradiação de um monopolo no espaço livre. Este é o modelo do elemento ativo (central) tanto da ESPAR com metamaterial como sem metamaterial ( $Z_{00}$  em ambas) e também dos elementos passivos da ESPAR sem metamaterial ( $Z_{11}$  a  $Z_{66}$ ). A simulação do modelo com metamaterial calcula a impedância própria e diagrama de irradiação de um monopolo com metamaterial no espaço livre.

## 8.2 Modelos para simulação dos pares formados entre o elemento central e cada um dos elementos passivos (Elementos 0 e 1)

Os modelos dos pares formados entre os elementos 0 e 1 sem metamaterial e com metamaterial são apresentados na Figura 24 e na Figura 25 e calculam as impedâncias mútuas entre os elementos 0 e 1 ( $Z_{10}$ ) da ESPAR sem e com metamaterial, respectivamente.



**Figura 24 – Modelo do par formado entre o elemento central e o elemento passivo (elementos 0 e 1, respectivamente), sem metamaterial. Obs.: Este é o mesmo modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 2, pois a distância é a mesma ( $\lambda/4$ ).**

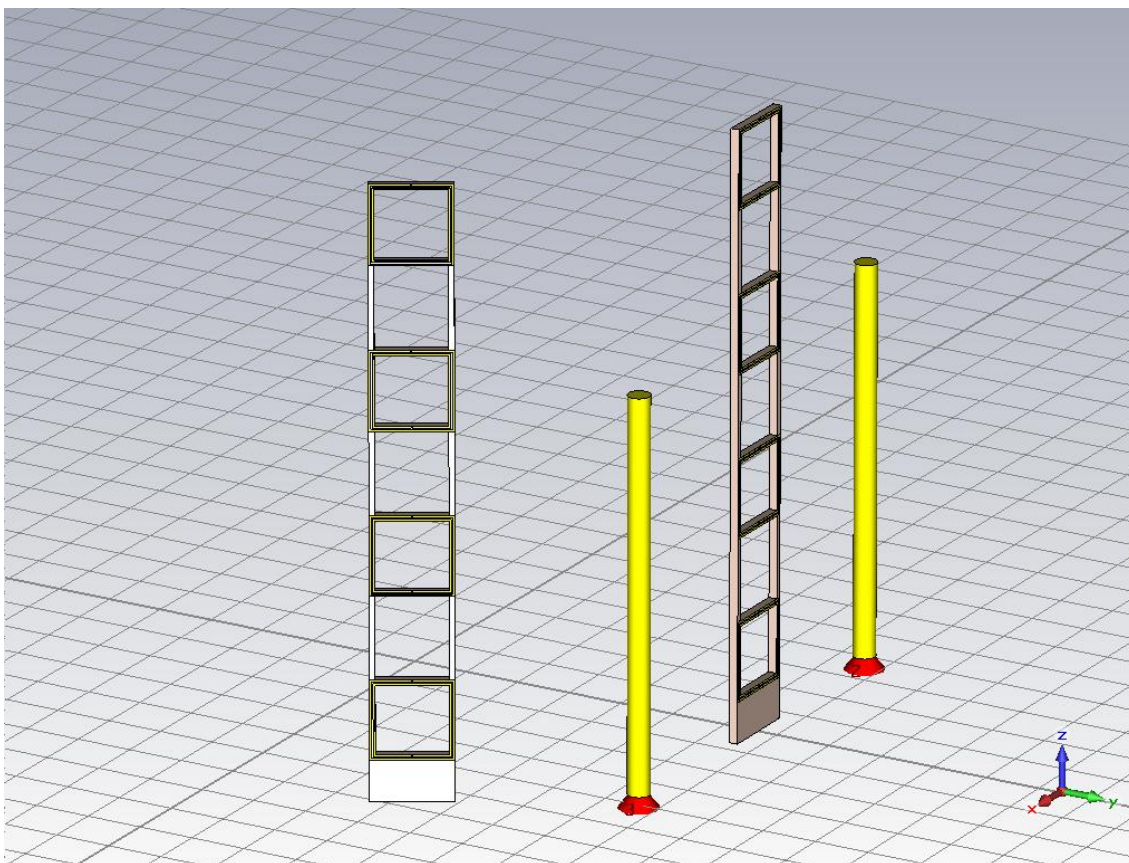


**Figura 25 – Modelo do par formado entre o elemento central e o elemento passivo (elementos 0 e 1, respectivamente), com metamaterial.**

### **8.3 Modelos para simulação dos pares formados entre os elementos passivos 1 e 2**

A Figura 26 apresenta o modelo do par formado entre os elementos 1 e 2, cuja simulação calcula a impedância mútua entre os elementos 1 e 2 ( $Z_{21}$ ) de uma ESPAR com metamaterial.

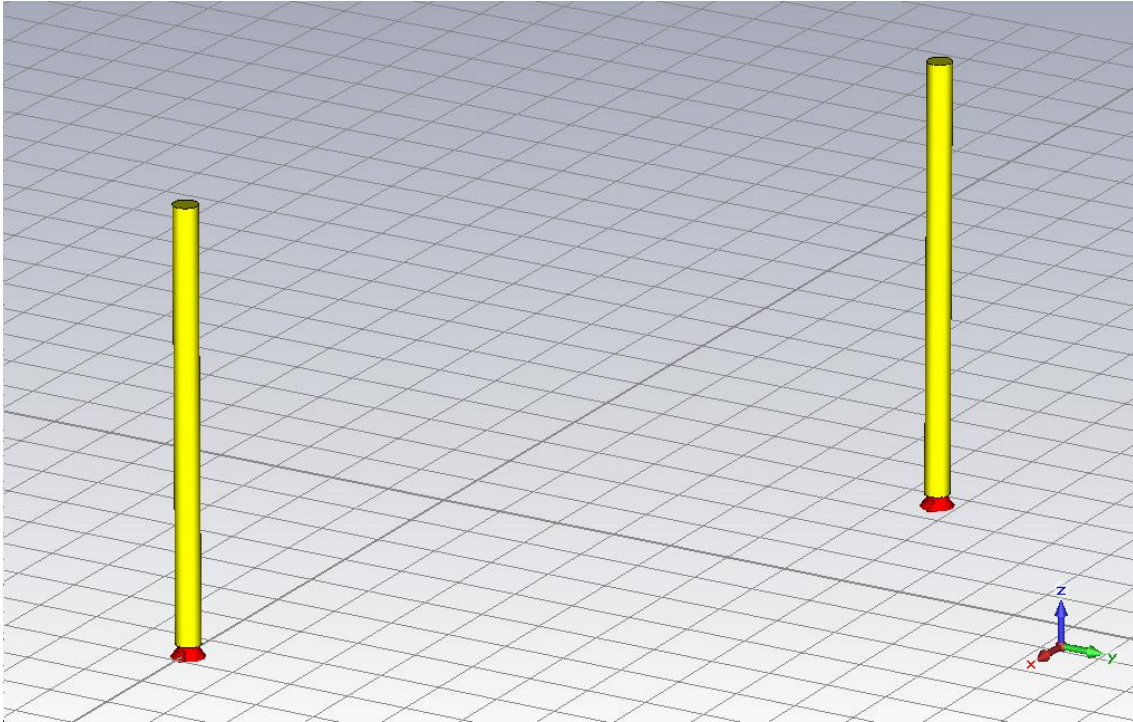
No caso de uma ESPAR sem metamaterial, dada a sua simetria, o par formado entre os elementos 1 e 2 é o mesmo dos elementos 0 e 1, e seu modelo já foi apresentado na Figura 24.



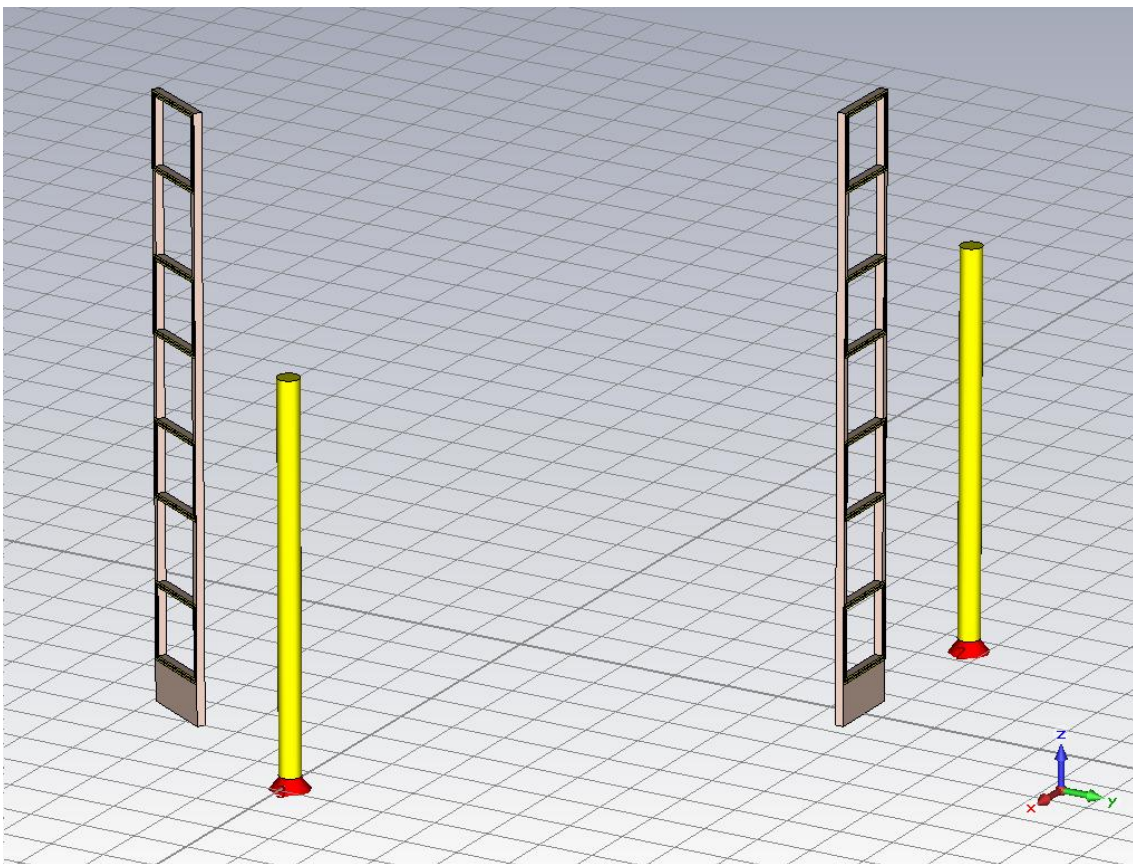
**Figura 26 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 2 com metamaterial.**

#### **8.4 Modelos para simulação dos pares formados entre os elementos passivos 1 e 3**

Os modelos dos pares formados entre os elementos 1 e 3 sem metamaterial e com metamaterial são apresentados na Figura 27 e na Figura 28 e calculam as impedâncias mútuas entre os elementos 1 e 3 ( $Z_{31}$ ) da ESPAR sem e com metamaterial, respectivamente.



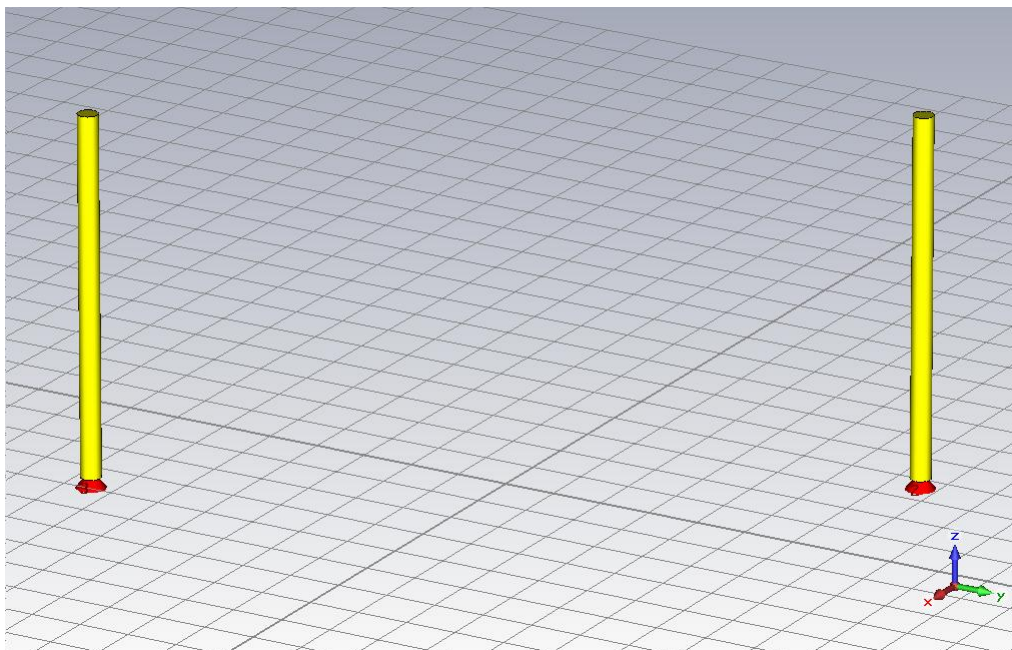
**Figura 27 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 3 sem metamaterial.**



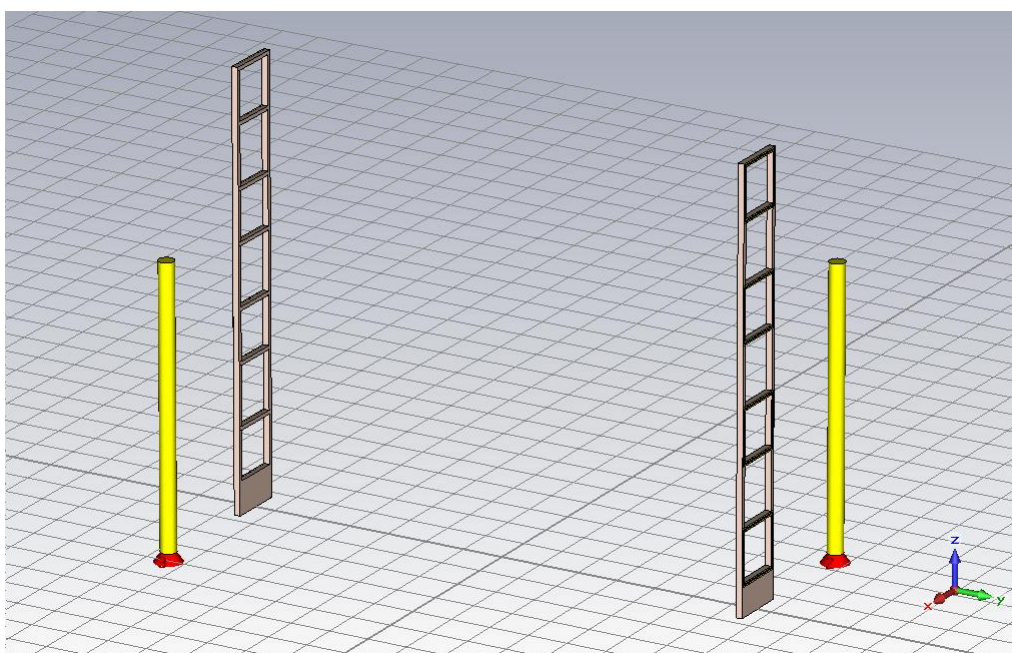
**Figura 28 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 3 com metamaterial.**

## 8.5 Modelos para simulação dos pares formados entre os elementos passivos 1 e 4

Os modelos dos pares formados entre os elementos 1 e 4 sem metamaterial e com metamaterial são apresentados nas seções Figura 29 e Figura 30 e calculam as impedâncias mútuas entre os elementos 1 e 4 ( $Z_{41}$ ) da ESPAR sem e com metamaterial, respectivamente.



**Figura 29 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 4 sem metamaterial.**



**Figura 30 – Modelo do par formado entre os elementos passivos 1 e 4 com metamaterial.**

## 9 Otimização da Estrutura por Algoritmo Genético

O objetivo desta otimização é a minimização do acoplamento eletromagnético entre quaisquer dois elementos adjacentes. Sendo assim, o modelo a ser otimizado é aquele mostrado na Figura 26, que é o par formado entre os elementos 1 e 2.

Qualquer conjunto de parâmetros  $S$  resultante de uma simulação com o *software Microwave Studio* de um *array* com  $N$ -Ports formará uma matriz de tamanho  $N \times N$ . Tendo-se a matriz de parâmetros  $S$  é possível convertê-la para uma matriz de impedâncias aplicando-se (15).

Este modelo tem 2 *ports*, uma em cada monopolo aterrado, formando uma *Two-Port Network* [22]. A matriz de parâmetros  $S$  de tamanho  $2 \times 2$  resultante pode ser convertida para uma matriz de impedâncias  $2 \times 2$ . Sendo assim, resolvendo (15), normalizada pela impedância característica [22], para um *array* com 2 *ports* pode-se encontrar as impedâncias próprias ( $Z_{11}$  e  $Z_{22}$ ) e mútuas ( $Z_{12}$  e  $Z_{21}$ ) do sistema, também normalizadas pela impedância característica [22], conforme (47).

$$\begin{aligned}
 Z_{11} &= \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \\
 Z_{12} &= \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \\
 Z_{21} &= \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \\
 Z_{22} &= \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}.
 \end{aligned} \tag{47}$$

Já que os elementos que compõem o *array* são iguais, os parâmetros  $S$  próprios e mútuos dos elementos, ou seja, os coeficientes de reflexão e transmissão [22], serão iguais [21]. Os parâmetros  $S$  mútuos expressam o quanto da onda incidente em uma *port* aparece em outra [22]. portanto expressam a transmissão de sinal entre as duas portas. Assim, quanto menores forem os parâmetros  $S$  próprios ( $S_{11}$  e  $S_{22}$ ), menor a reflexão no respectivo *port* do elemento irradiante, e maior a energia respectivamente irradiada por cada um deles. Por outro lado, quanto maiores forem os parâmetros  $S$  mútuos ( $S_{21}$  e  $S_{12}$ ), maior será a energia trocada entre os elementos irradiantes conectados aos seus respectivos *ports*. Portanto, no intuito de maximizar a energia

irradiada por cada elemento irradiante e simultaneamente minimizar a troca de energia entre eles de forma a deixar um independente do outro, é desejável minimizar tanto os parâmetros S mútuos como os próprios. Resolvendo (47) para o caso em que todos os parâmetros S estão zerados (melhor caso), tem-se que

$$\begin{aligned} Z_{11} &= 1, \\ Z_{12} &= 0, \\ Z_{21} &= 0, \\ Z_{22} &= 1, \end{aligned} \tag{48}$$

onde todas as impedâncias estão normalizadas pela impedância característica, que neste caso é a mesma da *port* que alimenta cada elemento, ou seja, 50 Ohms.

Tendo-se definido que o objetivo com a otimização é minimizar os parâmetros S, em especial os parâmetros S mútuos do sistema, pode-se estabelecer a função objetivo, ou *goal function*, na ferramenta de otimização do *software Microwave Studio*, conforme Figura 31.

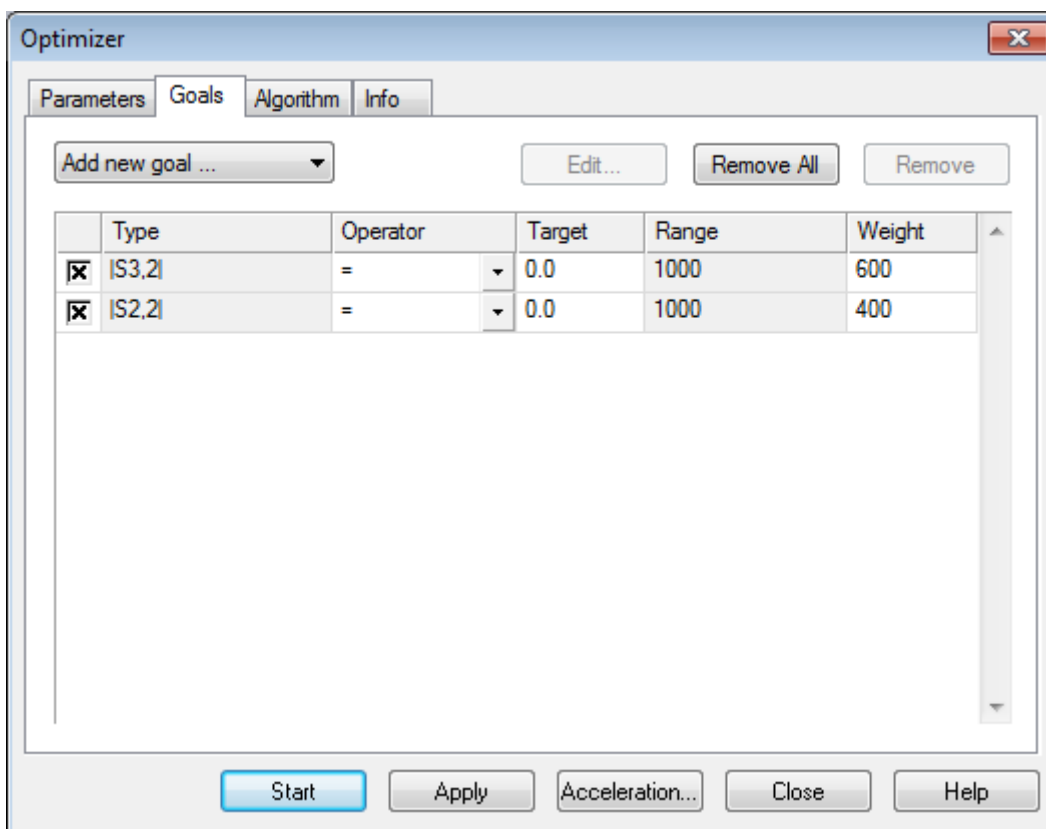


Figura 31 – Janela de definição de *goal function* da ferramenta de otimização do *software Microwave Studio*.



Somente uma das *ports* é simulada, já que ambas as portas tem parâmetros *S* iguais, e assim o tempo de simulação também fica menor [19]. Será dado um peso maior para a minimização do *S* mútuo, já que o simulador de *beamforming* é capaz de, implicitamente, através do ajuste das reatâncias, minimizar o coeficiente de reflexão [15][22].

A *goal function* a ser minimizada é, portanto, definida por (49).

$$f(|S_{21}|, |S_{11}|) = 600|S_{21}| + 400|S_{11}|, \quad (49)$$

onde  $0 \leq |S_{21}|, |S_{11}| \leq 1$ , logo  $0 \leq f(|S_{21}|, |S_{11}|) \leq 1000$ .

Os parâmetros estruturais utilizados pelo otimizador para minimizar a função de custo (*goal function*) são dados na Tabela 3.

**Tabela 3 – Tabela de parâmetros estruturais do metamaterial, com valores máximos e mínimos, a serem variados pelo algoritmo genético.**

Parâmetro	Valor mínimo (cm)	Valor máximo (cm)
R0_size	1.35	1.6
dipole_length	14.2	14.4
dist_between_rings	1.3	1.8
trail_width	0.02	0.045
turns_gap	0.02	0.035

Os nomes dos parâmetros apresentados na Tabela 3 são os nomes das variáveis utilizadas no *software Microwave Studio*. Uma breve explicação sobre o que cada parâmetro representa é dada a seguir:

- R0\_size – é o tamanho do lado de um MSRR. É a medida do anel exterior;
- dipole\_length – comprimento do dipolo;
- dist\_between\_rings – Distância entre cada MSRR. É a distância entre as bordas externas das trilhas dos anéis externos de dois MSRR.
- trail\_width – Largura da trilha dos anéis (tanto internos quanto externos);
- turns\_gap – Distância entre a trilha do anel externo e o externo.

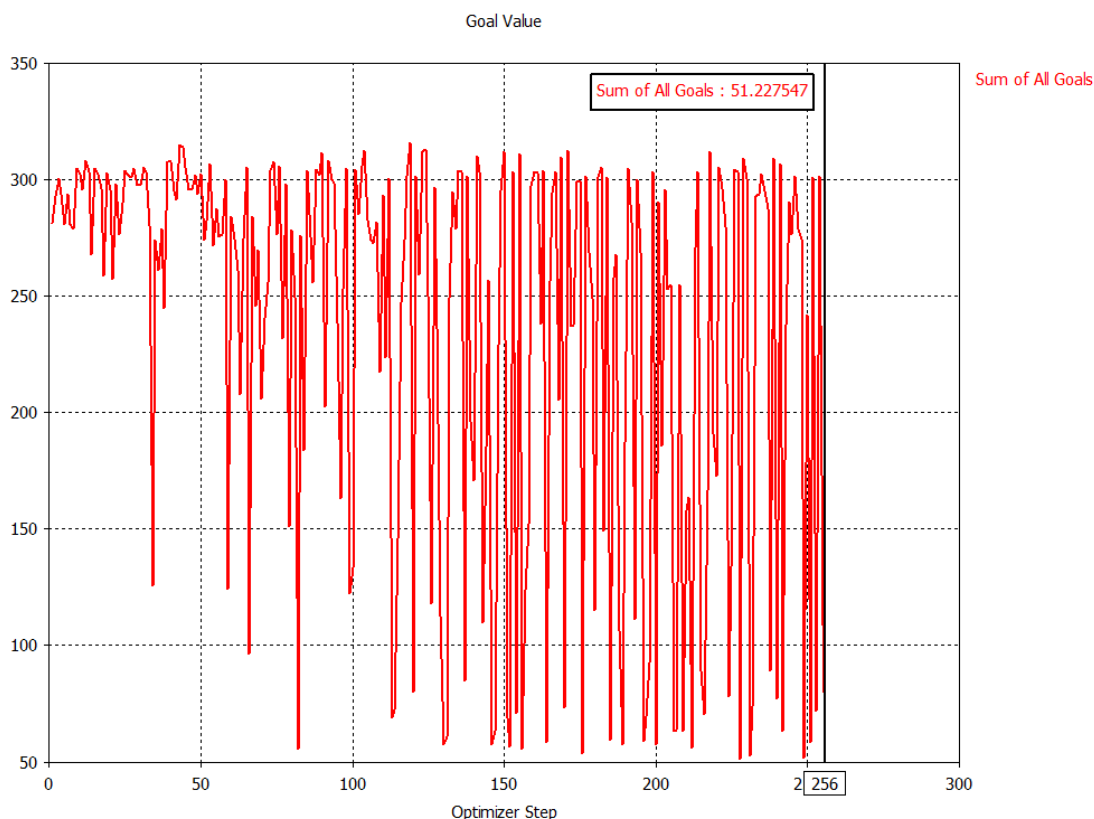
Todos estes parâmetros têm influência sobre a capacitância e indutância final das inclusões de metamaterial, modificando, portanto, a frequência de ressonância. O *range*

de cada parâmetro foi escolhido em função de um conjunto de testes realizados visando à estabilidade da convergência do algoritmo do FDTD [19].

## 9.1 Resultados obtidos

Apesar de o critério de parada ter sido configurado como sendo a simulação que atingisse o valor 0 para a função de custo, sabia-se que isso só seria possível se o elemento e a *port* conectada a ele estivessem com suas respectivas impedâncias perfeitamente acopladas, ao mesmo tempo que o acoplamento mútuo entre os elementos fosse nulo. Portanto, não era esperado que este critério de parada fosse atingido.

No total foram realizadas 256 simulações para a otimização. Cada simulação teve um tempo médio de 1 hora e 50 minutos, o que representa um total de aproximadamente 20 dias de simulações. Após este período optou-se por interromper a otimização, já que a função de custo já havia atingido um valor adequado, como pode ser visto na Figura 32.



**Figura 32 – Gráfico da função objetivo do otimizador por algoritmo genético do software CST Microwave Studio.**

O eixo  $x$  da Figura 32 representa o número de iterações, e o eixo  $y$  mostra o valor da função de custo naquela iteração. Foi adicionado um *marker* na simulação com menor função de custo – iteração número 256, com função de custo igual a 51.227547.

Esse valor de função de custo foi obtido com os parâmetros estruturais mostrados na Tabela 4.

**Tabela 4 – Valores ótimos dos parâmetros estruturais obtidos através da otimização por Algoritmo Genético.**

Parâmetro	Valor ótimo (cm)
RO_size	1.41884
dipole_length	14.2797
dist_between_rings	1.47476
trail_width	0.0363551
turns_gap	0.0233325

Com estes parâmetros estruturais foram simulados cada um dos modelos mostrados no Capítulo 8.

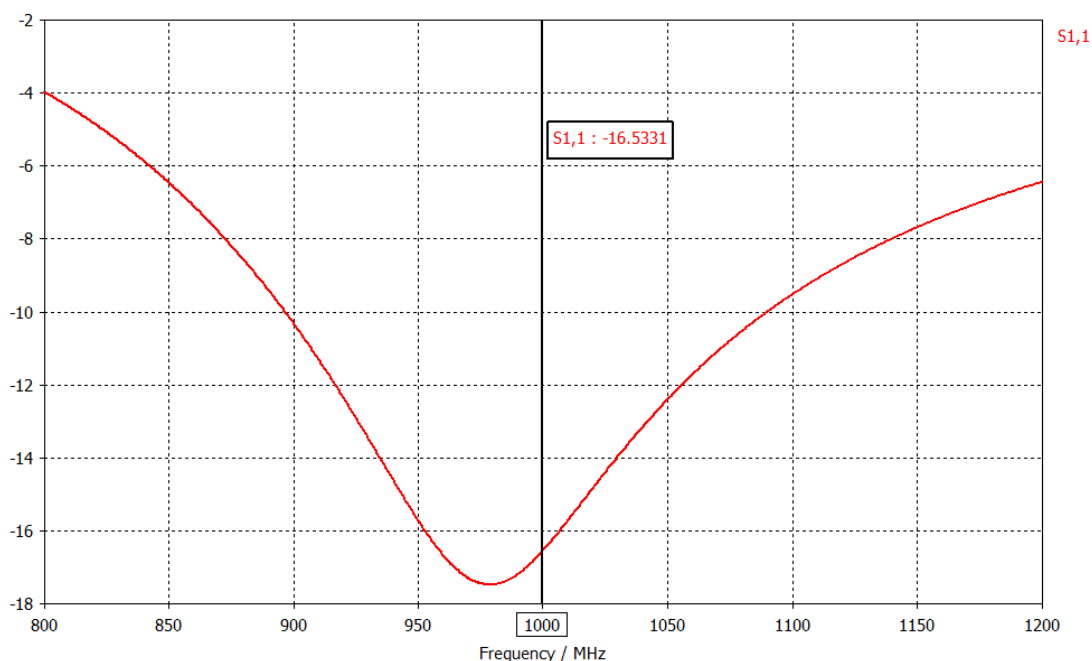
É importante observar que o único parâmetro estrutural que é utilizado nos modelos sem metamaterial é o “*dipole\_length*”, que é o valor de comprimento do elemento (tanto o elemento ativo como os elementos passivos), pois os outros parâmetros correspondem apenas às inclusões periódicas que compõem o metamaterial. Isso permitirá que a comparação de desempenho feita no simulador para *beamforming* [15][16] leve em consideração dois *arrays* exatamente iguais, exceto pelo fato de um conter metamaterial e o outro não.

A seguir são apresentados os parâmetros  $S$  e  $Z$  de cada um dos modelos simulados.

Os parâmetros  $Z$  serão, por fim, utilizados para construir a matriz de impedâncias no formato de (17).

### 9.1.1 Coeficiente de Reflexão e Impedância Própria do Elemento Central ( $|S_{00}|$ e $Z_{00}$ ) e dos Elementos Passivos sem Metamaterial ( $|S_{11}|$ e $Z_{11}$ )

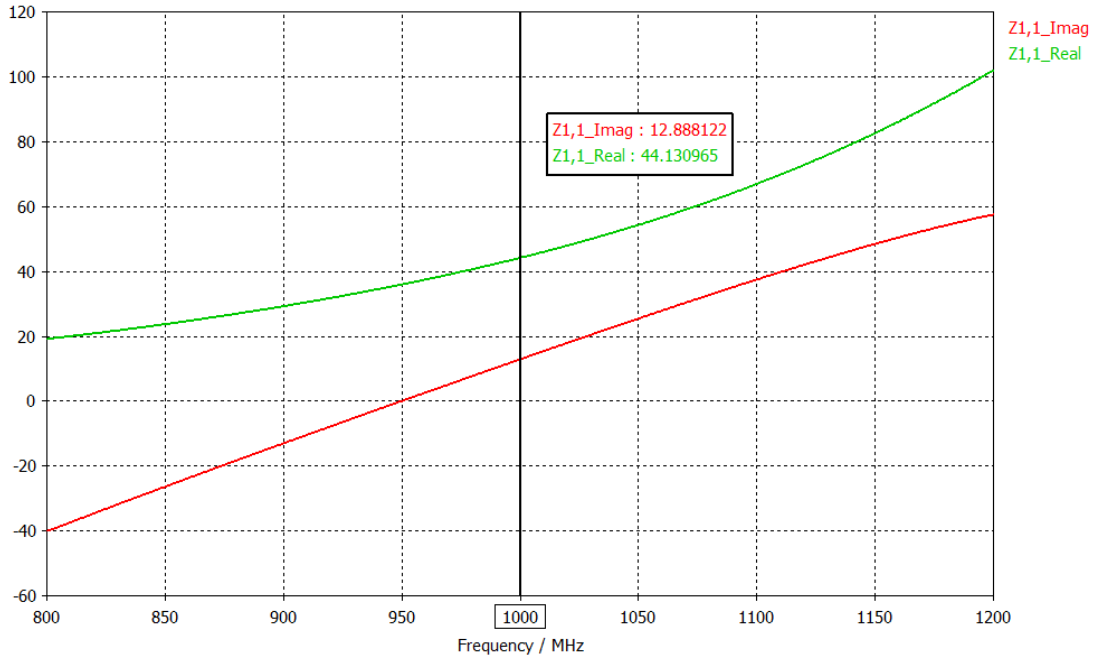
A Figura 33 apresenta o coeficiente de reflexão de um monopolo sem metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 22.



**Figura 33 – Gráfico do coeficiente de reflexão do elemento central ( $|S_{00}|$  em dB).  
Obs.: No caso de uma ESPAR sem metamaterial, este também é o coeficiente de reflexão dos elementos passivos ( $|S_{11}|$  a  $|S_{66}|$  em dB), que também são modelados por monopolos no espaço livre.**

Observando a Figura 33 constata-se que o monopolo foi adequadamente sintonizado pelo GA, pois em 1 GHz o coeficiente de reflexão está abaixo de -10dB, valor limite usualmente considerado aceitável para o coeficiente de reflexão em implementações práticas [23] [21] [22].

A Figura 34 apresenta a impedância própria de um monopolo sem metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 22.



**Figura 34 – Gráfico da impedância própria do elemento central ( $Z_{00}$  em  $\Omega$ ).**  
**Obs.: No caso de uma ESPAR sem metamaterial, esta também é a impedância própria dos elementos passivos ( $Z_{11}$  a  $Z_{66}$  em  $\Omega$ ), que também são modelados por monopolos no espaço livre. Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho.**

É importante observar que o coeficiente de reflexão e a impedância própria do monopolo (mostrados na Figura 33 e na Figura 34, respectivamente) são utilizados para modelar tanto o elemento ativo da ESPAR com metamaterial como sem metamaterial e também os elementos passivos da ESPAR sem metamaterial.

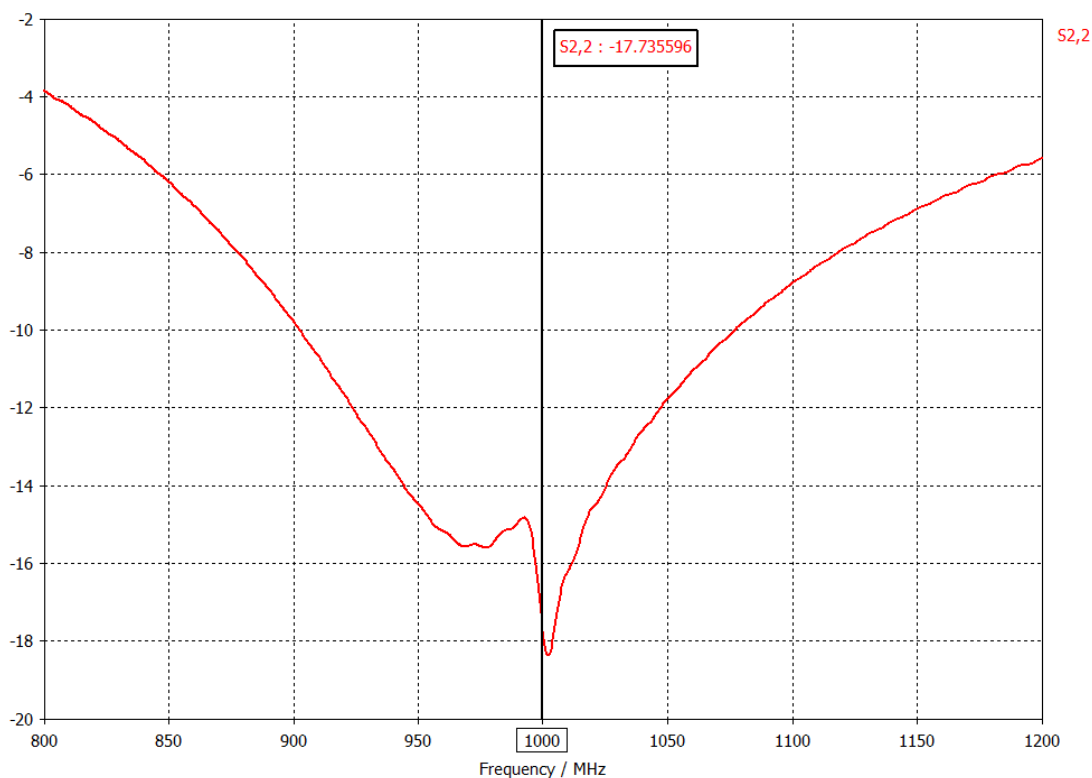
Um *marker* foi adicionado na Figura 34 para determinar a impedância própria do monopolo em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos sem metamaterial dada por (45), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (50). Nota: Os valores  $Z_{ij}$  indicados algebricamente serão substituídos pelos seus valores numéricos ao longo das próximas seções.

$$Z = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & Z_{01} & Z_{02} & Z_{03} & Z_{04} & Z_{05} & Z_{06} \\ Z_{10} & 44.13 + j12.88 & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} & Z_{16} \\ Z_{20} & Z_{21} & 44.13 + j12.88 & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} & Z_{26} \\ Z_{30} & Z_{31} & Z_{32} & 44.13 + j12.88 & Z_{34} & Z_{35} & Z_{36} \\ Z_{40} & Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & 44.13 + j12.88 & Z_{45} & Z_{46} \\ Z_{50} & Z_{51} & Z_{52} & Z_{53} & Z_{54} & 44.13 + j12.88 & Z_{56} \\ Z_{60} & Z_{61} & Z_{62} & Z_{63} & Z_{64} & Z_{65} & 44.13 + j12.88 \end{bmatrix} \quad (50)$$

### 9.1.2 Coeficiente de Reflexão e Impedância Própria do Elemento Passivo com Metamaterial ( $|S_{11}|$ e $Z_{11}$ )

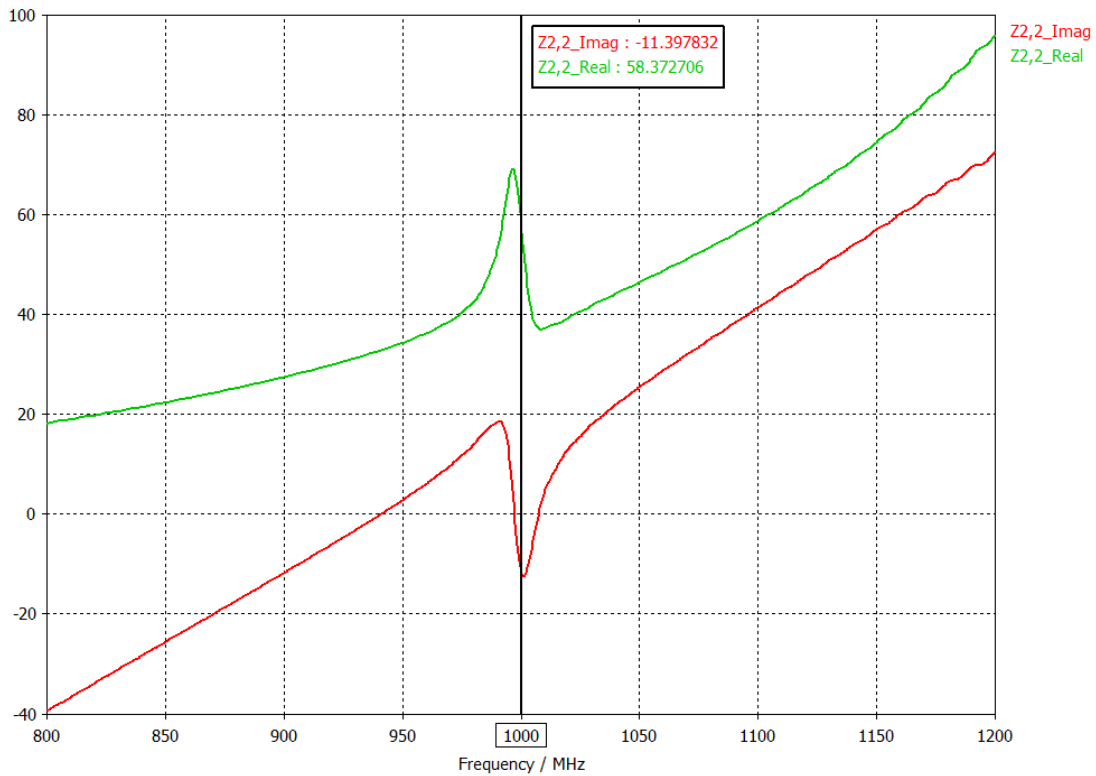
A Figura 35 apresenta o coeficiente de reflexão de um monopolo com metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 23.



**Figura 35 – Gráfico do coeficiente de reflexão de um elemento passivo no espaço livre com metamaterial ( $|S_{11}|$  em dB).**

Observando a Figura 35 constata-se que o monopolo foi adequadamente sintonizado pelo GA, pois em 1 GHz o coeficiente de reflexão está abaixo de -10dB.

A Figura 36 apresenta sua impedância própria de um monopolo com metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 23.



**Figura 36 – Gráfico da impedância própria de um elemento passivo no espaço livre com metamaterial ( $Z_{11}$  em  $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho.**

Um *marker* foi adicionado na Figura 36 para determinar a impedância própria do monopolo com metamaterial em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos com metamaterial dada por (46), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (51).

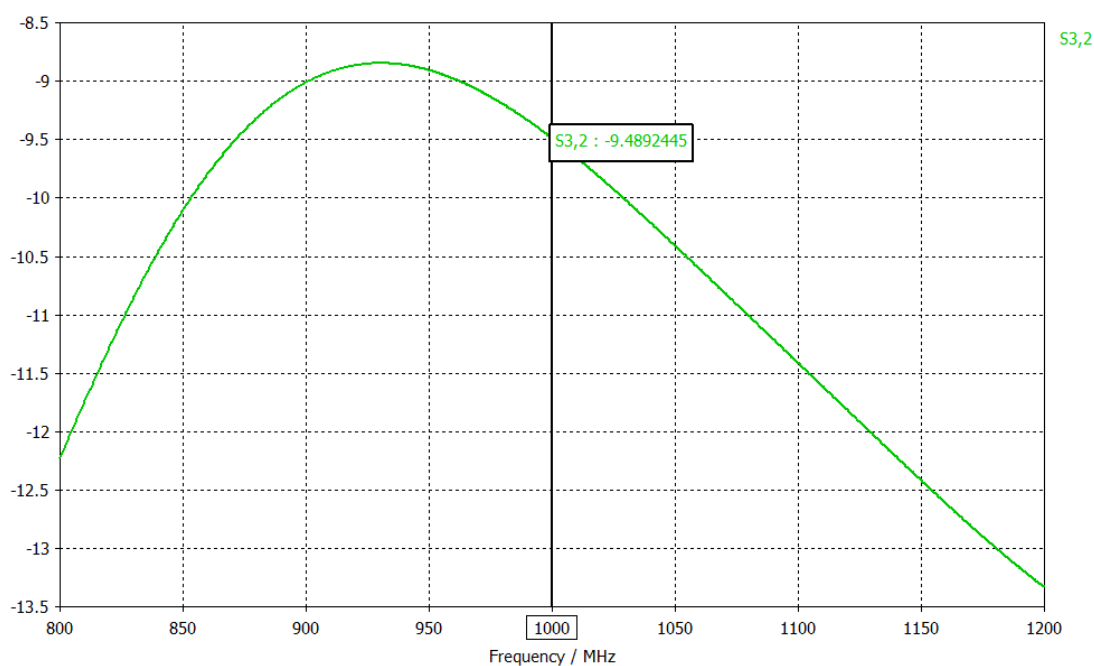
$$Z_{meta} = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & z_{01} & z_{02} & z_{03} & z_{04} & z_{05} & z_{06} \\ z_{10} & 58.37 - j11.39 & z_{12} & z_{13} & z_{14} & z_{15} & z_{16} \\ z_{20} & z_{21} & 58.37 - j11.39 & z_{23} & z_{24} & z_{25} & z_{26} \\ z_{30} & z_{31} & z_{32} & 58.37 - j11.39 & z_{34} & z_{35} & z_{36} \\ z_{40} & z_{41} & z_{42} & z_{43} & 58.37 - j11.39 & z_{45} & z_{46} \\ z_{50} & z_{51} & z_{52} & z_{53} & z_{54} & 58.37 - j11.39 & z_{56} \\ z_{60} & z_{61} & z_{62} & z_{63} & z_{64} & z_{65} & 58.37 - j11.39 \end{bmatrix} \quad (51)$$

### 9.1.3 Coeficiente de Transmissão e Impedância Mútua Entre o Elemento Central e o Elemento Passivo ( $|S_{10}|$ e $Z_{10}$ )

O coeficiente de transmissão e a impedância mútua entre os elementos 0 (ativo) e 1 (passivos) sem metamaterial e com metamaterial são apresentados nas seções 9.1.3.1 e 9.1.3.2, respectivamente.

#### 9.1.3.1 Sem Metamaterial

A Figura 37 apresenta o coeficiente de transmissão do par formado entre os elementos 0 e 1 sem metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 24.

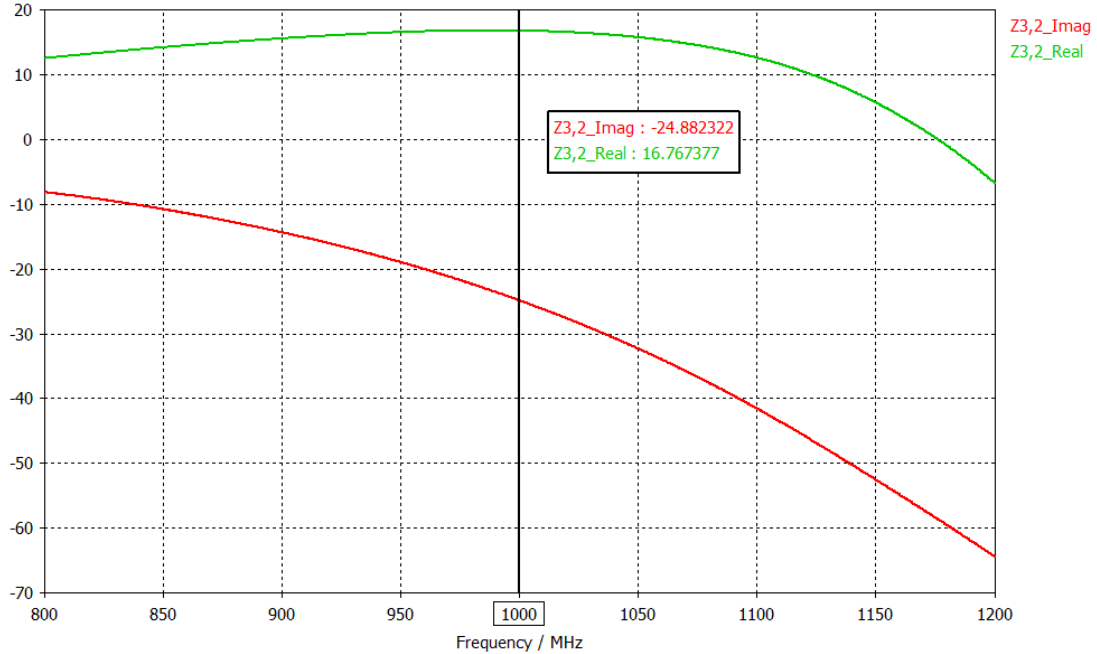


**Figura 37 – Gráfico do coeficiente de transmissão entre o elemento central e um elemento passivo sem metamaterial ( $|S_{10}|$  em dB). Obs.: Este é o mesmo gráfico do coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 2 sem metamaterial, mostrados no modelo dado pela Figura 24, pois a distância é a mesma ( $\lambda/4$ ).**

Um *marker* foi adicionado na Figura 37, em 1GHz, indicando que o coeficiente de transmissão nesta frequência é de -9.48dB. Isso significa que 33.57% do sinal que incide na *port* 0 aparece na *port* 1.



A Figura 38 apresenta a impedância mútua do par formado entre os elementos 0 e 1 sem metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 24.



**Figura 38 – Gráfico da impedância mútua entre o elemento central e um elemento passivo sem metamaterial ( $Z_{10}$  em  $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho. Obs.: Este é o mesmo gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 2, mostrados no modelo dado pela Figura 24, pois a distância é a mesma ( $\lambda/4$ ).**

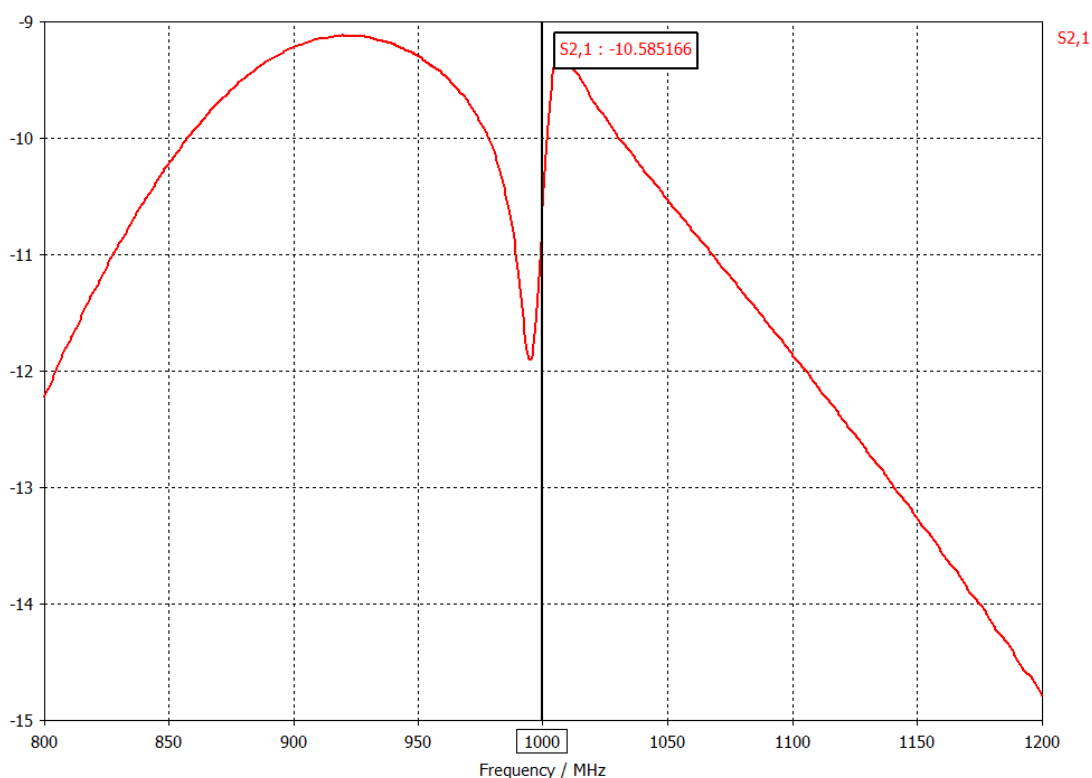
Um *marker* foi adicionado na Figura 38 para determinar a impedância mútua do par formado entre os elementos 0 e 1 sem metamaterial em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos sem metamaterial dada por (45), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (52).

$$Z = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & z_{13} & z_{14} & z_{15} & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & z_{24} & z_{25} & z_{26} \\ 16.76 - j28.88 & z_{31} & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & z_{35} & z_{36} \\ 16.76 - j28.88 & z_{41} & z_{42} & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & z_{46} \\ 16.76 - j28.88 & z_{51} & z_{52} & z_{53} & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & z_{62} & z_{63} & z_{64} & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 \end{bmatrix} \quad (52)$$

### 9.1.3.2 Com Metamaterial

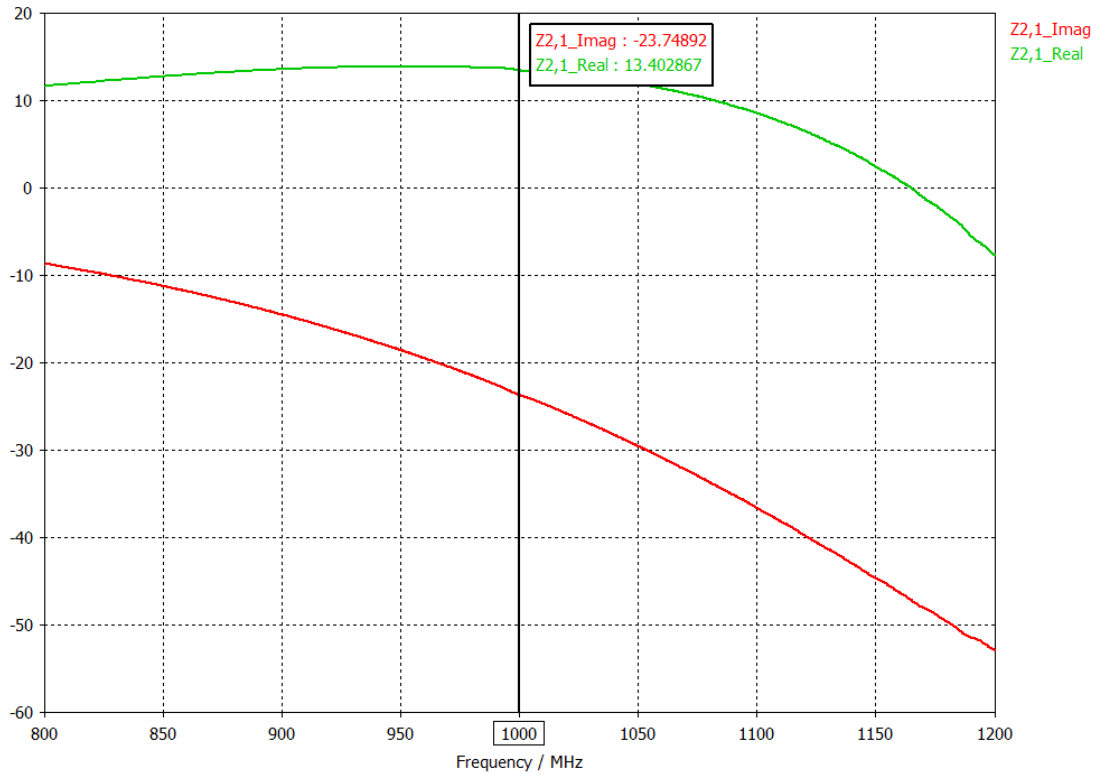
A Figura 39 apresenta o coeficiente de transmissão do par formado entre os elementos 0 e 1 com metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 25.



**Figura 39 – Gráfico do coeficiente de transmissão entre o elemento central e um elemento passivo com metamaterial ( $|S_{10}|$  em dB).**

Um *marker* foi adicionado na Figura 39, em 1GHz, indicando que o coeficiente de transmissão nesta frequência é de -10.58dB. Isso significa que 29.58% do sinal que incide na *port 0* aparece na *port 1*.

A Figura 40 apresenta a impedância mútua do par formado entre os elementos 0 e 1 com metamaterial.



**Figura 40 – Gráfico da impedância mútua entre o elemento central e um elemento passivo com metamaterial ( $Z_{10}$  em  $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho.**

Um *marker* foi adicionado na Figura 40 para determinar a impedância mútua do par formado entre os elementos 0 e 1 com metamaterial em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos com metamaterial dada por (46), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (53).

$$Z_{meta} = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 \\ 13.40 - j23.74 & 58.37 - j11.39 & z_{12} & z_{13} & z_{14} & z_{15} & z_{16} \\ 13.40 - j23.74 & z_{21} & 58.37 - j11.39 & z_{23} & z_{24} & z_{25} & z_{26} \\ 13.40 - j23.74 & z_{31} & z_{32} & 58.37 - j11.39 & z_{34} & z_{35} & z_{36} \\ 13.40 - j23.74 & z_{41} & z_{42} & z_{43} & 58.37 - j11.39 & z_{45} & z_{46} \\ 13.40 - j23.74 & z_{51} & z_{52} & z_{53} & z_{54} & 58.37 - j11.39 & z_{56} \\ 13.40 - j23.74 & z_{61} & z_{62} & z_{63} & z_{64} & z_{65} & 58.37 - j11.39 \end{bmatrix} \quad (53)$$

Comparando a Figura 38 e a Figura 40 observa-se que a impedância mútua entre os elementos 0 e 1 tanto com metamaterial como sem metamaterial são praticamente iguais. Isso indica que a inclusão de metamaterial no modelo realmente não afeta o acoplamento entre o elemento central e os elementos passivos de modo significativo. Isso se deve à posição do metamaterial em relação ao campo magnético gerado pelo monopolo. As linhas de campo magnético do monopolo central não atravessam

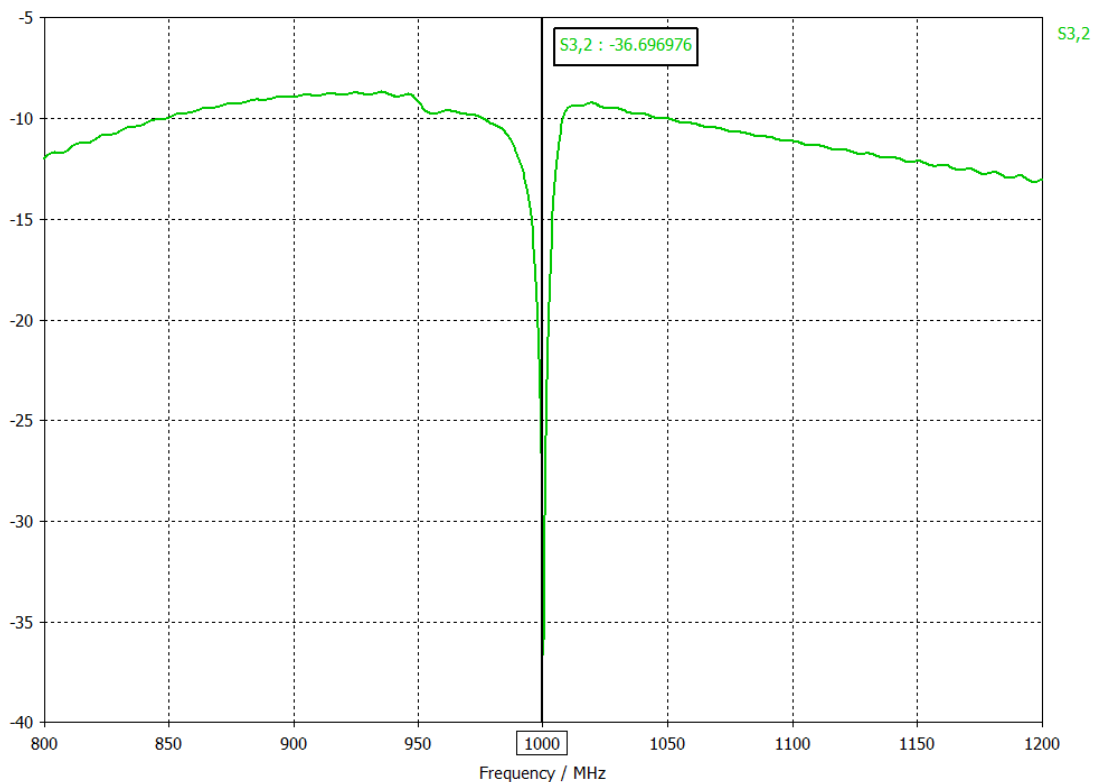
perpendicularmente as inclusões de metamaterial. Isso faz com que nenhuma corrente seja induzida nos anéis, o que torna o metamaterial “invisível” para o *near-field* do monopolo central.

#### 9.1.4 Coeficiente de Transmissão e Impedância Mútua Entre os Elementos 1 e 2 ( $|S_{21}|$ e $Z_{21}$ )

A seguir é apresentado o coeficiente de transmissão e a impedância mútua entre os elementos 1 e 2. No caso de uma ESPAR sem metamaterial, dada a sua simetria, o par formado entre os elementos 1 e 2 é o mesmo dos elementos 0 e 1, e seu coeficiente de transmissão e impedância mútua já foram apresentados na Figura 37 e na Figura 38, respectivamente.

##### 9.1.4.1 Com Metamaterial

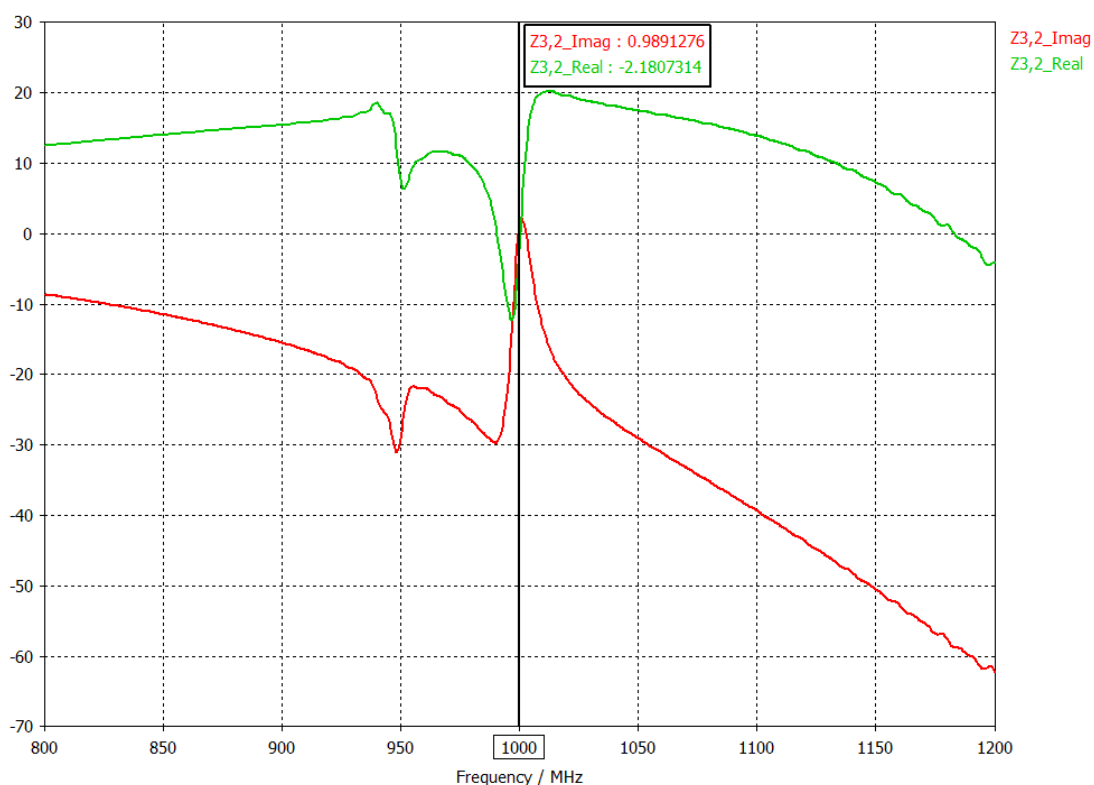
A Figura 41 apresenta o coeficiente de transmissão do par formado entre os elementos 1 e 2 com metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 26.



**Figura 41 – Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 2 com metamaterial ( $|S_{21}|$  em dB).**

Observando a Figura 41 constata-se que a otimização com o GA foi capaz de minimizar o acoplamento mútuo entre os elementos 1 e 2, pois em 1 GHz o coeficiente de transmissão é -36.69dB. Isso significa que apenas 1.46% do sinal que incide na *port* 1 aparece na *port* 2. Comparando com a Figura 37, que mostra que o acoplamento mútuo entre os elementos 1 e 2 de uma ESPAR sem metamaterial é -9.48dB, observa-se que o metamaterial praticamente elimina o acoplamento.

A Figura 42 apresenta a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 2 com metamaterial.



**Figura 42 – Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 2 com metamaterial ( $Z_{21}$  em  $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho.**

Um *marker* foi adicionado na Figura 42 para determinar a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 2 com metamaterial em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos com metamaterial dada por (46), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (54).

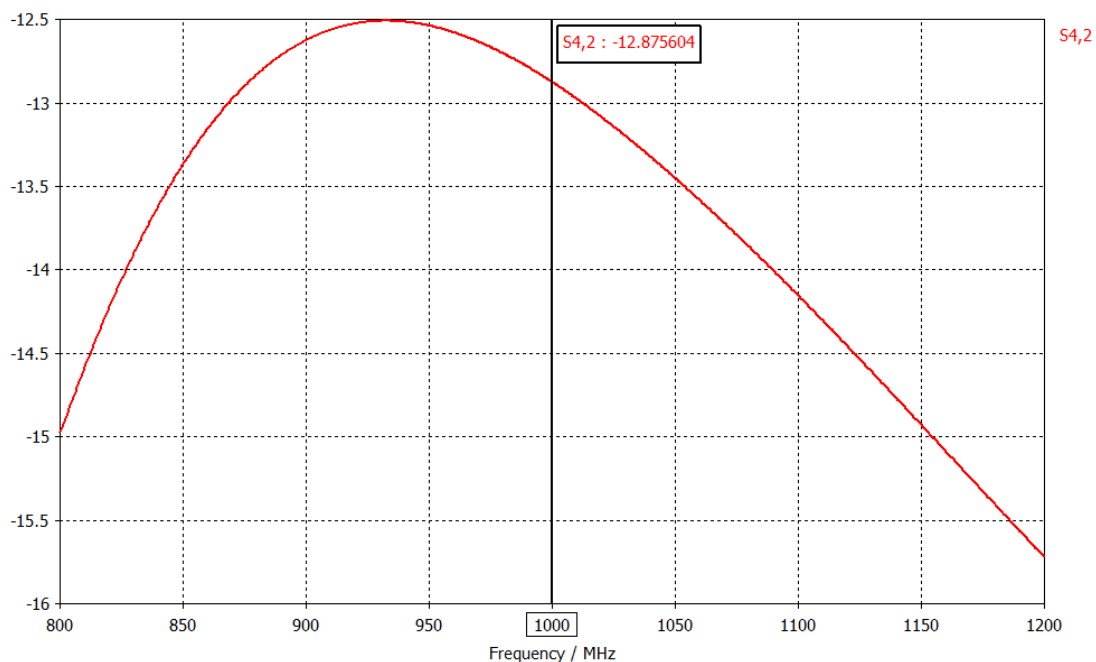
$$Z_{meta} = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 \\ 13.40 - j23.74 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & z_{13} & z_{14} & z_{15} & -2.18 - j0.98 & \\ 13.40 - j23.74 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & z_{24} & z_{25} & z_{26} & \\ 13.40 - j23.74 & z_{31} & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & z_{35} & z_{36} & \\ 13.40 - j23.74 & z_{41} & z_{42} & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & z_{46} & \\ 13.40 - j23.74 & z_{51} & z_{52} & z_{53} & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & \\ 13.40 - j23.74 & -2.18 - j0.98 & z_{62} & z_{63} & z_{64} & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & \end{bmatrix} \quad (54)$$

### 9.1.5 Coeficiente de Transmissão e Impedância Mútua Entre os Elementos 1 e 3 ( $|S_{31}|$ e $Z_{31}$ )

O coeficiente de transmissão e a impedância mútua entre os elementos 1 e 3 sem metamaterial e com metamaterial são apresentados nas seções 9.1.5.1 e 9.1.5.2, respectivamente.

#### 9.1.5.1 Sem Metamaterial

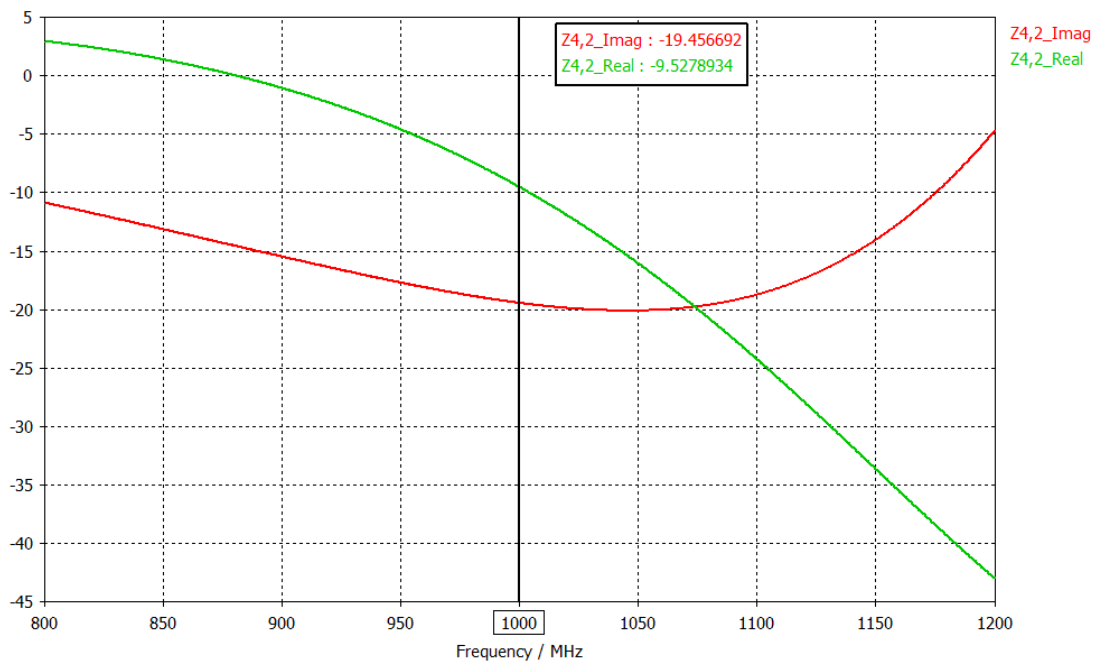
A Figura 43 apresenta o coeficiente de transmissão do par formado entre os elementos 1 e 3 sem metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 27.



**Figura 43 – Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 3 sem metamaterial ( $|S_{31}|$  em dB).**

Um *marker* foi adicionado na Figura 43, em 1GHz, indicando que o coeficiente de transmissão nesta frequência é de -12.87dB. Isso significa que 22.72% do sinal que incide na *port 1* aparece na *port 3*.

A Figura 44 apresenta a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 3 sem metamaterial.



**Figura 44 – Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 3 e 1 sem metamaterial ( $Z_{31}$  em  $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho.**

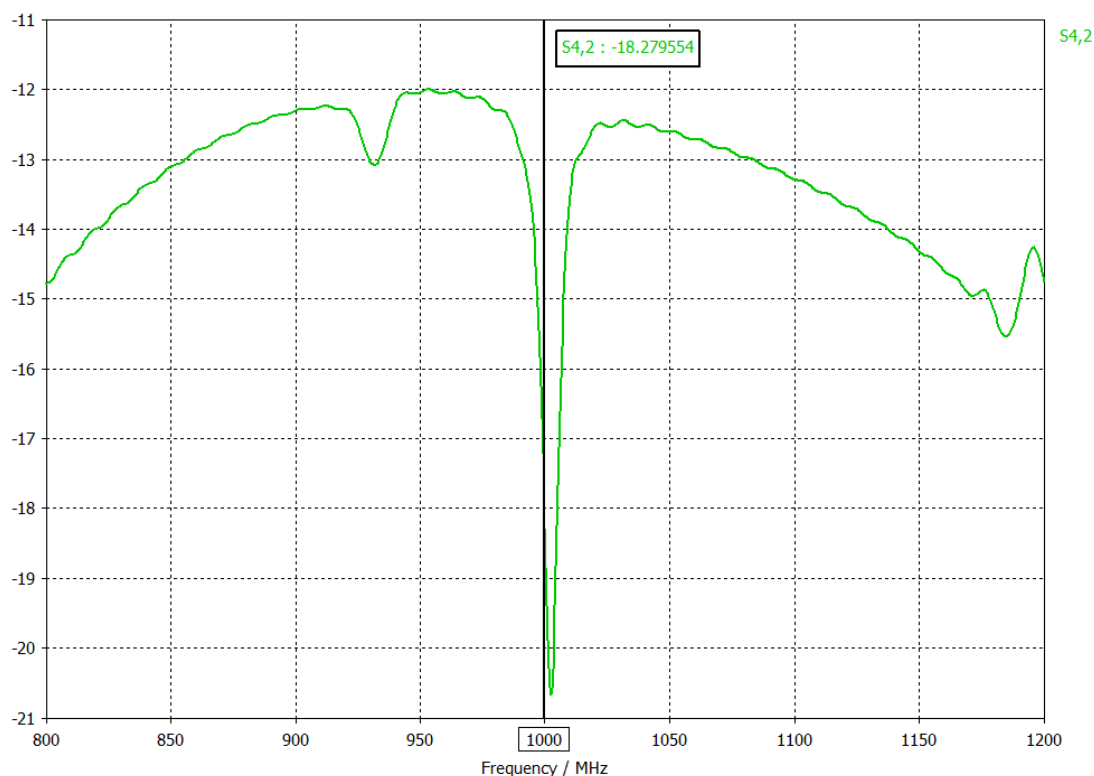
Um *marker* foi adicionado na Figura 44 para determinar a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 3 sem metamaterial em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos sem metamaterial dada por (45), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (55).

$$Z = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & z_{14} & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & z_{25} & -9.52 - j19.45 \\ 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & z_{36} \\ 16.76 - j28.88 & z_{41} & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 \\ 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & z_{52} & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & z_{63} & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 \end{bmatrix} \quad (55)$$

### 9.1.5.2 Com Metamaterial

A Figura 45 apresenta o coeficiente de transmissão do par formado entre os elementos 1 e 3 com metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 28.

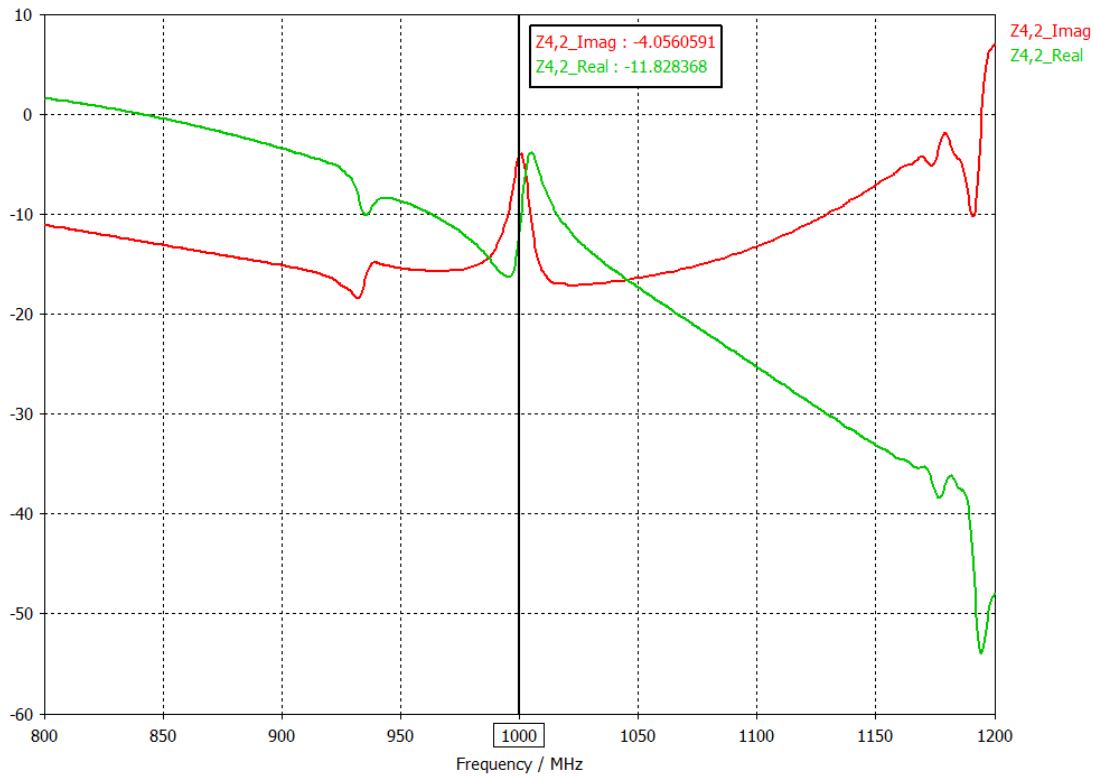


**Figura 45 – Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 3 com metamaterial ( $|S_{31}|$  em dB).**

Observando a Figura 45 constata-se que a otimização com o GA foi capaz de minimizar o acoplamento mútuo entre os elementos 1 e 3, pois em 1 GHz o coeficiente de transmissão é -18.27dB. Isso significa que apenas 12.2% do sinal que incide na *port* 1 aparece na *port* 3. Comparando com a Figura 43, que mostra que o acoplamento mútuo entre os elementos 1 e 3 de uma ESPAR sem metamaterial é -12.87dB, observa-se que o metamaterial contribui significativamente para minimizar o acoplamento

A Figura 46 apresenta a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 3 com metamaterial.





**Figura 46 – Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 3 com metamaterial ( $Z_{31}$  em  $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho.**

Um *marker* foi adicionado na Figura 46 para determinar a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 3 com metamaterial em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos com metamaterial dada por (46), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (56).

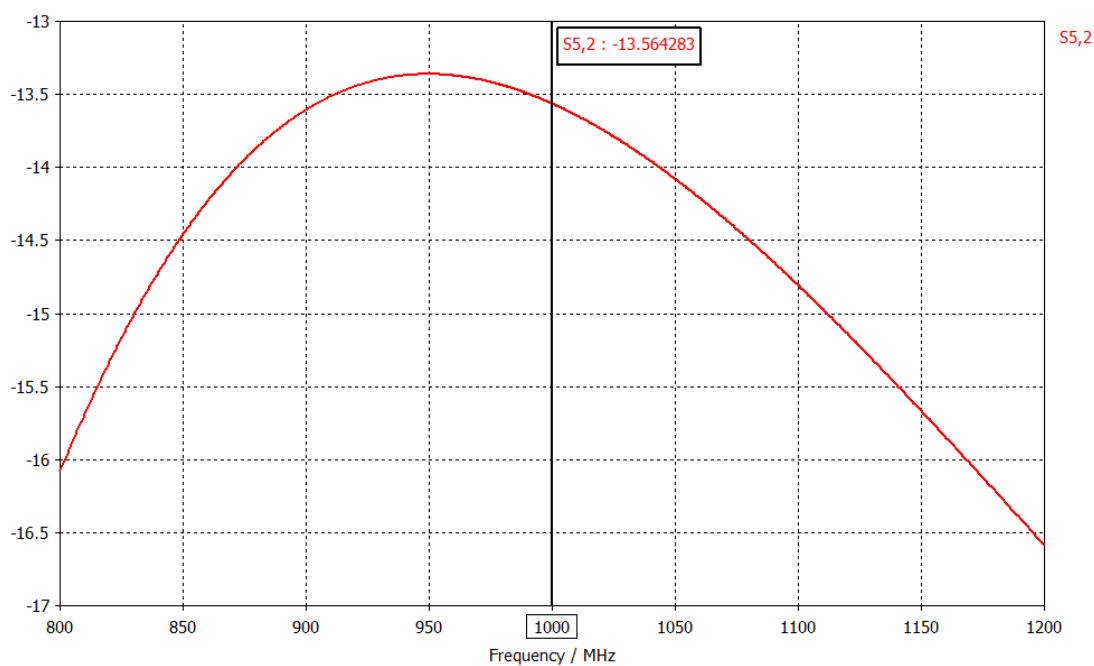
$$Z_{meta} = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 \\ 13.40 - j23.74 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & z_{14} & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 \\ 13.40 - j23.74 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & z_{25} & 11.82 - j4.05 & 11.82 - j4.05 \\ 13.40 - j23.74 & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & z_{36} & 11.82 - j4.05 \\ 13.40 - j23.74 & z_{41} & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & 11.82 - j4.05 \\ 13.40 - j23.74 & 11.82 - j4.05 & z_{52} & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 \\ 13.40 - j23.74 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & z_{63} & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & 11.82 - j4.05 \end{bmatrix} \quad (56)$$

### 9.1.6 Coeficiente de Transmissão e Impedância Mútua Entre os Elementos 1 e 4 ( $|S_{41}|$ e $Z_{41}$ )

O coeficiente de transmissão e a impedância mútua entre os elementos 1 e 3 sem metamaterial e com metamaterial são apresentados nas seções 9.1.6.1 e 9.1.6.2, respectivamente.

#### 9.1.6.1 Sem Metamaterial

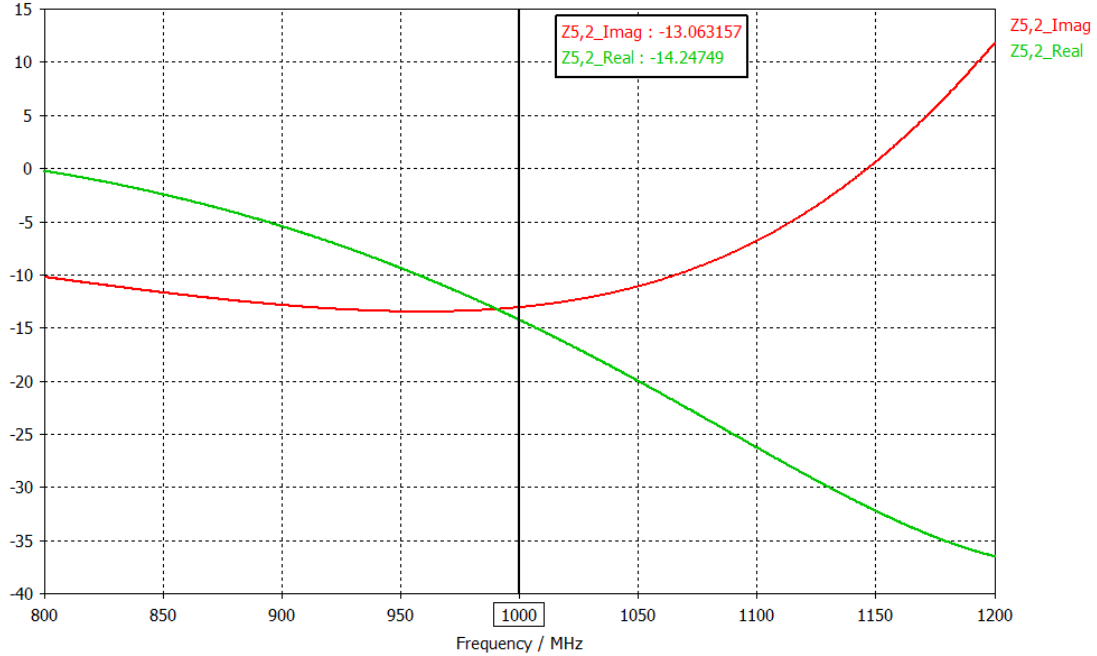
A Figura 47 apresenta o coeficiente de transmissão do par formado entre os elementos 1 e 4 sem metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 29.



**Figura 47 – Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 4 sem metamaterial ( $|S_{41}|$  em dB).**

Um *marker* foi adicionado na Figura 47, em 1GHz, indicando que o coeficiente de transmissão nesta frequência é de -13.56dB. Isso significa que 20.98% do sinal que incide na *port* 1 aparece na *port* 4.

A Figura 48 apresenta a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 4 sem metamaterial.



**Figura 48 – Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 4 sem metamaterial ( $Z_{41}$  em  $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho.**

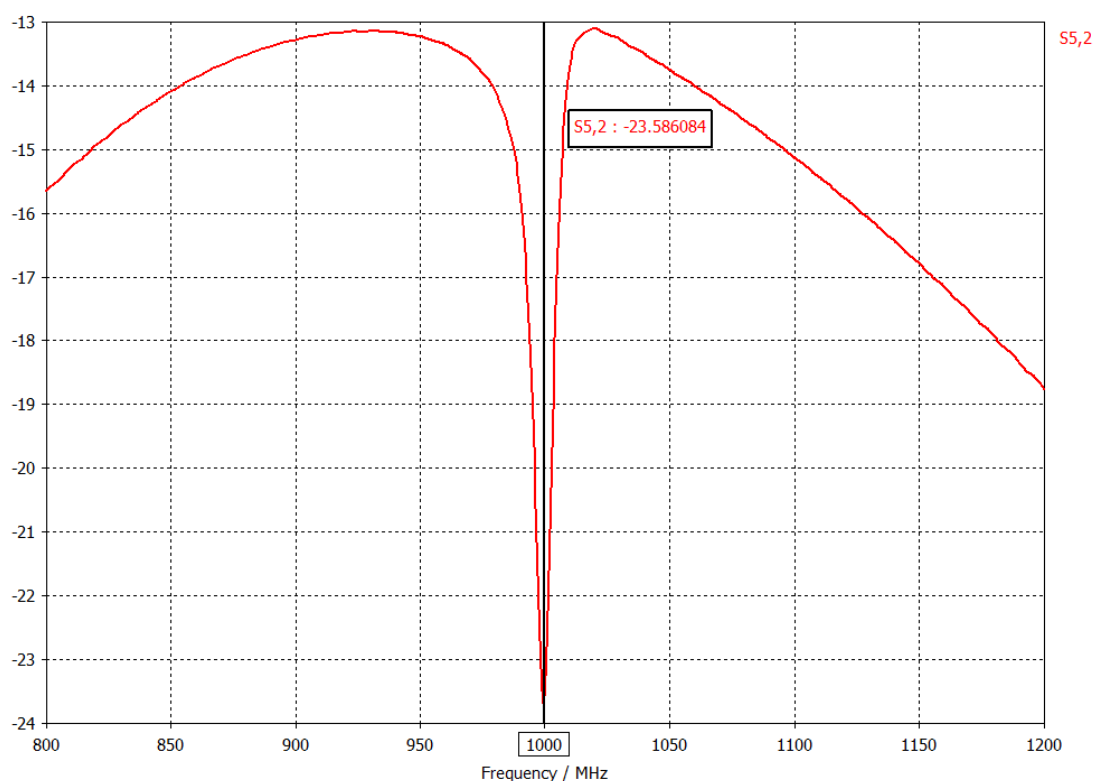
Um *marker* foi adicionado na Figura 48 para determinar a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 4 sem metamaterial em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos sem metamaterial dada por (45), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (57).

$$Z = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & -14.24 - j13.06 & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & -14.24 - j13.06 & -9.52 - j19.45 \\ 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & -14.24 - j13.06 \\ 16.76 - j28.88 & -14.24 - j13.06 & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 \\ 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & -14.24 - j13.06 & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 & 16.76 - j28.88 \\ 16.76 - j28.88 & 16.76 - j28.88 & -9.52 - j19.45 & -14.24 - j13.06 & -9.52 - j19.45 & 16.76 - j28.88 & 44.13 + j12.88 \end{bmatrix} \quad (57)$$

### 9.1.6.2 Com Metamaterial

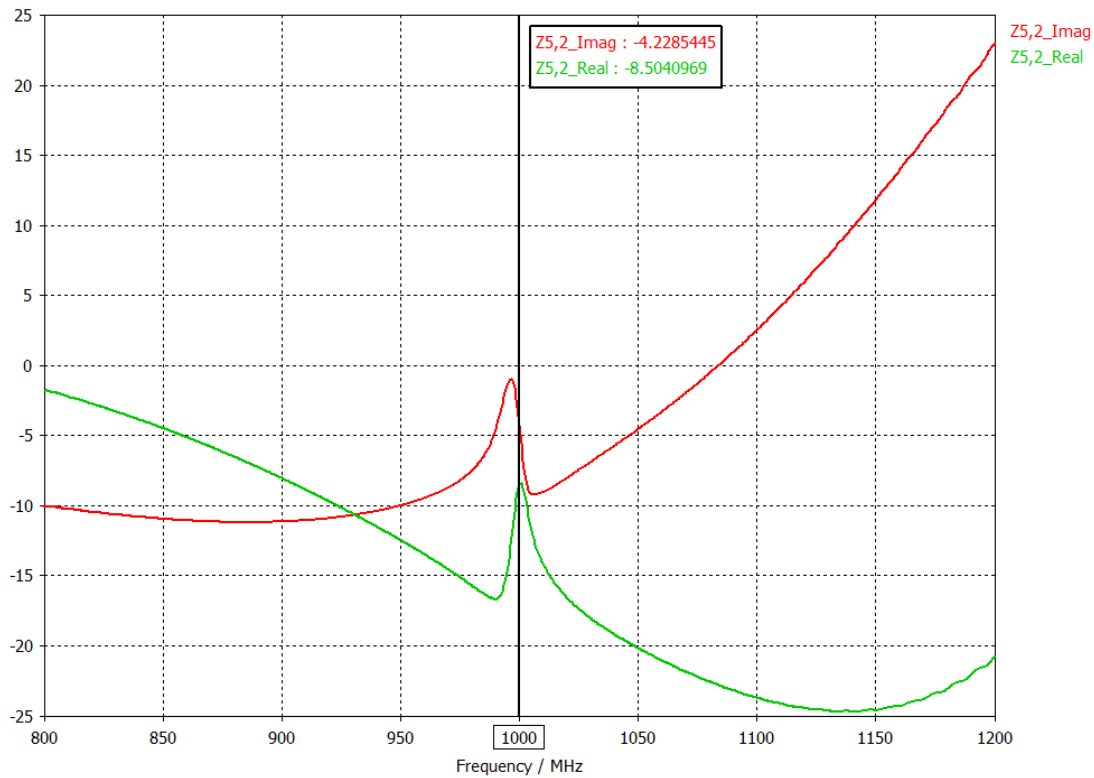
A Figura 49 apresenta o coeficiente de transmissão do par formado entre os elementos 1 e 4 com metamaterial, cujo modelo é mostrado na Figura 30.



**Figura 49 – Gráfico coeficiente de transmissão entre os elementos passivos 1 e 4 com metamaterial ( $|S_{41}|$  em dB).**

Observando a Figura 49 constata-se que a otimização com o GA foi capaz de minimizar o acoplamento mútuo entre os elementos 1 e 4, pois em 1 GHz o coeficiente de transmissão é -23,58dB. Isso significa que apenas 12,2% do sinal que incide na *port* 1 aparece na *port* 4. Comparando com a Figura 47, que mostra que o acoplamento mútuo entre os elementos 1 e 4 de uma ESPAR sem metamaterial é -13,56dB, observa-se que o metamaterial contribui significativamente para minimizar o acoplamento

A Figura 50 apresenta a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 4 com metamaterial.



**Figura 50 – Gráfico da impedância mútua entre os elementos passivos 1 e 4 com metamaterial ( $Z_{41}$  em  $\Omega$ ). Parte real plotada em verde e parte imaginária em vermelho.**

Um *marker* foi adicionado na Figura 50 para determinar a impedância mútua do par formado entre os elementos 1 e 4 com metamaterial em 1GHz.

Assim, considerando a simetria da ESPAR de 7 elementos com metamaterial dada por (46), pode-se atualizar os valores da sua matriz de impedâncias em (17), resultando em (58).

$$Z_{meta} = \begin{bmatrix} 44.13 + j12.88 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 & 13.40 - j23.74 \\ 13.40 - j23.74 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & -8.50 - j4.22 & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 \\ 13.40 - j23.74 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & -8.50 - j4.22 & 11.82 - j4.05 & -8.50 - j4.22 \\ 13.40 - j23.74 & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & -8.50 - j4.22 & 11.82 - j4.05 \\ 13.40 - j23.74 & -8.50 - j4.22 & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & -8.50 - j4.22 \\ 13.40 - j23.74 & 11.82 - j4.05 & -8.50 - j4.22 & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 \\ 13.40 - j23.74 & -2.18 - j0.98 & 11.82 - j4.05 & -8.50 - j4.22 & 11.82 - j4.05 & -2.18 - j0.98 & 58.37 - j11.39 & -2.18 - j0.98 \end{bmatrix} \quad (58)$$

## 9.2 Diagramas de Irradiação dos Elementos Individuais do Array

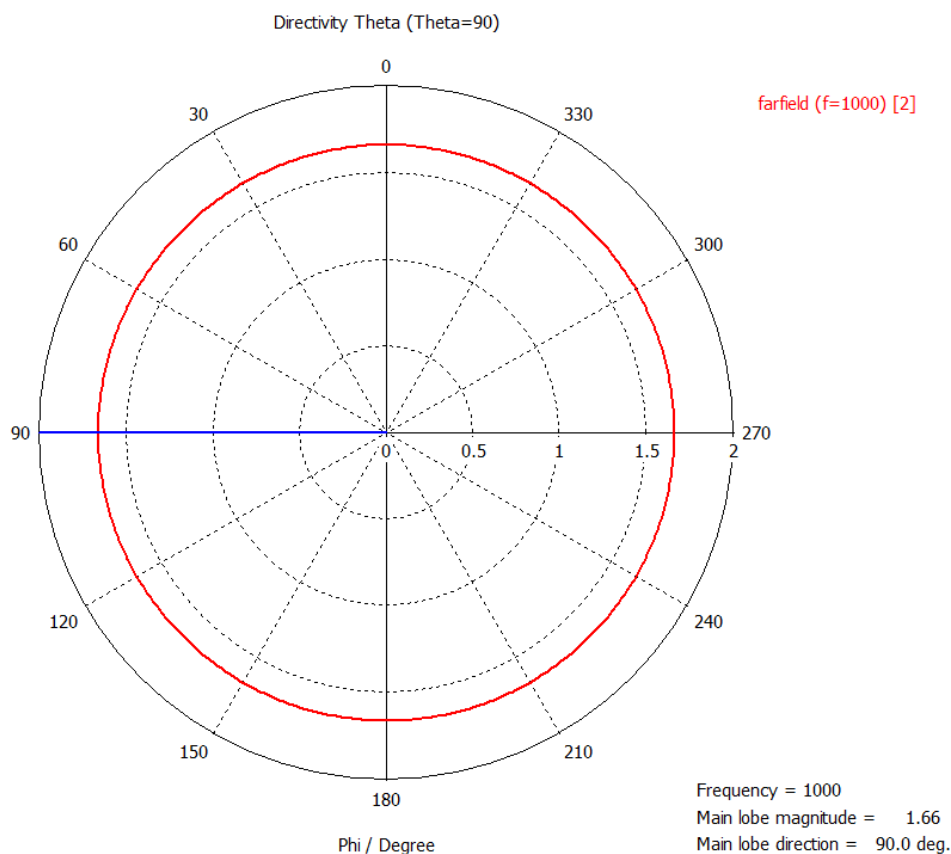
Nesta seção são apresentados os diagramas de irradiação dos elementos individuais do *array*. Para se obter os diagramas de irradiação foram simulados dipolos no espaço livre, com e sem metamaterial, pois o simulador para *beamforming* [15][16] utiliza matriz de impedância de dipolos (matriz de impedâncias dos monopolos multiplicada por 2, conforme explicado no Capítulo 8).

Foi necessário simular o diagrama de irradiação de um único elemento contendo metamaterial, conforme modelo mostrado na Figura 23, pois o *steering vector* utilizado no simulador para *beamforming* original [15][16], dado por (A. 6), considera que todos os elementos são omnidirecionais com ganho normalizado [30][55][29], ou seja, apresentam ganho unitário e mesma fase para todos os valores de  $\phi$ .

A presença de metamaterial dá um ganho maior nos sinais que incidem na direção oposta àquela onde o metamaterial foi posicionado. Neste caso, o metamaterial foi posicionado em  $\phi=0^\circ$ , que faz, portanto, com que o maior ganho da antena seja em  $\phi=180^\circ$  e o menor ganho seja em  $\phi=0^\circ$ . A fase do diagrama de irradiação também será alterada. Dessa forma, é necessário que esta diferença seja levada em consideração no *steering vector* do simulador para *beamforming* [15][16]. Além disso, o primeiro elemento do *steering vector* (dado por (A. 6)), que representa o elemento central, no caso de uma ESPAR sem metamaterial tem fase zero e ganho unitário. Isso se deve ao fato de que as fases dos elementos passivos podem ser desconsideradas em relação ao elemento ativo pois, aplicando-se a teoria de *arrays* [20], as diferenças de fase entre o elemento central e cada elemento passivo é nula, já que todos os elementos são iguais (monopolos sem metamaterial). No caso de uma ESPAR com metamaterial a fase do elemento central deverá ser considerada pois, apesar de ser um elemento omnidirecional, as fases dos elementos passivos apresentam valores diferentes para cada direção  $\phi$ , as quais não são normalizadas em relação ao monopolo central. Para que esta diferença seja considerada é necessário calcular o diagrama de irradiação do elemento central e incluir o valor de fase do monopolo sem metamaterial no primeiro elemento do *steering vector*.

### 9.2.1 Diagrama de irradiação de um dipolo sem metamaterial no espaço livre

A Figura 51 apresenta o diagrama de irradiação de um dipolo no espaço livre, em escala linear.

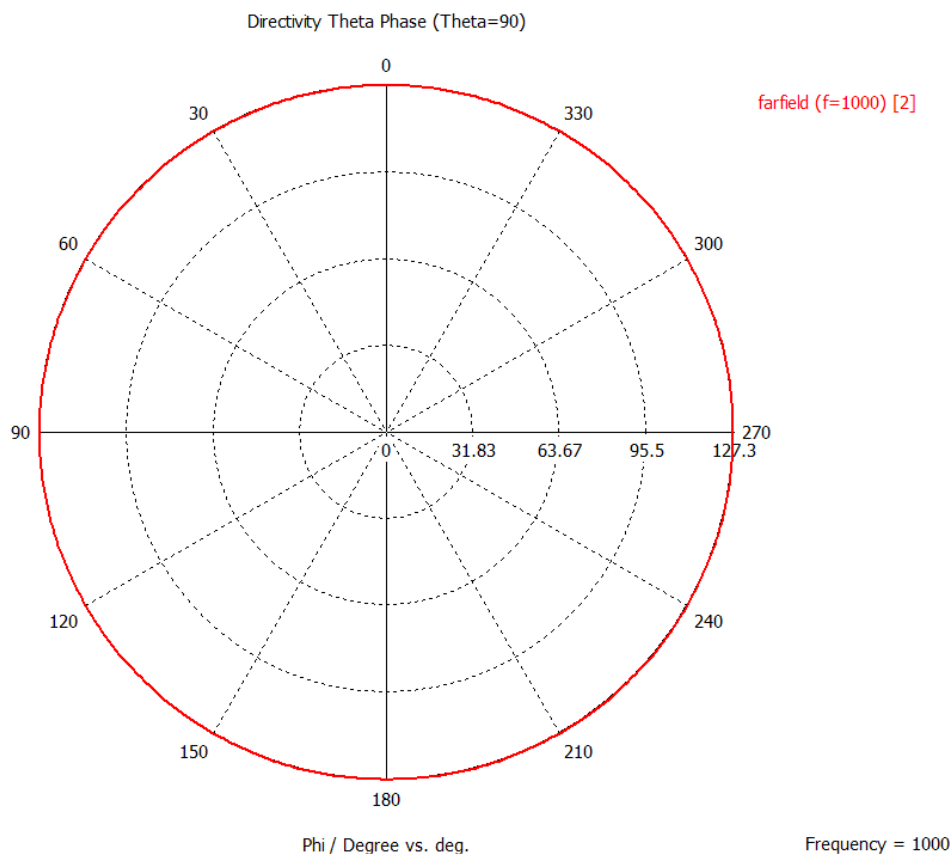


**Figura 51 – Corte horizontal do padrão de irradiação em escala linear de um dipolo no espaço livre.**

A Figura 51 mostra que o ganho do dipolo sem metamaterial é igual a 1.66 em todas as direções  $\phi$ .

O valor de ganho em cada ângulo  $\phi$  é utilizado para multiplicar o elemento do *steering vector* correspondente ao elemento central da ESPAR que, em (63) na seção 10.1, corresponde a  $a_0(\theta, \phi)$ . Em (64) este ganho é dado por  $|G_\alpha(\theta, \phi)|$ .

A Figura 52 apresenta a fase do diagrama de irradiação de um dipolo sem metamaterial, no espaço livre.



**Figura 52 – Corte horizontal da fase em graus do diagrama de irradiação de um dipolo no espaço livre.**

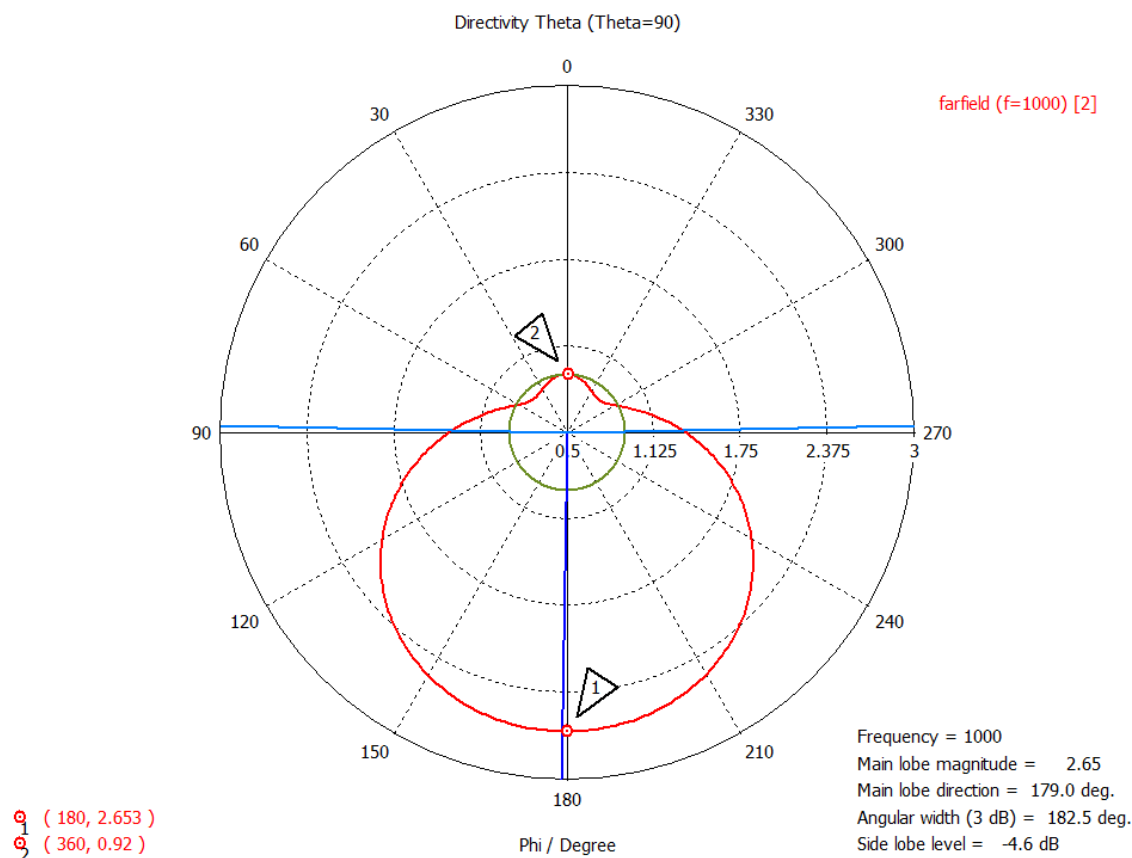
A Figura 52 mostra que a fase do diagrama de irradiação do monopolo é igual a  $127.3^\circ$  em todas as direções.

O valor de fase em cada ângulo  $\phi$  é utilizado para defasar o elemento do *steering vector* correspondente ao elemento central da ESPAR que, em (63) na seção 10.1 a seguir, é corresponde a  $a_0(\theta, \phi)$ . Em (64) esta defasagem é dada por  $e^{-j\angle G_a(\theta, \phi)}$ .



## 9.2.2 Diagrama de irradiação de um dipolo com metamaterial no espaço livre

A Figura 53 apresenta o diagrama de irradiação de um dipolo com metamaterial posicionado em  $\phi=0^\circ$ , no espaço livre, em escala linear.

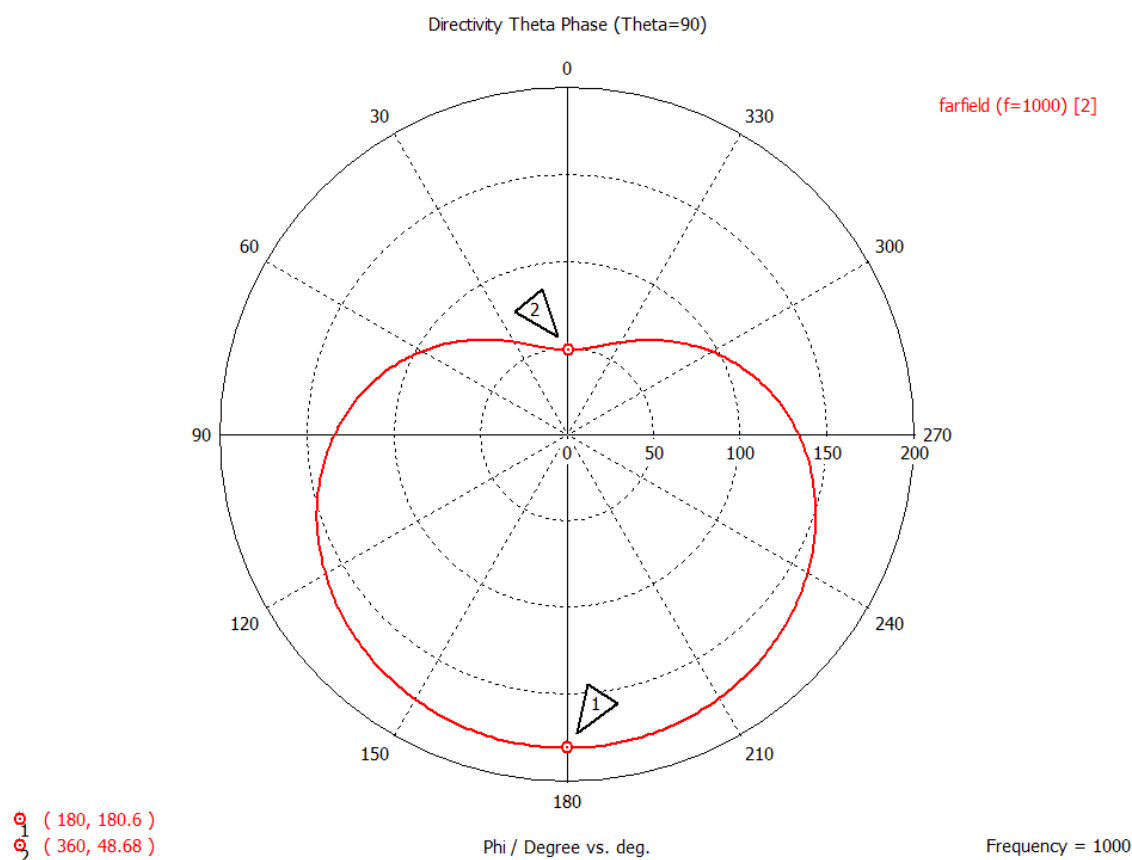


**Figura 53 – Corte horizontal do padrão de irradiação em escala linear de um dipolo no espaço livre com metamaterial posicionado em  $0^\circ$ . Valores máximo e mínimo são indicados pelas setas 1 e 2, respectivamente.**

A Figura 53 mostra que o metamaterial posicionado  $\phi=0^\circ$  faz com que o setor do diagrama de irradiação delimitado pelos ângulos  $\phi=60^\circ$  até  $\phi=300^\circ$  fica atenuado. O setor do diagrama de irradiação delimitado pelos ângulos  $\phi=120^\circ$  até  $\phi=240^\circ$  apresenta um ganho. Foram adicionados *markers* no gráfico, mostrando que o ganho em  $\phi=0^\circ$  é 0.92, e em  $\phi=180^\circ$  (lobo principal), o ganho é de 2.653.

O valor de ganho em cada ângulo  $\phi$  é utilizado para multiplicar o elemento do *steering vector* correspondente aos seis elementos passivos da ESPAR que, em (63) na seção 10.1 a seguir, correspondem a  $a_{1\dots 6}(\theta, \phi)$ . Em (64) este ganho é dado por  $|G_a(\theta, \phi)|$ .

A Figura 54 apresenta a fase do diagrama de irradiação de um dipolo com metamaterial, no espaço livre.



**Figura 54 – Corte horizontal da fase em graus do diagram de irradiação de um dipolo no espaço livre com metamaterial posicionado em  $0^\circ$ . Valores máximo e mínimo são indicados pelas setas 1 e 2, respectivamente.**

Foram posicionados *markers* na Figura 53, que mostram que a fase em  $\phi=0^\circ$  é igual a  $48,68^\circ$  e em  $\phi=180^\circ$  (lobo principal), a fase é  $180,6$ . O valor de fase em cada ângulo  $\phi$  é utilizado para defasar cada elemento do *steering vector* correspondente aos elemento passivos da ESPAR que, em (63) na seção 10.1 a seguir, correspondem a  $a_{1\dots 6}(\theta, \phi)$ . Em (64) esta defasagem é dada por  $e^{-j\angle G_a(\theta, \phi)}$

### 9.3 Matriz de impedâncias

Conforme descrito no Capítulo 8, é necessário multiplicar por 2 as matrizes de impedâncias (57) - ESPAR sem metamaterial - e (58) - ESPAR com metamaterial - obtidas através das simulações.

Portanto, multiplicando (57) por 2 tem-se

$$Z = \begin{bmatrix} 88.26 + j25.77 & 33.53 - j49.76 & 33.53 - j49.76 & 33.53 - j49.76 & 33.53 - j49.76 & 33.53 - j49.76 & 33.53 - j49.76 \\ 33.53 - j49.76 & 88.26 + j25.77 & 33.53 - j49.76 & -19.05 - j38.91 & -28.49 - j26.12 & -19.05 - j38.91 & 33.53 - j49.76 \\ 33.53 - j49.76 & 33.53 - j49.76 & 88.26 + j25.77 & 33.53 - j49.76 & -19.05 - j38.91 & -28.49 - j26.12 & -19.05 - j38.91 \\ 33.53 - j49.76 & -19.05 - j38.91 & 33.53 - j49.76 & 88.26 + j25.77 & 33.53 - j49.76 & -19.05 - j38.91 & -28.49 - j26.12 \\ 33.53 - j49.76 & -28.49 - j26.12 & -19.05 - j38.91 & 33.53 - j49.76 & 88.26 + j25.77 & 33.53 - j49.76 & -19.05 - j38.91 \\ 33.53 - j49.76 & -19.05 - j38.91 & -28.49 - j26.12 & -19.05 - j38.91 & 33.53 - j49.76 & 88.26 + j25.77 & 33.53 - j49.76 \\ -13.40 - j23.74 & 33.53 - j49.76 & -19.05 - j38.91 & -28.49 - j26.12 & -19.05 - j38.91 & 33.53 - j49.76 & 88.26 + j25.77 \end{bmatrix}. \quad (59)$$

Multiplicando (58) por 2 tem-se

$$Z_{meta} = \begin{bmatrix} 88.26 + j25.77 & 26.80 - j47.49 & 26.80 - j47.49 & 26.80 - j47.49 & 26.80 - j47.49 & 26.80 - j47.49 & 26.80 - j47.49 \\ 26.80 - j47.49 & 116.74 - j22.79 & -4.36 + j1.97 & -23.65 - j8.11 & -17.00 - j8.45 & -23.65 - j8.11 & -4.36 + j1.97 \\ 26.80 - j47.49 & -4.36 + j1.97 & 116.74 - j22.79 & -4.36 + j1.97 & -23.65 - j8.11 & -17.00 - j8.45 & -23.65 - j8.11 \\ 26.80 - j47.49 & -23.65 - j8.11 & -4.36 + j1.97 & 116.74 - j22.79 & -4.36 + j1.97 & -23.65 - j8.11 & -17.00 - j8.45 \\ 26.80 - j47.49 & -17.00 - j8.45 & -23.65 - j8.11 & -4.36 + j1.97 & 116.74 - j22.79 & -4.36 + j1.97 & -23.65 - j8.11 \\ 26.80 - j47.49 & -23.65 - j8.11 & -17.00 - j8.45 & -23.65 - j8.11 & -4.36 + j1.97 & 116.74 - j22.79 & -4.36 + j1.97 \\ 26.80 - j47.49 & -4.36 + j1.97 & -23.65 - j8.11 & -17.00 - j8.45 & -23.65 - j8.11 & -4.36 + j1.97 & 116.74 - j22.79 \end{bmatrix}. \quad (60)$$

Comparando (59) com (60) observa-se que os elementos da matriz correspondentes às impedâncias mútuas entre os elementos passivos são significativamente menores na matriz de impedâncias da ESPAR com metamaterial.

## 10 Avaliação dos Resultados no Simulador de *Beamforming*

Tendo-se obtido todos os parâmetros necessários para a modelagem de uma ESPAR com metamaterial no simulador para *beamforming* [15][16] (matriz de impedâncias e diagramas de irradiação), pode-se fazer a avaliação do desempenho da ESPAR com metamaterial comparado ao desempenho de uma ESPAR sem metamaterial. Entretanto, deve ser feita uma modificação no *steering vector* original do simulador, de forma a contemplar o fato de que o diagrama de irradiação de um dipolo com metamaterial não é omnidirecional.

A seção 10.1 apresenta os detalhes sobre a modificação do *steering vector*. A seção 10.2 mostra os resultados obtidos no simulador para *beamforming*.

### 10.1 Alteração do *steering vector* original

O *steering vector* original, considerando elementos omnidirecionais é dado por

$$\underline{a}(\theta, \phi) = [1 \quad a_1(\theta, \phi) \quad \cdots \quad a_{M-1}(\theta, \phi)]^T, \quad (61)$$

onde

$$a_m(\theta, \phi) = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (x_m \sin\theta \cos\phi + y_m \sin\theta \sin\phi + z_m \cos\theta)}. \quad (62)$$

Em (61) considera-se módulo unitário para todos os elementos do *steering vector* e em todas as direções  $(\theta, \phi)$ , e a fase de cada elemento é função unicamente da posição de cada elemento em relação ao elemento central.

Para o caso de uma ESPAR com metamaterial, o ganho de cada elemento com metamaterial varia conforme a direção  $(\theta, \phi)$  que está sendo calculada. Além disso, a fase não é mais apenas função da posição de cada elemento passivo em relação ao elemento ativo. Portanto, o novo *steering vector* será

$$\underline{a}(\theta, \phi) = [a_0(\theta, \phi) \quad a_1(\theta, \phi) \quad \cdots \quad a_{M-1}(\theta, \phi)]^T, \quad (63)$$

onde

$$a_{m\_meta}(\theta, \phi) = |G_a(\theta, \phi)| e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(x_m \sin\theta \cos\phi + y_m \sin\theta \sin\phi + z_m \cos\theta)} e^{-j\angle G_a(\theta, \phi)}. \quad (64)$$

Em (64)  $|G_a(\theta, \phi)|$  e  $e^{-j\angle G_a(\theta, \phi)}$  são, respectivamente, o valor de ganho e fase dos elementos em cada direção  $(\theta, \phi)$ . No caso do primeiro elemento,  $a_0(\theta, \phi)$ , correspondente ao elemento central, o ganho e fase serão iguais em todas as direções  $(\theta, \phi)$ .

## 10.2 Resultados obtidos

Os testes no simulador para *beamforming* [15][16] foram feitos sob as seguintes condições de canal:

- *Delay Profile*: Canal *Brazil A* - Esse canal – bem como os canais *Brazil B*, *Brazil C*, *Brazil D* e *Brazil E* – foi modelado pelo Laboratório Mackenzie no Brasil, sugerido pela ITU [56] e utilizado como *benchmark* pelo CRC - *Communications Research Center* do Canadá [57] [58];
- *Signal-to-Noise Ratio* (SNR): 30dB;
- Modulação: 16QAM;

Os sinais interferentes constituem ecos do sinal principal, atenuados e atrasados conforme a Tabela 5.

**Tabela 5 – Características das frentes de onda que incidem na ESPAR.**

Percurso	Atenuação (dB)	Atraso ( $\mu$ s)
Principal	0.0	0.0
Eco 1	13.8	0.15
Eco 2	16.2	2.22

Considera-se que o algoritmo atingiu a convergência conforme:

1º Critério: quando, na n-ésima iteração, a função de custo  $J_Q$  (B. 15) tenha estabilizado em um valor abaixo de 0.001.

2º Critério: quando for atingido o número máximo de iterações, definido como 19000, mesmo que o 1º Critério não tenha sido atingido.

Note que não foram feitas simulações sob outras condições de canal, pois o objetivo deste trabalho é validar o funcionamento da ESPAR com metamaterial. A eficiência do algoritmo sob outras condições de canal já foi comprovada por Ortolan [15][16].

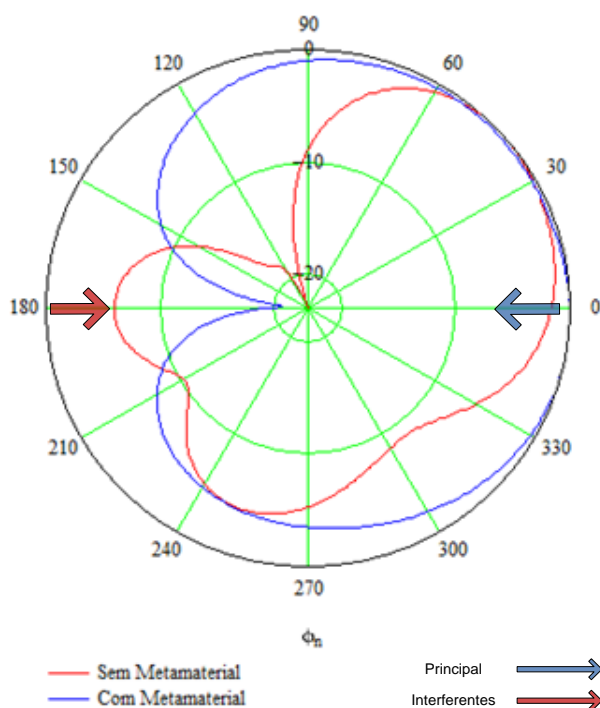
Foram construídos seis cenários de teste, sendo três deles com um sinal interferente e outros três com dois sinais interferentes:

- Caso I: Sinal principal incidindo na antena a  $\phi=0^\circ$  e interferente a  $\phi=180^\circ$ . Faixa de reatâncias limitada por  $MaxReac=\pm 275$ .
- Caso II: Sinal principal incidindo na antena a  $\phi=0^\circ$  e interferente a  $\phi=270^\circ$ . Faixa de reatâncias limitada por  $MaxReac=\pm 215$ .
- Caso III: Sinal principal incidindo na antena a  $\phi=0^\circ$  e interferente a  $\phi=60^\circ$ . Faixa de reatâncias limitada por  $MaxReac=\pm 275$ .
- Caso IV: Sinal principal incidindo na antena a  $\phi=30^\circ$  e interferentes  $\phi=150^\circ$  e  $\phi=210^\circ$ . Faixa de reatâncias limitada por  $MaxReac=\pm 215$ .
- Caso V: Sinal principal incidindo na antena a  $\phi=0^\circ$  e interferente  $\phi=150^\circ$  e  $\phi=210^\circ$ . Faixa de reatâncias limitada por  $MaxReac=\pm 275$ .
- Caso VI: Sinal principal incidindo na antena a  $\phi=120^\circ$  e interferente  $\phi=270^\circ$  e  $\phi=350^\circ$ . Faixa de reatâncias limitada por  $MaxReac=\pm 275$ .

### 10.2.1 Caso I

Sinais incidindo na antena a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=180^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .

A Figura 55 mostra os diagramas de irradiação gerados pelo algoritmo de *beamforming* [15][16] para a ESPAR com metamaterial (em azul) e sem metamaterial (em vermelho) após ter sido atingido um dos critérios de parada considerados. A seta azul indica onde o sinal principal incide, enquanto que a seta vermelha indica onde o sinal interferente incide.

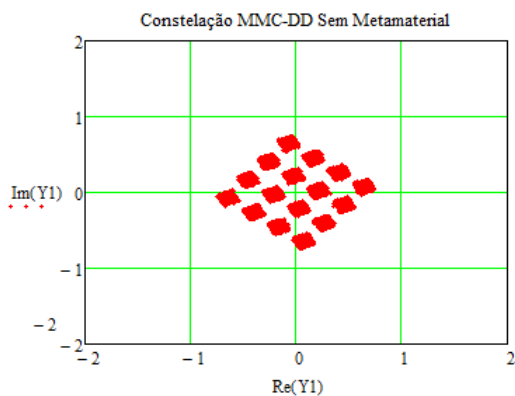


**Figura 55 – Diagramas de Irradiação do Caso I, com os sinais incidindo a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=180^\circ$ ,  $MaxReac=\pm 275$ .**

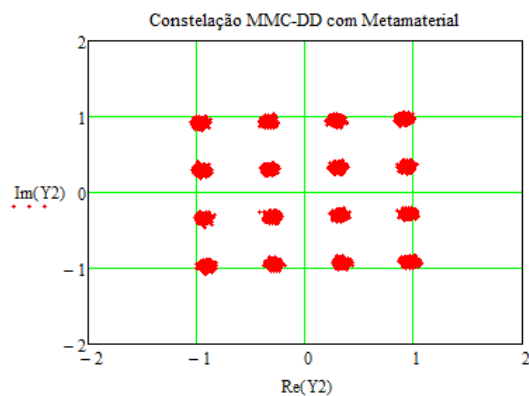
Observando os diagramas de irradiação constata-se que o algoritmo consegue estabelecer um nulo na direção do sinal interferente somente quando a antena simulada é a ESPAR com metamaterial. O diagrama de irradiação da ESPAR sem metamaterial mostra que o algoritmo não conseguiu estabelecer um nulo onde era esperado (em  $\phi=180^\circ$ ). Isso se deve ao fato de a convergência do algoritmo não ter sido atingida quando a simulação é feita com a ESPAR sem metamaterial, como é mostrado a seguir.

A Figura 56a e a Figura 56b apresentam as constelações recebidas pela ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.

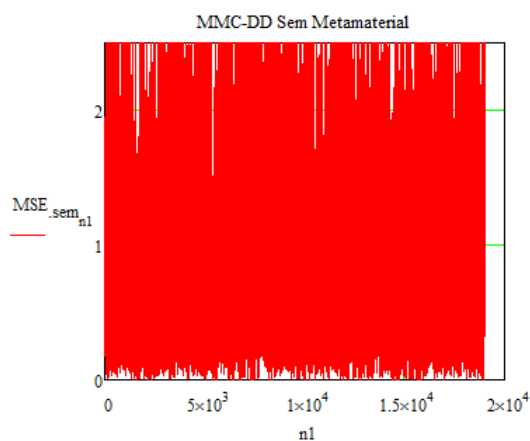
A Figura 56c e a Figura 56d apresentam as curvas de MSE em função do número de iterações do algoritmo rodando com a ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.



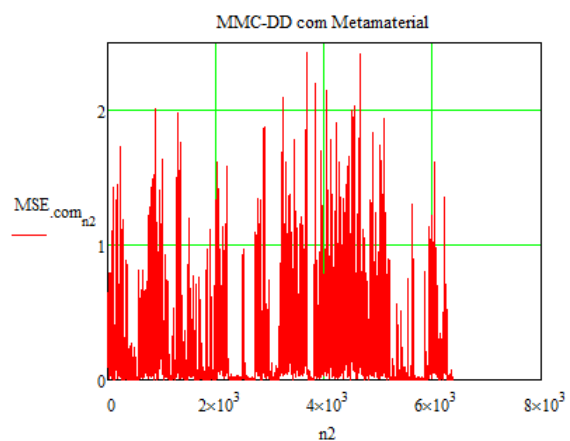
**Figura 56a – Constelação do Caso I – Array sem Metamaterial.**



**Figura 56b – Constelação do Caso I – Array com Metamaterial.**



**Figura 56c – MSE × Número de iterações do Caso I – Array sem Metamaterial.**



**Figura 56d – MSE × Número de iterações do Caso I – Array com Metamaterial.**

**Figura 56 – Constelações e MSE × Número de iterações do Caso I, com os sinais incidindo a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=180^\circ$ ,  $MaxReac=\pm 275$**



Conforme mostra a Figura 56, o algoritmo não é capaz de convergir quando utilizada uma ESPAR sem metamaterial, e atinge o critério de parada em 19000 iterações.

Utilizando a ESPAR com metamaterial o algoritmo converge em aproximadamente 6000 iterações.

Em (65) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR sem metamaterial.

$$\mathbf{XX1} = \begin{pmatrix} 50 \\ -41.724i \\ 14.126i \\ -11.373i \\ 166.171i \\ -13.06i \\ -207.914i \end{pmatrix} \quad (65)$$

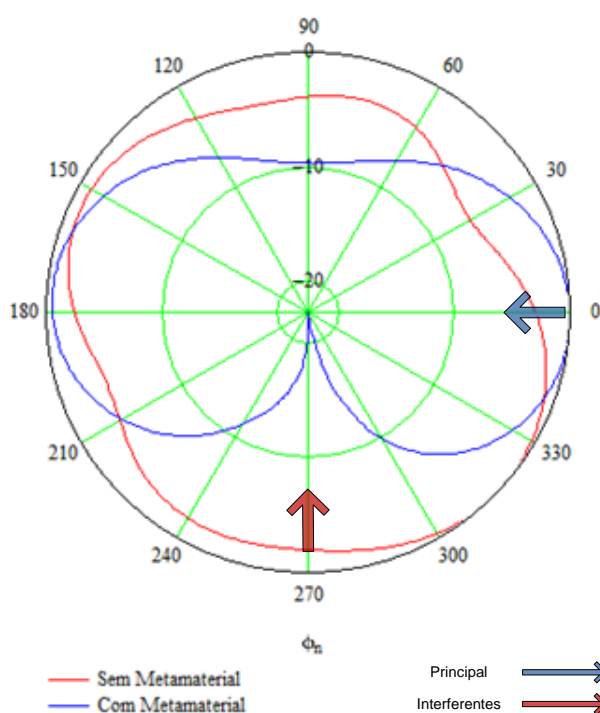
Em (66) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR com metamaterial.

$$\mathbf{XX2} = \begin{pmatrix} 50 \\ 147.523i \\ -254.333i \\ -74.569i \\ -38.914i \\ 9.607i \\ 140.71i \end{pmatrix} \quad (66)$$

### 10.2.2 Caso II

Sinais incidindo na antena a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=270^\circ$ .  $MaxReac=\pm 215$ .

A Figura 57 mostra os diagramas de irradiação gerados pelo algoritmo de *beamforming* [15][16] para a ESPAR com metamaterial (em azul) e sem metamaterial (em vermelho) após ter sido atingido um dos critérios de parada considerados. A seta azul indica onde o sinal principal incide, enquanto que a seta vermelha indica onde o sinal interferente incide.

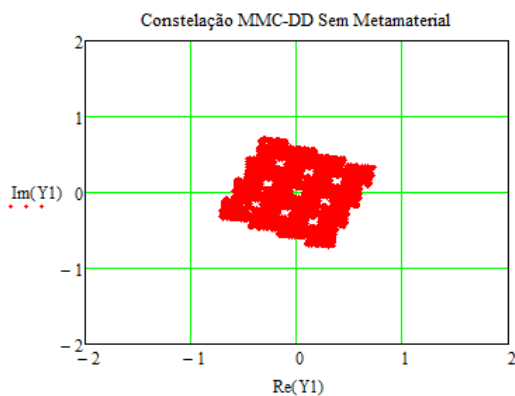


**Figura 57 – Diagramas de Irradiação do Caso II, com os sinais incidindo a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=270^\circ$ .  $MaxReac=\pm 215$ .**

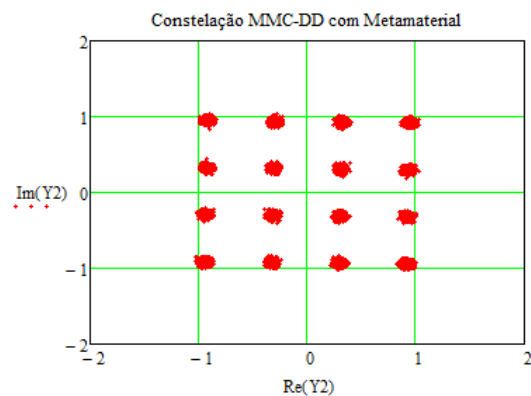
Observando os diagramas de irradiação constata-se que o algoritmo consegue estabelecer um nulo na direção do sinal interferente somente quando a antena simulada é a ESPAR com metamaterial. O diagrama de irradiação da ESPAR sem metamaterial mostra que o algoritmo não conseguiu estabelecer um nulo onde era esperado (em  $\phi=270^\circ$ ). Isso se deve ao fato de a convergência do algoritmo não ter sido atingida quando a simulação é feita com a ESPAR sem metamaterial, como é mostrado a seguir.

A Figura 58a e a Figura 58b apresentam as constelações recebidas pela ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.

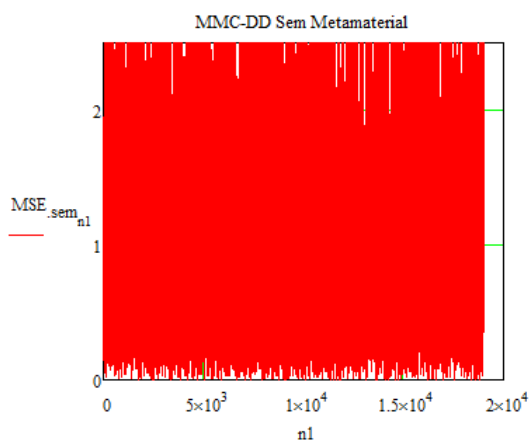
A Figura 58c e a Figura 58d apresentam as curvas de MSE em função do número de iterações do algoritmo rodando com a ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.



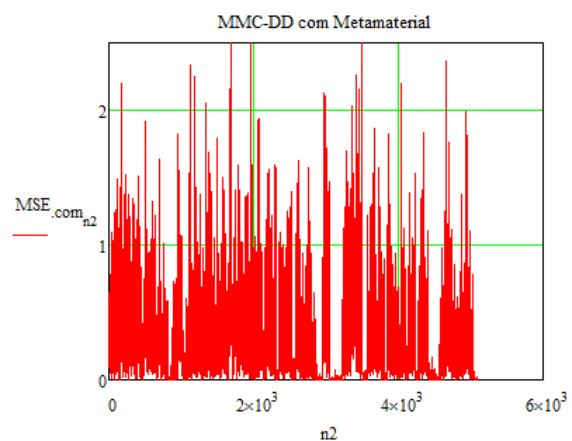
**Figura 58a – Constelação do Caso II – Array sem Metamaterial.**



**Figura 58b – Constelação do Caso II – Array com Metamaterial.**



**Figura 58c – MSE × Número de iterações do Caso II – Array sem Metamaterial.**



**Figura 58d – MSE × Número de iterações do Caso II – Array com Metamaterial.**

**Figura 58 – Constelações e MSE × Número de iterações do Caso II, com os sinais incidindo a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=270^\circ$ ,  $MaxReac=\pm 215$**

Conforme apresentado na Figura 58, o algoritmo não é capaz de convergir quando utilizada uma ESPAR sem metamaterial e atinge o critério de parada em 19000 iterações.

Utilizando a ESPAR com metamaterial o algoritmo converge em aproximadamente 5000 iterações. Neste caso foi possível estreitar ainda mais a faixa de reatâncias, definindo  $MaxReac=\pm 215$ , sem comprometer a convergência do algoritmo quando utilizada a ESPAR com metamaterial.

Em (67) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR sem metamaterial.

$$XX1 = \begin{pmatrix} 50 \\ -29.339i \\ -60.052i \\ -55.217i \\ -3.675i \\ -147.084i \\ -40.778i \end{pmatrix} \quad (67)$$

Em (68) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR com metamaterial.

$$XX2 = \begin{pmatrix} 50 \\ -50.78i \\ -93.093i \\ 172.161i \\ -80.815i \\ -49.059i \\ 121.367i \end{pmatrix} \quad (68)$$

### 10.2.3 Caso III

Sinais incidindo na antena a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=60^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .

A Figura 59 mostra os diagramas de irradiação gerados pelo algoritmo de *beamforming* [15][16] para a ESPAR com metamaterial (em azul) e sem metamaterial (em vermelho) após ter sido atingido um dos critérios de parada considerados. A seta azul indica onde o sinal principal incide, enquanto que a seta vermelha indica onde o sinal interferente incide.

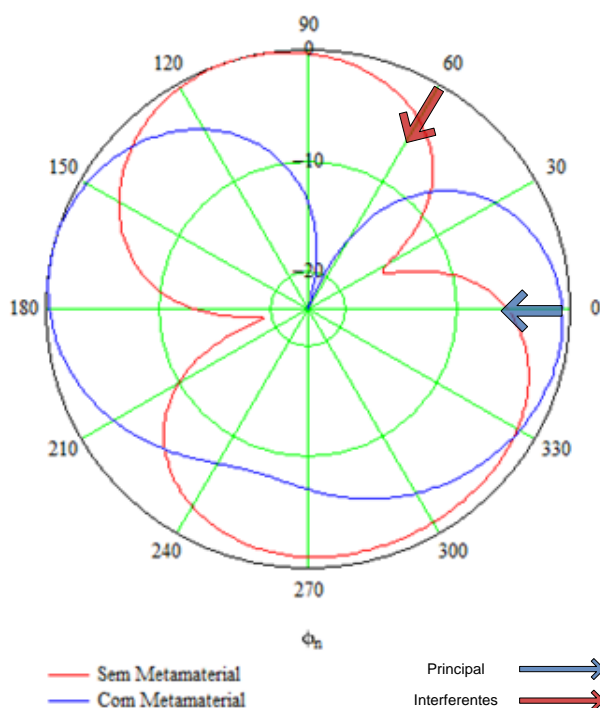
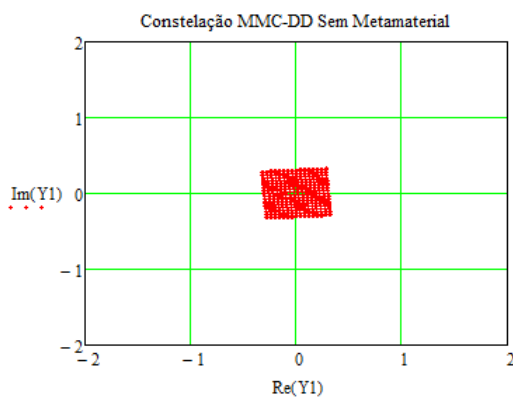


Figura 59 – Diagramas de Irradiação do Caso III, com os sinais incidindo a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=60^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .

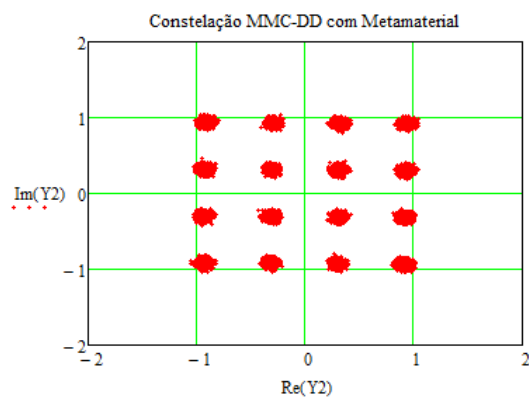
Observando os diagramas de irradiação constata-se que o algoritmo consegue estabelecer um nulo na direção do sinal interferente somente quando a antena simulada é a ESPAR com metamaterial. O diagrama de irradiação da ESPAR sem metamaterial mostra que o algoritmo não conseguiu estabelecer um nulo onde era esperado (em  $\phi=60^\circ$ ). Isso se deve ao fato de a convergência do algoritmo não ter sido atingida quando a simulação é feita com a ESPAR sem metamaterial, como é mostrado a seguir.

A Figura 60a e a Figura 60b apresentam as constelações recebidas pela ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.

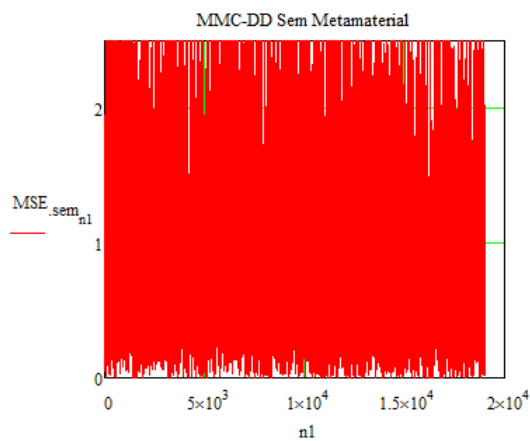
A Figura 60c e a Figura 60d apresentam as curvas de MSE em função do número de iterações do algoritmo rodando com a ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.



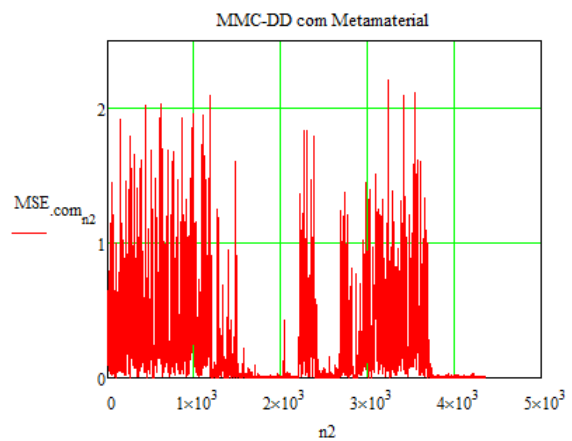
**Figura 60a – Constelação do Caso III – Array sem Metamaterial.**



**Figura 60b – Constelação do Caso III – Array com Metamaterial.**



**Figura 60c – MSE × Número de iterações do Caso III – Array sem Metamaterial.**



**Figura 60d – MSE × Número de iterações do Caso III – Array com Metamaterial.**

**Figura 60 – Constelações e MSE × Número de iterações do Caso III, com os sinais incidindo a  $\phi=0^\circ$  e  $\phi=60^\circ$ ,  $MaxReac=\pm 275$**

Conforme apresentado na Figura 60, o algoritmo não é capaz de convergir quando utilizada uma ESPAR sem metamaterial e atinge o critério de parada em 19000 iterações.

Utilizando a ESPAR com metamaterial o algoritmo converge em aproximadamente 4000 iterações.

Em (69) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR sem metamaterial.

$$\mathbf{XX1} = \begin{pmatrix} 50 \\ 78.282i \\ 16.259i \\ -47.444i \\ 91.829i \\ 77.233i \\ 137.82i \end{pmatrix} \quad (69)$$

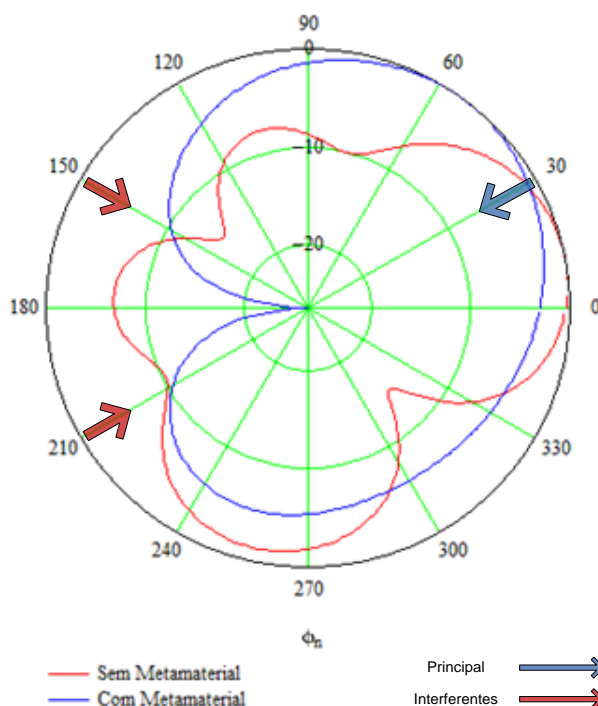
Em (70) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR com metamaterial.

$$\mathbf{XX2} = \begin{pmatrix} 50 \\ -145.8i \\ 74.484i \\ 226.165i \\ -48.01i \\ -89.363i \\ 262.076i \end{pmatrix} \quad (70)$$

### 10.2.4 Caso IV

Sinais incidindo na antena a  $\phi=30^\circ$ ,  $\phi=150^\circ$  e  $\phi=210^\circ$ .  $MaxReac=\pm 215$ .

A Figura 61 mostra os diagramas de irradiação gerados pelo algoritmo de *beamforming* [15][16] para a ESPAR com metamaterial (em azul) e sem metamaterial (em vermelho) após ter sido atingido um dos critérios de parada considerados. A seta azul indica onde o sinal principal incide, enquanto que as setas vermelhas indicam onde os sinais interferentes incidem.



**Figura 61 – Diagramas de Irradiação do Caso IV, com os sinais incidindo a  $30^\circ$ ,  $150^\circ$  e  $210^\circ$ .  $MaxReac=\pm 215$ .**

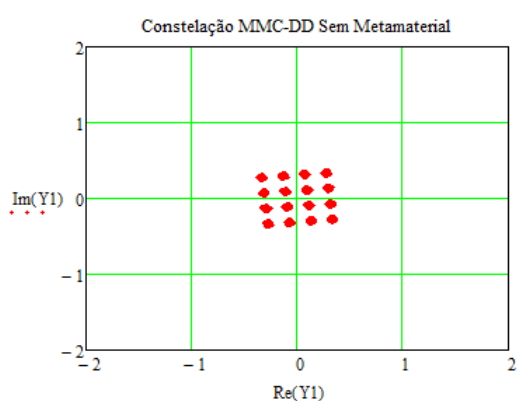
Observando os diagramas de irradiação constata-se que o algoritmo consegue estabelecer um nulo em  $\phi=180^\circ$  quando a antena simulada é a ESPAR com metamaterial. Como pode se observar na Figura 61, este nulo faz com que todo o setor que vai de  $\phi=150^\circ$  a  $\phi=210^\circ$  fique atenuado em, no mínimo, -10dB. Apesar de o diagrama de irradiação da ESPAR sem metamaterial ter praticamente os mesmos valores de atenuação da ESPAR com metamaterial nos ângulos onde os sinais incidem, sabe-se que o algoritmo de *beamforming* é capaz de combinar os sinais de tal forma que a constelação recebida, e seu valor de MSE não são determinados apenas pela forma do diagrama de irradiação [15][16]. Neste contexto, o algoritmo não foi capaz de fazer uma



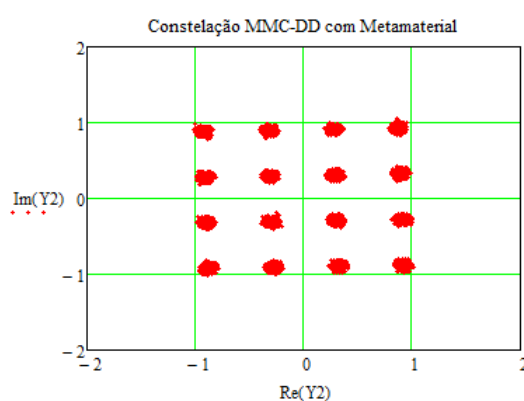
combinação adequada dos sinais de forma a minimizar o MSE, como é mostrado a seguir.

A Figura 62a e a Figura 62b apresentam as constelações recebidas pela ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.

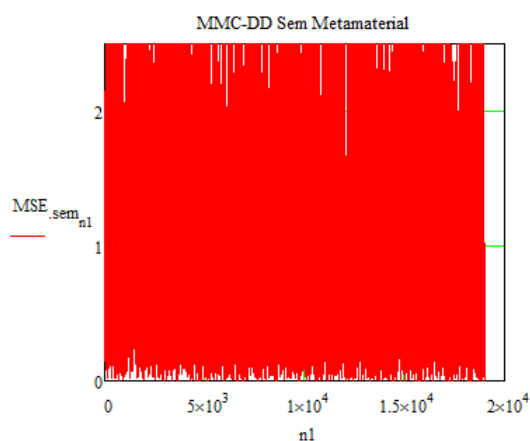
A Figura 62c e a Figura 62d apresentam as curvas de MSE em função do número de iterações do algoritmo rodando com a ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.



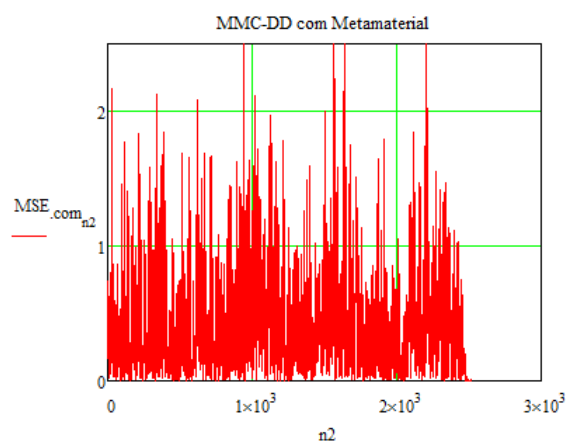
**Figura 62a – Constelação do Caso IV – Array sem Metamaterial.**



**Figura 62b – Constelação do Caso IV – Array com Metamaterial.**



**Figura 62c – MSE × Número de iterações do Caso IV – Array sem Metamaterial.**



**Figura 62d – MSE × Número de iterações do Caso IV – Array com Metamaterial.**

**Figura 62 – Constelações e MSE × Número de iterações do Caso IV, com os sinais incidindo a  $\phi=30^\circ$ ,  $\phi=150^\circ$  e  $\phi=210^\circ$ .  $MaxReac=\pm 215$ .**

Conforme apresentado na Figura 62, o algoritmo não é capaz de convergir quando utilizada uma ESPAR sem metamaterial e atinge o critério de parada em 19000 iterações.

Utilizando a ESPAR com metamaterial o algoritmo converge em aproximadamente 2500 iterações. Neste caso foi possível reduzir ainda mais o *range* de reatâncias, definindo  $MaxReac=\pm 215$ , sem comprometer a convergência do algoritmo.

Em (71) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR sem metamaterial.

$$XX1 = \begin{pmatrix} 50 \\ 83.915i \\ 108.591i \\ 10.772i \\ 203.599i \\ -25.95i \\ 55.481i \end{pmatrix} \quad (71)$$

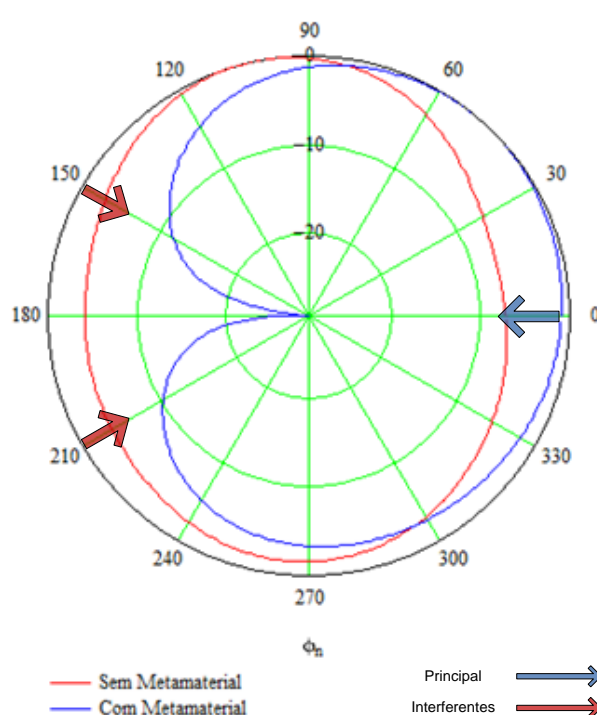
Em (72) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR com metamaterial.

$$XX2 = \begin{pmatrix} 50 \\ 152.932i \\ -180.122i \\ -79.893i \\ -0.38i \\ -15.601i \\ 4.385i \end{pmatrix} \quad (72)$$

### 10.2.5 Caso V

Sinais incidindo na antena a  $\phi=0^\circ$ ,  $\phi=150^\circ$  e  $\phi=210^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .

A Figura 63 mostra os diagramas de irradiação gerados pelo algoritmo de *beamforming* [15][16] para a ESPAR com metamaterial (em azul) e sem metamaterial (em vermelho) após ter sido atingido um dos critérios de parada considerados. A seta azul indica onde o sinal principal incide, enquanto que as setas vermelhas indicam onde os sinais interferentes incidem.

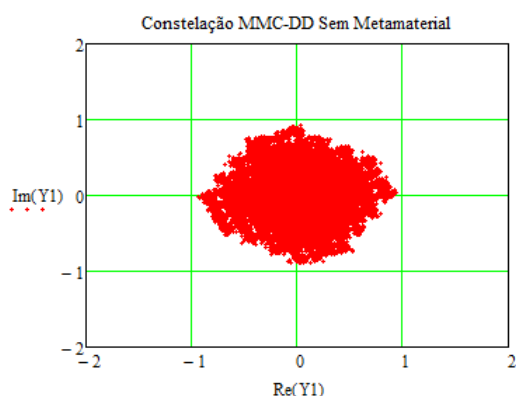


**Figura 63 – Diagramas de Irradiação do Caso V, com os sinais incidindo a  $\phi=0^\circ$ ,  $\phi=150^\circ$  e  $\phi=210^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .**

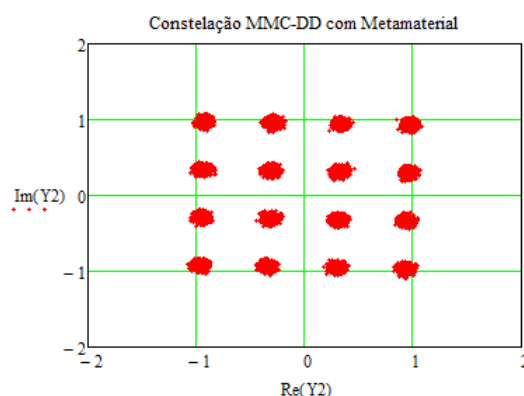
Observando os diagramas de irradiação constata-se que o algoritmo consegue estabelecer um nulo em  $\phi=180^\circ$  quando a antena simulada é a ESPAR com metamaterial. Como pode se observar na Figura 63, este nulo faz com que todo o setor que vai de  $\phi=150^\circ$  a  $\phi=210^\circ$  fique atenuado em, no mínimo, -10dB. O diagrama de irradiação da ESPAR sem metamaterial mostra que o algoritmo não conseguiu atenuar os sinais interferentes, e nem combinar os sinais incidentes de forma a minimizar o MSE. Isso se deve ao fato de a convergência do algoritmo não ter sido atingida quando a simulação é feita com a ESPAR sem metamaterial, como é mostrado a seguir.

A Figura 64a e a Figura 64b apresentam as constelações recebidas pela ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.

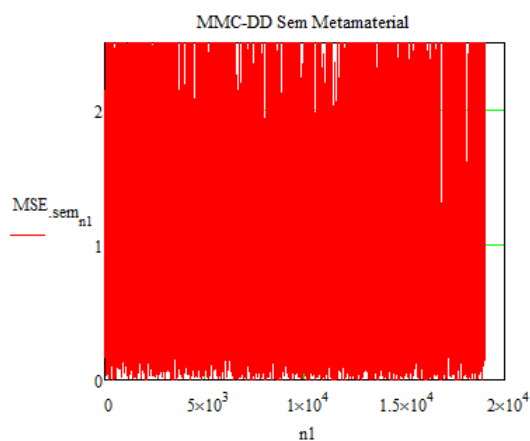
A Figura 64c e a Figura 64d apresentam as curvas de MSE em função do número de iterações do algoritmo rodando com a ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.



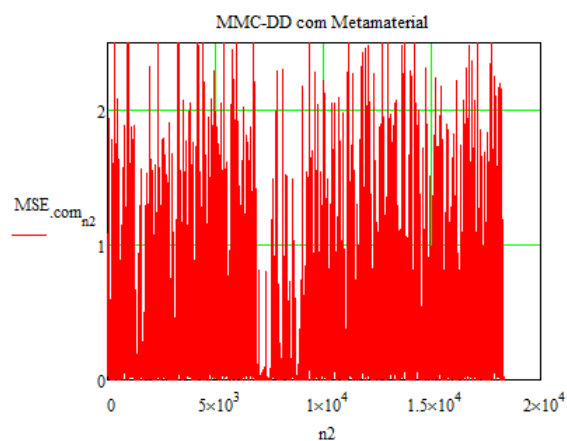
**Figura 64a – Constelação do Caso V – Array sem Metamaterial.**



**Figura 64b – Constelação do Caso V – Array com Metamaterial.**



**Figura 64c – MSE × Número de iterações do Caso V – Array sem Metamaterial.**



**Figura 64d – MSE × Número de iterações do Caso V – Array com Metamaterial.**

**Figura 64 – Constelações e MSE × Número de iterações do Caso V, com os sinais incidindo a  $\phi=0^\circ$ ,  $\phi=150^\circ$  e  $\phi=210^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .**

Conforme apresentado na Figura 64, o algoritmo não é capaz de convergir quando utilizada uma ESPAR sem metamaterial e atinge o critério de parada em 19000 iterações.

Utilizando a ESPAR com metamaterial o algoritmo converge em aproximadamente 1750 iterações.

Em (73) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR sem metamaterial.

$$XX1 = \begin{pmatrix} 50 \\ 268.634i \\ -241.352i \\ -146.411i \\ -223.468i \\ -114.883i \\ -135.398i \end{pmatrix} \quad (73)$$

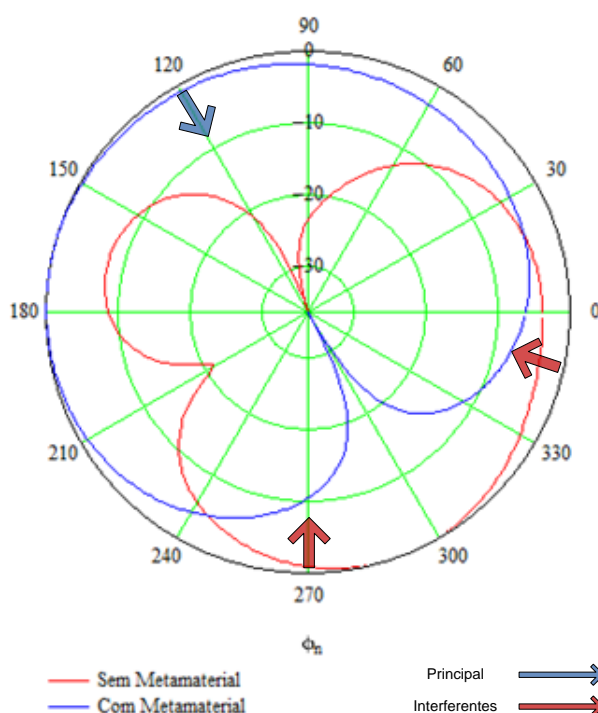
Em (74) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR com metamaterial.

$$XX2 = \begin{pmatrix} 50 \\ 213.781i \\ -194.312i \\ -128.065i \\ -24.165i \\ 40.46i \\ 88.082i \end{pmatrix} \quad (74)$$

### 10.2.6 Caso VI

Sinais incidindo na antena a  $\phi=120^\circ$ ,  $\phi=270^\circ$  e  $\phi=350^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .

A Figura 65 mostra os diagramas de irradiação gerados pelo algoritmo de *beamforming* [15][16] para a ESPAR com metamaterial (em azul) e sem metamaterial (em vermelho) após ter sido atingido um dos critérios de parada considerados. A seta azul indica onde o sinal principal incide, enquanto que as setas vermelhas indicam onde os sinais interferentes incidem.



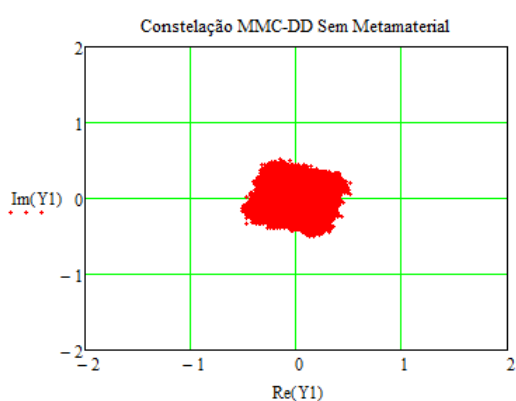
**Figura 65 – Diagramas de Irradiação do Caso VI, com os sinais incidindo a  $120^\circ$ ,  $\phi=270^\circ$  e  $\phi=350^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .**

Observando os diagramas de irradiação constata-se que o algoritmo consegue estabelecer um nulo em  $\phi=180^\circ$  quando a antena simulada é a ESPAR com metamaterial. Como pode se observar na Figura 65, este nulo faz com que todo o setor que vai de  $\phi=270^\circ$  a  $\phi=330^\circ$  fique atenuado em, no mínimo, -10dB. Apesar de o sinal que incide a  $\phi=350^\circ$  não ser atenuado a menos de -10dB, ainda assim o MSE não fica comprometido, como é mostrado na Figura 66d. O diagrama de irradiação da ESPAR sem metamaterial mostra que o algoritmo não conseguiu atenuar os sinais interferentes, e nem combinar os sinais incidentes de forma a minimizar o MSE. Isso se deve ao fato

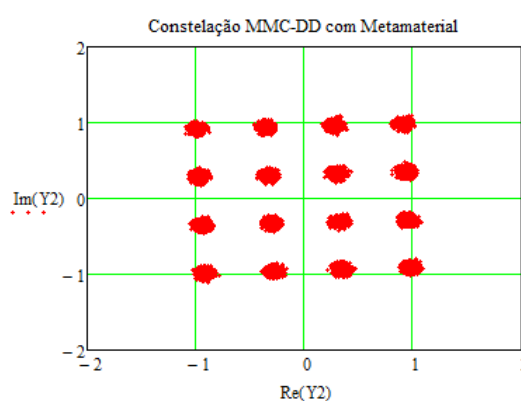
de a convergência do algoritmo não ter sido atingida quando a simulação é feita com a ESPAR sem metamaterial, como é mostrado a seguir.

A Figura 66a e a Figura 66b apresentam as constelações recebidas pela ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.

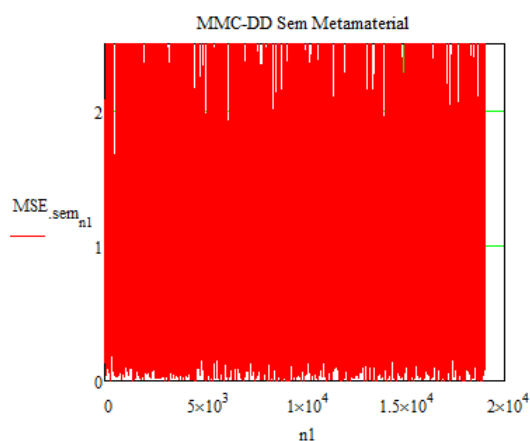
A Figura 66c e a Figura 66d apresentam as curvas de MSE em função do número de iterações do algoritmo rodando com a ESPAR sem metamaterial e com metamaterial, respectivamente, após o algoritmo atingir um dos critérios de parada.



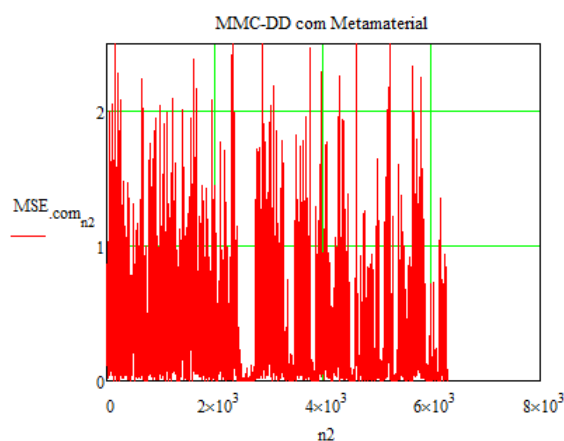
**Figura 66a – Constelação do Caso VI – Array sem Metamaterial.**



**Figura 66b – Constelação do Caso VI – Array com Metamaterial.**



**Figura 66c – MSE × Número de iterações do Caso VI – Array sem Metamaterial.**



**Figura 66d – MSE × Número de iterações do Caso VI – Array com Metamaterial.**

**Figura 66 – Constelações e MSE × Número de iterações do Caso VI, com os sinais incidindo a  $\phi=120^\circ$ ,  $\phi=270^\circ$  e  $\phi=350^\circ$ .  $MaxReac=\pm 275$ .**

Conforme apresentado na Figura 66, o algoritmo não é capaz de convergir quando utilizada uma ESPAR sem metamaterial e atinge o critério de parada em 19000 iterações.

Utilizando a ESPAR com metamaterial o algoritmo converge em aproximadamente 6000 iterações.

Em (75) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR sem metamaterial.

$$XX1 = \begin{pmatrix} 50 \\ 49.355i \\ -19.936i \\ 74.281i \\ 79.743i \\ 61.081i \\ -129.37i \end{pmatrix} \quad (75)$$

Em (76) é apresentado o vetor de reatâncias escolhido pelo algoritmo de *beamforming* quando é utilizada uma ESPAR com metamaterial.

$$XX2 = \begin{pmatrix} 50 \\ 28.559i \\ 83.423i \\ 207.674i \\ -236.58i \\ -108.959i \\ -36.771i \end{pmatrix} \quad (76)$$



## 11 Conclusão

Neste trabalho foi proposta uma alteração na estrutura da antena ESPAR de forma a aumentar seu desempenho quando utilizada em conjunto com algoritmos adaptativos para *beamforming* baseados em técnicas de otimização por gradiente. Foi mostrado algebricamente que a minimização do acoplamento entre *ports* é fundamental para se aumentar o desempenho do algoritmo de *beamforming* [10]. Como demonstrado no capítulo 2.3 - *Scan Blindness* e o desacoplamento algébrico das variáveis de controle – a condição para o isolamento eletromagnético ideal é quando a impedância mútua  $Z_{ij}$  entre elementos passivos é nula. Sabe-se, entretanto, que na prática não é possível se atingir a condição ideal de isolamento eletromagnético.

Utilizando o conceito de metamateriais, foi otimizada uma estrutura capaz de minimizar o acoplamento entre elementos passivos de uma ESPAR [51][13]. Esta estrutura - altamente ressonante - atenua o campo elétrico e o magnético que a percorrem, evitando que sinais incidentes em um *port* estejam presentes em outros, o que minimiza o acoplamento em campo-próximo. A Figura 32, apresentada no capítulo 9, mostra que ao longo de 256 iterações do algoritmo genético não foi possível se atingir um resultado da função de custo menor do que 51.22. Idealmente a função de custo poderia chegar a um valor nulo (correspondendo à  $S_{21}$  e  $S_{22}$  simultaneamente iguais a zero), indicando que quando o elemento irradia toda a potência aplicada à sua *port* ( $S_{22} = 0$ ), nenhuma parte desta potência é absorvida pelo elemento adjacente ( $S_{21} = 0$ ). O gráfico apresentado na Figura 32 mostra que existe um limite próximo do valor 50.00 da função de custo além do qual não é possível otimizar ainda mais o desempenho da estrutura, sob as condições dispostas no capítulo 9, quando utilizado o MSRR como geometria elementar.

Uma pesquisa bibliográfica foi feita ao longo do desenvolvimento deste trabalho para determinar a geometria elementar mais adequada para o metamaterial. A etapa de otimização e subseqüentes simulações dos pares de elementos da ESPAR foi a que mais tempo demandou. Isto ocorreu devido à dificuldade de refinar o *meshgrid* do *software Microwave Studio* da forma mais adequada possível para uma estrutura altamente ressonante como o metamaterial. Este refinamento foi feito de forma que as simulações não fossem excessivamente demoradas, mas que simultaneamente não comprometessem os resultados das simulações.

Os resultados obtidos com a otimização da estrutura mostram que o metamaterial é capaz de minimizar o acoplamento entre *ports* de elementos passivos de forma significativa, sem comprometer o acoplamento entre o elemento central e os elementos passivos, acoplamento este crucial para a transmissão do sinal desejado na antena. Apesar de não ser possível atingir as condições ideais de desacoplamento das variáveis, os resultados apresentados ao longo do capítulo 9 mostram que é possível obter uma atenuação significativa nos valores de impedância mútua quando se utiliza metamaterial.

Para verificar a eficiência do método, utilizou-se o algoritmo de desconvolução autodidata concorrente para *beamformers* não supervisionados desenvolvido por Ortolan [15][16], com uma limitação na faixa de reatâncias de controle dos elementos passivos, e com o *steering vector* original modificado para contemplar as diferenciações, não só de ganho, como de fase. Ficou evidente, neste contexto que, ao minimizar o acoplamento entre elementos passivos da ESPAR, ocorre uma melhora no desempenho do algoritmo para *beamforming*. Os resultados de simulação mostram que é possível limitar a faixa de reatâncias utilizada até um ponto em que o algoritmo não atinge a convergência, a não ser que seja utilizada a estrutura com metamaterial para minimizar o acoplamento em campo-próximo. O metamaterial, portanto, que ao minimizar o acoplamento mútuo, melhora a convergência do algoritmo para *beamforming*.

Sugere-se como trabalho futuro, que seja feita uma avaliação do comportamento da impedância mútua quando utilizadas outras geometrias elementares, como o SR. O atual poder computacional disponível torna essa análise excessivamente demorada, o que justificaria, também, uma pesquisa voltada ao desenvolvimento de um método analítico para simulação de metamaterial. A pesquisa bibliográfica mostra que todos os métodos para se prever o comportamento de metamateriais são baseados em simulações numéricas [51] [43] [13].

O algoritmo de *beamforming* desenvolvido por Ortolan [15][16], leva em consideração que a estrutura à qual é aplicado, apresenta um acoplamento mútuo entre os elementos passivos. Cada iteração perturba todas as reatâncias de controle, e a partir desta perturbação o gradiente estocástico é realimentado na função de custo. Sabendo que o acoplamento mútuo entre os elementos passivos é desprezível, seria viável a

utilização de um algoritmo que perturbasse apenas uma variável a cada iteração. Dessa forma, o gradiente estocástico calculado a cada iteração seria mais refinado, uma vez que levaria em consideração a variação de apenas uma das reatâncias a cada iteração. Sendo assim, apenas as variáveis que mais influenciam na composição da superfície da função de custo seriam utilizadas na otimização.

## 12 Bibliografia

- [1] ERGEN, M. **Mobile Broadband - Including WiMAX and LTE**. Berkley, CA: Springer, 2009.
- [2] GUPTA IJ, K. A. Effect of mutual coupling on the performance of. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 1983. 785-791.
- [3] WALLACE JW, J. M. Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, 2004. 1317-1325.
- [4] FLETCHER PN, D. M. N. A. Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO capacity. **Electronic Letters**, 2003. 342-344.
- [5] GAY, M.; PHILLIPS, I. **Advanced FPGA Systems Enable Real-Time Adaptive Beamforming for Phased Array Radar**. QinetiQ Group PLC. Londres.
- [6] CHANDRAN, S. **Adaptive antenna arrays: trends and applications**. [S.l.]: Springer, 2004.
- [7] KRIM, H.; VIBERG, M. Two Decades of Array Signal Processing Research. **IEEE Signal Processing Magazine**, p. 67-94, Julho 1996.
- [8] BRENNAN, P. V. Investigation into the multipath performance of self-phased array. **IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation**, London, v. 136, n. 1, p. 47 - 52, Fevereiro 1989.
- [9] BALANIS, C. A. **Antenna Theory - Analysis and Design**. 2nd Ed. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [10] WYGLINSKI, A. M.; BLOSTEIN, S. D. On Uplink CDMA Cell Capacity: Mutual Coupling and Scattering Effects on Beamforming. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Março 2003. 289-304.
- [11] HEFNAWI, M.; GAI, J.; ELASOUED, R. A. **Mutual Coupling Effects on MIMO-Adaptive Beamforming Systems**. International Conference on Networking and Services. Atenas: [s.n.]. 2007.
- [12] HARPER, D.; MCCORMACK, D. **Online Etymology Dictionary**. Disponível em: <<http://www.etymonline.com/index.php?term=meta->>. Acesso em: 2 Junho 2010.
- [13] ENGHETA, N.; ZIOLKOWSKI, R. W. **Metamaterials - Physics and Engineering Explorations**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2006.

- [14] ELEFThERIADES, G. V.; BALMAIN, K. G. **Negative-Refraction Metamaterials**. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [15] ORTOLAN, L. **Desconvolução autodidata concorrente para beamformers não supervisionados em antenas controladas por reatância**. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, RS, p. 156. 2007.
- [16] ORTOLAN, L. et al. Blind concurrent beamformer. **Electronic Letters**, 04 Janeiro 2004. 5 - 6.
- [17] STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. **Antenna Theory and Design**. 2nd Edition. ed. New York: [s.n.], 1999.
- [18] AG, C. -C. S. T. **CST Microwave Studio 2010 - Workflow & Solver Overview (User Guide)**. [S.l.]: [s.n.], 2010.
- [19] TAFLOVE, A. **Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method**. Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [20] CASTRO, F. C. C. D.; FRANCO, P. R. G. Arrays. In: CASTRO, F. C. C. D.; FRANCO, P. R. G. **Antenas**. Porto Alegre: [s.n.], 2002. Cap. 5.
- [21] BALANIS, C. A. **Modern Antenna Handbook**. 1st Ed. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [22] POZAR, D. M. **Microwave Engineering, 3rd Ed.** [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [23] BALANIS, C. A. **Antenna Theory - Analysis and Design**. 3rd. ed. [S.l.]: Wiley, 2005.
- [24] POZAR, D. M.; SCHAUBERT, D. H. Scan Blindness in Infinite Phased Arrays of Printed Dipoles. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-32, n. 6, p. 602-610, Junho 1984.
- [25] MAILLOUX, R. J. Phased Array Theory and Technology. **Proceedings of IEEE**, v. 70, n. 3, p. 246-291, Março 1982.
- [26] HAYKIN, S. **Neural Networks - A Comprehensive Foundation**. Hamilton, Ontario, Canada: Prentice Hall, 2005.
- [27] SANTOS, T. L. S. **Aspectos construtivos e levantamento de características elétricas de antenas ESPAR**. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, RS, p. 64. 2005.

- [28] SUN, C. et al. Fast Beamforming of Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antennas: Theory and Experiment. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, p. Vol. 52, No. 7, Julho 2004.
- [29] YANG, K.; OHIRA, T. Realization of Space–Time Adaptive Filtering by Employing Electronically Steerable Passive Array Radiator Antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Vol. 51, Nr. 7, Julho 2003.
- [30] IIGUSA, K.; OHIRA, T. **A Simple and Accurate Mathematical Model of Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antennas**. Consumer Communications and Networking Conference. Kyoto, Japan: IEEE. 2004. p. 312.
- [31] CASTRO, F. C. C. D.; CASTRO, M. C. F. D.; ARANTES, D. S. **Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization**. IEEE International Conference on Communications - ICC. Helsinque: [s.n.]. 2001.
- [32] HANSEN, R. C. **Moment Methods in Antennas and Scattering**. [S.l.]: Artech House, 1990.
- [33] JIN, J. **The Finite Element Method in Electromagnetics**. 2nd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2002.
- [34] GRANET, C.; JAMES, G. L.; FORSYTH, A. R. Aperture Antennas: Waveguides and Horns. In: BALANIS, C. A. **Modern Antenna Handbook**. [S.l.]: [s.n.], 2008.
- [35] YEE, K. S. Numerical solutions of initial boundary value problems involving Maxwell equations in isotropic media, v. AP, n. 14, p. 302-307, Maio 1966.
- [36] GODARA, L. C. **Smart Antennas**. 1st. ed. [S.l.]: CRC Press, 2004.
- [37] WHITLEY, D. A genetic algorithm tutorial. **Statistics and Computing**. 65-85.
- [38] MITCHELL, M. **An Introduction to Genetic Algorithms**. [S.l.]: The MIT Press, 1998.
- [39] HOLLAND, J. **Adaptation In Natural and Arti- cial Systems**. [S.l.]: University of Michigan Press, 1975.
- [40] VESELAGO, V. G. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of eps and mue. **Soviet Physics Uspekhi**, Janeiro 1968. 509-514.
- [41] CALOZ, C.; ITOH, T. **Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications - The Engineering Approach**. Hoboken, New Jersey: JOHN WILEY & SONS, INC., 2006.

- [42] TIPLER, P. A. **Modern Physics**. 4a. ed. New York: W. H. Freeman and Company, 2003.
- [43] CALOZ, C.; ELECTRONICS, T. I. **Metamaterials for High-Frequency**. Proceedings of the IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2005. p. 1744-1742.
- [44] BUELL, K.; MOSALLAEI, H.; SARABANDI, K. A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Jan. 2006. 135-146.
- [45] ZHU, F.; LIN, Q.; HU, J. **A directive patch antenna with a metamaterial cover**. Microwave Conference Proceedings. [S.l.]: IEEE Publishing. 2005. p. 3 pp.
- [46] BILOTTI, F.; ALU, A.; VEGNI, L. Design of Miniaturized Metamaterial Patch Antennas With Mue-Negative Loading. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Junho 2008. 1640-1647.
- [47] WITHAYACHUMNANKUL, W.; ABBOTT, D. Metamaterials in the Terahertz Regime. **IEEE Photonics Journal**, Agosto 2009. 99-118.
- [48] ANTONIADES, M. A.; ELEFThERIADES, G. V. A Broadband Wilkinson Balun Using Microstrip Metamaterial Lines. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 4, Abril 2005.
- [49] ANTONIADES, M. A.; ELEFThERIADES, G. V. **A Compact and Broadband NRI-TL Metamaterial Monopole Antenna**. 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Sciences Meeting. Toronto: [s.n.]. 2009.
- [50] LEE, S. et al. **A Novel Design of Balun using Left-Handed Transmission Line**. Proceedings of ISAP2005. Seoul: [s.n.]. 2005.
- [51] BUELL, K.; MOSALLAEI, H.; SARABANDI, K. Metamaterial Insulator Enabled Superdirective Array. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Abril 2007. 1074-1085.
- [52] BILOTTI, F.; TOSCANO, A.; VEGNI, L. Design of Spiral and Multiple Split-Ring Resonators for the Realization of Miniaturized Metamaterial Samples. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, St. Petersburg, Russia, Agosto 2007. 2258-2267.
- [53] HAUPT, R. L. Genetic Algorithms for Antennas. In: BALANIS, C. A. **Modern Antenna Handbook**. 1st Ed. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2008. Cap. 32, p. 1595-1624.

- [54] GYODA, K.; OHIRA, T. **Design of electronically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas**. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE. Salt Lake City, UT: IEEE Publishing. 2000. p. 922-925, vol.2.
- [55] OHIRA, T. **Blind Adaptive Beamforming Electronically-Steerable Parasitic Array Radiator Antenna Based on Maximum Moment Criterion**. Antennas and Propagation Society International Symposium. [S.l.]: IEEE. Junho 2002. p. 16-21.
- [56] ITU RADIOCOMMUNICATION STUDY GROUPS: DOCUMENT 6E/TEMP/131-E. **Guidelines and Techniques for The Evaluation of DTTB Systems**. [S.l.]. 2003.
- [57] COMMUNICATIONS RESEARCH CENTRE CANADA. **Results of the Laboratory Evaluation of an 8 MHz ADTB-T Television System for Terrestrial Broadcasting for HDTV Teeg China**. [S.l.]. 2003.
- [58] GAGNON, G. Television Systems and Transmission. **Communications Research Centre Canada**. Disponivel em:  
<[http://www.crc.gc.ca/en/html/crc/home/research/broadcast/television\\_systems](http://www.crc.gc.ca/en/html/crc/home/research/broadcast/television_systems)>.

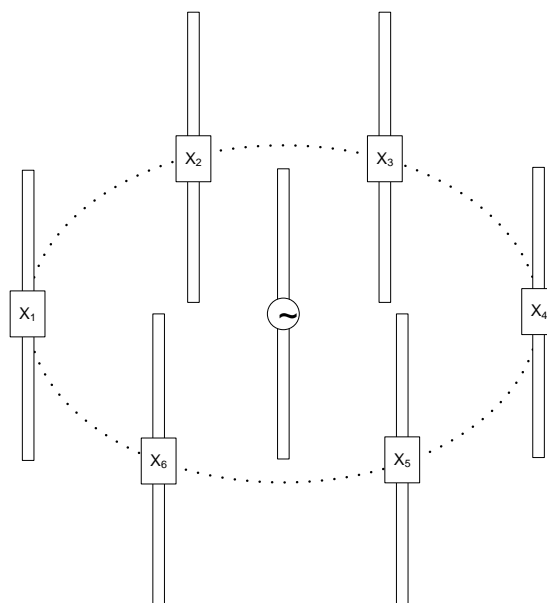


## Apêndice A – Descrição analítica da ESPAR

Este Apêndice apresenta o método para implementação do modelo analítico da ESPAR, sendo um excerto do “Capítulo 4.2 - Descrição analítica da ESPAR”, integrante da dissertação de Mestrado “Desconvolução autodidata concorrente para *beamformers* não supervisionados em antenas controladas por reatância”, de Leonardo Ortolan, a qual constitui a referência [15] deste trabalho.

Naquela dissertação, diz o autor:

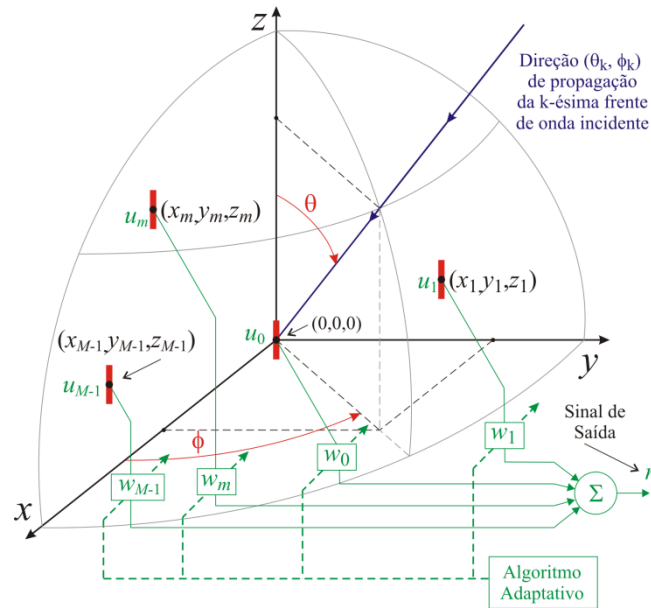
“Neste trabalho, para efeito de análise do algoritmo adaptativo utilizado no *beamformer*, o plano de terra é eliminado e cada monopólo de tamanho  $\frac{1}{4}$  do comprimento de onda  $\lambda$  é substituído por um dipolo de tamanho  $\ell = \lambda/2$ . As reatâncias de controle são inseridas no centro de cada dipolo.



**Figura A. 1- Arquitetura do array da ESPAR adotada neste trabalho.**

A Figura A. 1 apresenta a arquitetura equivalente de uma AI receptora genérica definida por um *array* de  $M$  dipolos paralelos ao eixo  $z$ , sendo o  $m$ -ésimo dipolo localizado nas coordenadas  $(x_m, y_m, z_m)$  do espaço tridimensional, com  $m = 0, 1 \dots M - 1$ . Os  $M$  sinais  $u_m$ , na saída dos respectivos dipolos do *array*, são linearmente combinados por um conjunto de respectivos coeficientes complexos  $w_m$  gerando o sinal de saída  $r$ .

O conjunto de coeficientes  $w_m$  é ajustado pelo algoritmo adaptativo de modo que maximize a qualidade do sinal de saída  $r$ . Conforme explicitado em [28], no modelamento de uma antena ESPAR, estes coeficientes complexos  $w_m$  ajustáveis representam o efeito equivalente do ajuste dos varactores da ESPAR e constituem o denominado *Equivalent Weight Vector* [28][29].



**Figura A. 2 - AI receptora genérica constituída por um *array* de M dipolos simétricos de comprimento  $\ell$ , estando o  $m$ -ésimo dipolo localizado em  $(x_m, y_m, z_m)$ .**

A Figura A. 2 mostra a  $k$ -ésima onda eletromagnética plana incidindo no *array* da AI sob uma direção de propagação dada por  $(\theta_k, \phi_k)$ ,  $k = 0, 1, \dots, K-1$ , sendo  $K$  o número total de sinais que incidem no *array*. Seja  $s_k(n)$  a  $n$ -ésima amostra do envelope complexo em banda-base da modulação digital transportada pela onda recebida na direção  $(\theta_k, \phi_k)$ , sendo o intervalo entre cada amostra dado pelo inverso do *symbol rate* do sistema. A  $n$ -ésima amostra  $r(n)$  na saída da AI resultante de  $K$  frentes de onda respectivamente incidentes nas direções  $(\theta_k, \phi_k)$  é dada por

$$r(n) = A \sum_{k=0}^{K-1} s_k(n) F(\theta_k, \phi_k) \quad (\text{A. 1})$$

onde, sob convergência do *beamformer*,  $r(n)$  é idealmente um símbolo IQ da modulação digital adotada no sistema. Na (A. 1)  $A = 131.2$  é uma constante de ganho [28] e  $F(\theta, \phi)$  é o padrão de radiação [17] do *array* definido por

$$F(\theta, \phi) = F_d(\theta, \phi) f(\theta, \phi) \quad (\text{A. 2})$$

Na (A. 2)  $F_d(\theta, \phi)$  é o padrão de radiação de cada dipolo simétrico de tamanho  $\ell$  e é dado por

$$F_d(\theta, \phi) = \frac{\cos\left(\frac{\ell}{\lambda} \pi \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\pi \ell}{\lambda}\right)}{\text{sen } \theta} \quad (\text{A. 3})$$

e  $f(\theta, \phi)$  é o fator do *array* [9][17], dado por

$$f(\theta, \phi) = \underline{w}^T \cdot \underline{a}(\theta, \phi) \quad (\text{A. 4})$$

onde  $\underline{w}$  é o vetor definido pelo conjunto de coeficientes  $w_m$ , conforme

$$\underline{w} = [w_0 \quad w_1 \quad \cdots \quad w_{M-1}]^T \quad (\text{A. 5})$$

e

$$\underline{a}(\theta, \phi) = [1 \quad a_1(\theta, \phi) \quad \cdots \quad a_{M-1}(\theta, \phi)]^T \quad (\text{A. 6})$$

com

$$a_m(\theta, \phi) = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (x_m \sin\theta \cos\phi + y_m \sin\theta \sin\phi + z_m \cos\theta)} \quad (\text{A. 7})$$

sendo  $\underline{a}(\theta, \phi)$  o *steering vector* [9][17] na direção  $(\theta, \phi)$  da onda incidente.  $\lambda$  é o comprimento de onda de operação da AI.

Note de (A. 1) e (A. 2) que a amplitude de  $r(n)$  depende do fator do *array*  $f(\theta, \phi)$  dado por (A. 4), mas  $f(\theta, \phi)$  é função do vetor  $\underline{w}$  que é ajustado pelo algoritmo adaptativo adotado na AI. Portanto, se a onda eletromagnética que incide no *array* sob a direção  $(\theta, \phi)$  for um sinal desejado, então o algoritmo adaptativo idealmente ajustará  $\underline{w}$  de modo que maximize o ganho na direção  $(\theta, \phi)$ .

O vetor  $\underline{w}$  é dado por [28][55][29]

$$\underline{w} = (\underline{Z} + \underline{X})^{-1} \underline{U} \quad (\text{A. 8})$$

sendo  $\underline{Z}$  a matriz de impedância,  $\underline{X}$  o vetor de reatâncias acopladas aos dipolos passivos e  $\underline{U}$  o vetor

$$\underline{u} = [u_0 \quad u_1 \quad \cdots \quad u_{M-1}]^T \quad (\text{A. 9})$$

A performance de uma AI é função da geometria do array, isto é, das coordenadas  $(x_m, y_m, z_m)$  dos  $M$  dipolos do array que definem a ação do steering vector  $\underline{a}(\theta, \phi)$  sobre o conjunto de sinais (desejado e interferentes) recebidos de diversas direções  $(\theta, \phi)$ . Mas, acima de tudo, a performance global de uma AI é função do tipo do algoritmo para beamformer que ajusta o vetor  $\underline{w}$  e que define o fator do array  $f(\theta, \phi)$  através de (A. 4).”

## Apêndice B – Descrição do Algoritmo Inteligente

Este Apêndice apresenta a descrição detalhada do algoritmo de *beamforming* utilizado no presente trabalho, sendo um excerto do “Capítulo 7 – Descrição do Algoritmo Inteligente”, integrante da dissertação de Mestrado “Desconvolução autodidata concorrente para *beamformers* não supervisionados em antenas controladas por reatância”, de Leonardo Ortolan, a qual constitui a referência [15] deste trabalho.

Naquela dissertação, diz o autor:

“A técnica de minimização por gradiente adotada no novo *beamformer* proposto neste trabalho segue a heurística apresentada em [28], a qual consiste em perturbar individualmente a reatância no centro de cada dipolo, obtendo-se com isto o gradiente da função de custo.

O vetor de reatâncias é inicializado com o valor  $\underline{X}(n=0) = [50 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  [ $\Omega$ ] e, a partir deste ponto, perturba-se o vetor de reatâncias a fim de executar o procedimento de otimização. Sejam os vetores de reatâncias perturbados  $\underline{X}_{\text{up}}$  e  $\underline{X}_{\text{down}}$  dados por

$$\underline{X}_{\text{up}}(n) = \underline{X}(n) + c(n)\underline{\Delta}(n) \quad (\text{B. 1})$$

$$\underline{X}_{\text{down}}(n) = \underline{X}(n) - c(n)\underline{\Delta}(n) \quad (\text{B. 2})$$

onde  $c(n)$  é a variável que controla a parcela da perturbação aplicada no instante discreto  $n$  dada por:

$$c(n) = \frac{C}{(n+1)^\gamma} \quad (\text{B. 3})$$

onde  $C$  é uma constante e  $\gamma$  é um coeficiente não-negativo, cujos valores escolhidos são um compromisso entre a velocidade de convergência e o erro em regime permanente.  $\underline{\Delta} = [0 \ \delta_1 \ \delta_2 \ \delta_3 \ \delta_4 \ \delta_5 \ \delta_6]^T$  é um vetor cujos componentes  $\delta_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, 6$ , assumem valores do conjunto  $\{1, -1\}$  de maneira aleatória e com distribuição probabilística uniforme.

A função de custo a ser minimizada no contexto do algoritmo adaptativo MMC [55] é

$$L = 1 - |MMC(\underline{r}(n), Na)|^2 \quad (\text{B. 4})$$

e no contexto do algoritmo original do PDAC [3], que utiliza o CMA é

$$L = |CMA(\underline{r}(n), Na, \gamma_{CMA})| \quad (\text{B. 5})$$

onde  $\underline{r}(n) = [r(n - N_L + 1) \ \dots \ r(n - 1) \ r(n)]^T$  é o vetor que armazena as últimas  $N_L \geq Na$  amostras  $r(n - k)$  na saída da antena,  $k = 0, 1, \dots, N_L - 1$ . Note que a amostra atual  $r(n)$  é obtida em função do atual vetor de reatâncias  $\underline{X}(n)$ .

O MMC (*Maximum Moment Criterion*) foi proposto por Ohira [55] no contexto de *beamforming blind* para a antena ESPAR. Seu princípio baseia-se na utilização dos momentos estatísticos de primeira e segunda ordem das amplitudes dos sinais recebidos. Busca minimizar o desvio nas amplitudes do sinal recebido. Diferentemente do CMA que usa uma função de custo que tende a ser minimizada, o MMC é uma função objetivo que tende a ser maximizada ao longo do tempo e é dada por:

$$MMC = \frac{\{E|y(t)|\}^2}{E|y(t)|^2} \quad (\text{B. 6})$$

Reescrevendo a (B. 6), tem-se que  $MMC(\underline{r}(n), Na)$  é dado por

$$MMC(\underline{r}(n), Na) = \frac{\left( \frac{1}{Na} \sum_{k=0}^{Na-1} |r(n-k)| \right)^2}{\frac{1}{Na} \sum_{k=0}^{Na-1} (|r(n-k)|)^2} \quad (\text{B. 7})$$

e reescrevendo a Equação (6.2) (do Capítulo 6 de [15]), tem-se que  $CMA(\underline{r}(n), Na, \gamma_{CMA})$  é dada por:

$$CMA(\underline{r}(n), Na, \gamma_{CMA}) = \frac{1}{4.Na} \sum_{k=0}^{Na-1} \left( (|r(n-k)|)^2 - \gamma_{CMA} \right)^2 \quad (\text{B. 8})$$

onde  $Na$  é o número de amostras utilizadas para o cômputo das médias implícitas em (B. 7) e (B. 8) e  $\gamma_{CMA}$  é a constante de dispersão do algoritmo CMA definida em (6.3) (do Capítulo 6 de [15]).

Visto  $L$  ser uma função de  $\underline{X}$ , então, a partir de (B. 1)(B. 2) e (B. 4)(B. 5) pode-se definir

$$L_{\text{up}} = L(\underline{X}_{\text{up}}) \quad (\text{B. 9})$$

$$L_{\text{down}} = L(\underline{X}_{\text{down}}) \quad (\text{B. 10})$$



Desta forma os componentes  $g_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, 6$  do vetor gradiente

$$\underline{\nabla}_L = \frac{\Delta L}{\Delta \underline{X}} = [0 \quad g_1 \quad g_2 \quad g_3 \quad g_4 \quad g_5 \quad g_6]^T \quad (\text{B. 11})$$

podem ser obtidos no instante discreto  $n$  através de

$$g_i = \frac{(L_{\text{up}} - L_{\text{down}})}{2c\delta_i} \quad (\text{B. 12})$$

sendo  $c = c(n)$ , conforme (B. 3).

Uma vez obtido o gradiente  $\underline{\nabla}_L$ , o primeiro ajuste  $\underline{X}^1$  do vetor de reatâncias  $\underline{X}$  no instante discreto  $n$  pode ser efetuado por

$$\underline{X}^1(n) = \underline{X}(n) - a(n)\underline{\nabla}_L(n) \quad (\text{B. 13})$$

onde  $a(n)$  é o tamanho do passo de adaptação das reatâncias, dado por (B. 14). Os parâmetros  $a$  e  $A$  são constantes, e  $\alpha$  é um coeficiente não-negativo, cujos valores escolhidos são um compromisso entre a velocidade de convergência e o erro em regime permanente.

$$a(n) = \frac{a}{(A+n+1)^\alpha} \quad (\text{B. 14})$$

O segundo ajuste  $\underline{X}^{\text{II}}$  do vetor de reatâncias  $\underline{X}$  no instante discreto  $n$  é condicionado ao processo de decisão intrínseco ao PDAC [31]. A decisão consiste em proceder ou não a minimização da função de custo  $J_Q$  que mede o erro médio quadrático entre as últimas  $Nb \leq N_L$  amostras armazenadas no vetor  $\underline{r}(n)$  e os símbolos IQ com menor distância euclidiana aos respectivos componentes de  $\underline{r}(n)$ . Especificamente,  $J_Q$  é dado por

$$J_Q(\underline{r}(n), Nb) = \frac{1}{Nb} \sum_{j=0}^{Nb-1} (\|Q\{r(n-j)\} - r(n-j)\|)^2 \quad (\text{B. 15})$$

onde o operador  $Q\{\cdot\}$  retorna o símbolo IQ da modulação digital que apresenta menor distância euclidiana ao argumento  $\{\cdot\}$  e  $Nb \leq N_L$  é o número de amostras utilizadas para o cômputo da média em (B. 15).

Este processo de minimização condicional [31] de (B. 15) é efetuado através de

$$\underline{X}(n+1) = \underline{X}^{\text{II}} = \underline{X}^{\text{I}}(n) - (1-D)b(n)\underline{\nabla}J(n) \quad (\text{B. 16})$$

sendo  $D=0$  se  $Q\{r(n)\} = Q\{r^{\text{I}}(n)\}$  e  $D=1$  se  $Q\{r(n)\} \neq Q\{r^{\text{I}}(n)\}$ , onde  $r(n)$  é a saída da AI para o vetor de reatâncias  $\underline{X}(n)$  e  $r^{\text{I}}(n)$  é a saída da AI para o vetor de reatâncias  $\underline{X}^{\text{I}}(n)$ .  $b(n)$  é o passo de adaptação das reatâncias, dado por (B. 17). Os parâmetros  $b$  e  $B$  são constantes, e  $\beta$  é um coeficiente não-negativo, cujos valores

escolhidos são um compromisso entre a velocidade de convergência e o erro em regime permanente.

$$b(n) = \frac{b}{(B+n+1)^\beta} \quad (\text{B. 17})$$

O cálculo do gradiente  $\underline{\nabla J}$  é dado por (B. 18).

$$\underline{\nabla J} = \frac{\Delta J_\varrho}{\Delta \underline{X}} = \frac{J_\varrho(\underline{X}) - J_\varrho(\underline{X}^1)}{\underline{X} - \underline{X}^1} \quad (\text{B. 18})$$

**Tabela 6 – Procedimento passo a passo para execução do algoritmo Concorrente (MMC-DD e CMD-DD).**

Etapa	Procedimento
1	Inicializar o vetor de reatâncias: $\underline{X} = [50 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ Inicializar contador de símbolos IQ: $n = 0$
2	Obter $\underline{w} = (\underline{Z} + \underline{X})^{-1} \underline{U}$ através de (A. 8).
3	Inicializar o vetor regressor de canal $\underline{r}(n)$ com $N_L$ amostras $\underline{r}(n)$ iniciais obtidas a partir de (A. 1)-(A. 4), com $n = 0, 1, \dots, N_L - 1$ , sendo $N_L \geq Na$ e $N_L \geq Nb$ .
4	Gerar a seqüência de valores aleatórios $\underline{\Delta} = [0 \ \delta_1 \ \delta_2 \ \delta_3 \ \delta_4 \ \delta_5 \ \delta_6]^T$ .
5	Determinar $a(n)$ , $b(n)$ e $c(n)$ de acordo com (B. 14), (B. 17) e (B. 3).
6	Obter as reatâncias perturbadas $\underline{X}_{\text{up}}$ e $\underline{X}_{\text{down}}$ de acordo com (B. 1) e (B. 2).
7	Calcular $\underline{w}_{\text{up}}$ e $\underline{w}_{\text{down}}$ a partir de (A. 8) e de $\underline{X}_{\text{up}}$ e $\underline{X}_{\text{down}}$ .

8	Calcular $r_{\text{up}}(n)$ e $r_{\text{down}}(n)$ a partir de (A. 1) - (A. 4) e de $\underline{w}_{\text{up}}$ e $\underline{w}_{\text{down}}$ .
9	Atualizar regressores com $r_{\text{up}}(n)$ e $r_{\text{down}}(n)$ : $\underline{r}_{\text{up}}(n) = [r(n - N_L + 1) \quad \dots \quad r(n - 1) \quad r_{\text{up}}(n)]^T$ $\underline{r}_{\text{down}}(n) = [r(n - N_L + 1) \quad \dots \quad r(n - 1) \quad r_{\text{down}}(n)]^T$
10	Calcular a função de custo $L_{\text{up}}$ e $L_{\text{down}}$ através de (B. 4) para o caso MMC-DD ou (B. 15) para o caso CMA-DD e de $\underline{r}_{\text{up}}(n)$ , $\underline{r}_{\text{down}}(n)$
11	Calcular o gradiente $\underline{\nabla}L$ através de (B. 4) e (B. 5).
12	Obter o vetor de reatâncias atualizadas $\underline{X}^I(n)$ através de (B. 13).
13	Obter $\underline{w}^I = (Z + \underline{X}^I)^{-1} \underline{U}$ através de (A. 8).
14	Obter $r^I(n)$ a partir de (A. 1)-(A. 4) e $\underline{w}^I$ .
15	Avaliar o estado atual do sistema, quantizando a amostra do regressor $r(n)$ (com a reatância $\underline{X}(n)$ ) e a amostra do regressor $r^I(n)$ (com a reatância $\underline{X}^I(n)$ ). Se $Q\{r(n)\} = Q\{r^I(n)\}$ , $D=0$ , em caso contrário, $D=1$ .
16	Calcular $\underline{\nabla}J$ a partir de (B. 18).
17	Obter o vetor de reatâncias atualizadas $\underline{X}^{II}(n)$ através de (B. 16).
18	Mover uma posição à esquerda as amostras armazenadas na fila do regressor de canal $r(n)$ .
19	Obter $\underline{w}^{II} = (Z + \underline{X}^{II})^{-1} \underline{U}$ através de (A. 8).
20	Obter $r^{II}(n)$ a partir de (A. 1) - (A. 4) e $\underline{w}^{II}$ .
21	Armazenar a saída $r^{II}(n)$ na última posição do regressor de canal $\underline{r}(n)$ : $\underline{r}(n) = [r(n - N_L + 1) \quad \dots \quad r(n - 1) \quad r^{II}(n)]^T$
22	Incrementar indexador $n = n + 1$
23	Testar fim de loop: Se $J_Q < 0.001$ ou $n =$ número máximo de iterações predefinido

	(usualmente 8000) então FIM caso contrário ir para etapa 4.
--	---

A Tabela 6 apresenta o procedimento passo a passo adotado para execução do algoritmo.”