4. IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO PARA CONFORMAÇÃO DE DIAGRAMA E CONTROLE DOS LÓBULOS SECUNDÁRIOS

Além das técnicas de síntese apresentadas anteriormente, nos últimos anos, tem-se usado métodos de otimização na busca de soluções em diversas áreas. Alguns métodos de otimização que podem ser citados são o algoritmo genético, o enxame de partículas, a evolução diferencial e a programação quadrática sequencial. Os três primeiros métodos são ditos métodos de busca global, enquanto que o último é usado em buscas locais. A busca global permite explorar todo o cenário delimitado pelo espaço de busca, permitindo encontrar uma solução ótima dentro do espaço multivariável e analisar funções descontínuas. A desvantagem destas técnicas é dada pela lenta convergência, pois necessita de um elevado número de iterações para se atingir uma solução ótima (KOZIEL; OGURTSOV, 2012).

Já o método de busca local permite apenas encontrar o valor mínimo local e é, em geral, dependente do ponto de partida, bem como do intervalo a ser analisado. A função a ser otimizada deve ser contínua para todos os valores possíveis das variáveis que se encontram dentro do intervalo em análise. Tais motivos levam os métodos locais a convergirem rapidamente ao mínimo ou máximo local. Para funções de comportamento totalmente desconhecido, torna-se impraticável o uso deste tipo de método, pois a convergência para uma solução ótima depende do ponto de partida.

Neste trabalho, optou-se pelo uso de algoritmo genético (GA) e a programação quadrática sequencial (SQP) para a otimização das correntes de excitação dos elementos que compõem as redes de antenas, visando à obtenção do diagrama especificado na Figura 3.3. O GA foi usado para a exploração do espaço global de soluções, obtendo-se, assim, após algumas iterações, um ponto de partida para a SQP. O uso desta última permitiu acelerar a convergência, não necessitando de um elevado número de iterações com a utilização exclusiva do GA para se obter correntes de excitação.

Nas próximas seções serão apresentadas as estratégias empregadas para o GA e a SQP no processo de síntese.

4.1. Algoritmo Genético (GA)

O conceito de algoritmo genético foi dado por Holland (1975) e é baseado em observações de Charles Darwin, que descreveu a evolução natural das espécies. Este conceito mais tarde foi estendido à otimização funcional por De Jong (1975).

O algoritmo genético foi aplicado por Johnson e Rahmat-Samii (1994) para a obtenção dos coeficientes de excitação visando o apontamento do diagrama de irradiação em determinada direção e controle dos ângulos de meia-potência. Outros projetos que podem ser citados foram propostos por Pena, Gonzalez, López e Rengarajan (1999) que aplicaram o algoritmo para apontamento de diagrama e controle do nível dos lóbulos secundários, e de Yuan, Zhou, Guo e Ding (2012) e Dehghani, Karbalaee e Mahzon (2012), que realizaram a modelagem do diagrama de irradiação em forma de cossecante ao quadrado.

Na otimização com GA, indivíduos da população são tratados como possíveis soluções para o problema, sendo que uma população inicial sofre cruzamentos e mutações ao longo das gerações, buscando-se, através da evolução, indivíduos cada vez mais aptos à solução do problema. Em cada geração, todos os indivíduos de uma população são avaliados a partir de seu material genético, visando a obter um indivíduo que satisfaça às condições estabelecidas. A aptidão dos indivíduos é medida através de uma função de avaliação, também conhecida como função custo. A Figura 4.1 apresenta os principais termos utilizados no algoritmo genético.

O GA deve executar algumas rotinas em busca de um indivíduo que satisfaça os requisitos impostos. Para isto, deve-se inicializar o GA com uma população inicial de K indivíduos, codificar os parâmetros de solução como genes, criar uma sequência de genes para formar o cromossomo que representa um indivíduo, avaliar e atribuir valores de aptidão para cada indivíduo da população com a utilização da função custo, e realizar cruzamentos e mutações com indivíduos selecionados aleatoriamente, produzindo, assim, novos indivíduos para uma próxima geração.

Um fluxograma clássico utilizado no GA na busca de um indivíduo que satisfaça os os requisitos de otimização pode ser visualizado na Figura 4.2. A inicialização da população consiste em criar uma população inicial com N indivíduos, sendo cada indivíduo representado por um cromossomo que possui um valor aleatório que se encontra dentro do espaço de busca. A cada indivíduo da população é calculado um valor de custo, que corresponde ao valor retornado da avaliação do cromossomo na função a ser otimizada.

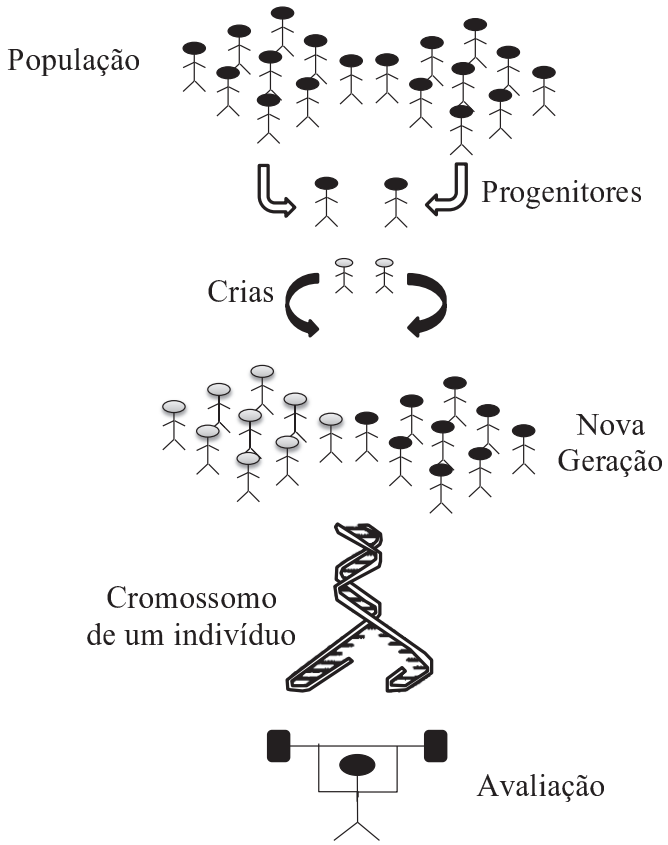


Figura 4.1 - Principais termos que caracteriza o GA.

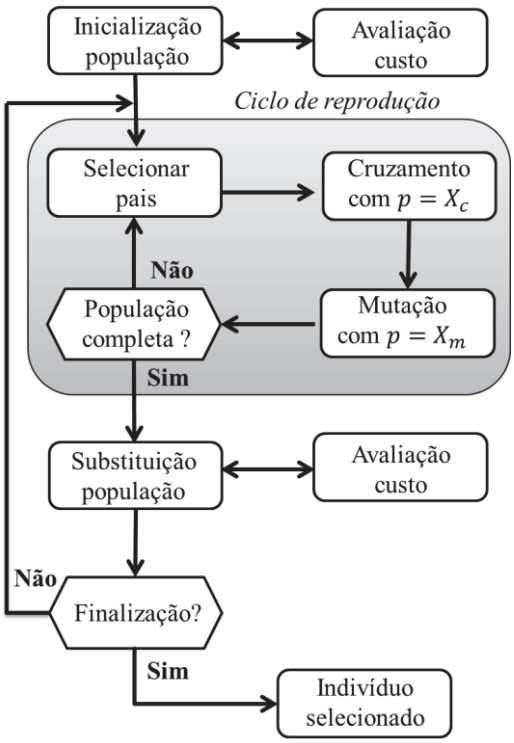


Figura 4.2 - Fluxograma clássico de funcionamento do GA.

O ciclo de reprodução do modelo clássico consiste em encontrar uma nova geração a partir da população inicial. Para isto, é realizada a seleção aleatória de dois indivíduos da população a cada iteração, que correspondem aos progenitores. As crias são obtidos a partir do cruzamento dos cromossomos de ambos os pais, podendo estes também sofrer mutações ao longo do processo de reprodução. As operações de seleção, cruzamento e mutação são repetidas até que todos os progenitores da população sejam cruzados. Por fim, é realizada uma seleção de quais indivíduos serão usados para gerar a próxima geração. Outras técnicas de seleção já foram propostas na literatura, tais como a substituição de todos os indivíduos da geração antecessora pela nova geração, enquanto outras optam pela preservação de parte da geração antecessora.

O processo descrito anteriormente é realizado até que a especificação da função custo seja alcançada, ou o número máximo de gerações seja atingido. Por fim, o cromossomo que apresentar o melhor resultado na função custo é selecionado como parâmetro de projeto, pois este será o indivíduo que melhor se adapta ao problema de otimização.

Neste trabalho, optou-se pelo uso de um algoritmo genético adaptado, que se diferencia do fluxograma clássico apresentado na Figura 4.2, e segue o esquemático de funcionamento ilustrado na Figura 4.3.

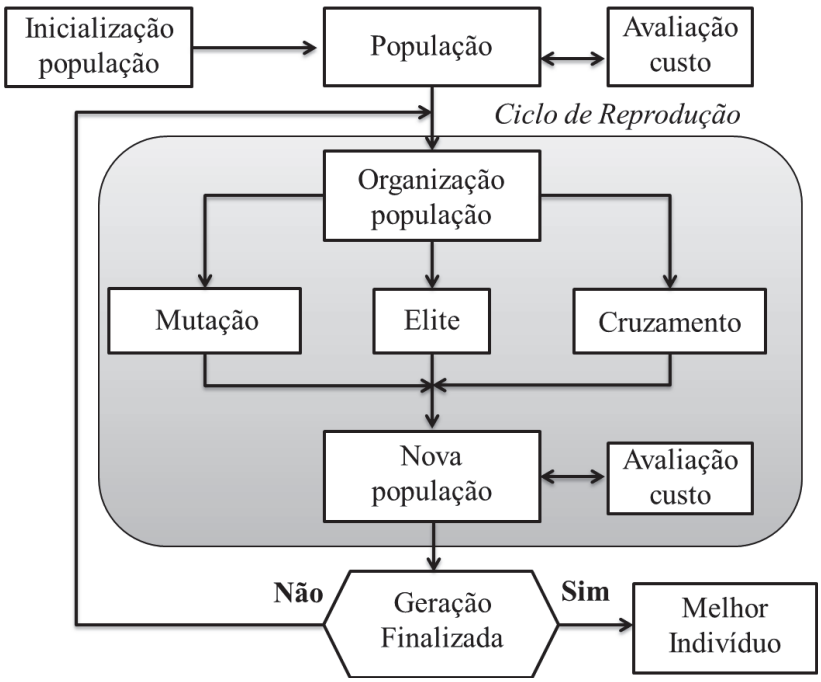


Figura 4.3 - Fluxograma utilizado para o algoritmo genético.

Neste fluxograma, a população inicializada de maneira aleatória é avaliada na função custo, e, em seguida, organizada em função do valor retornado da avaliação. Após a organização dada pela aptidão de cada indivíduo, X_e% destes são selecionados para passar para a próxima geração sem qualquer alteração. Na literatura, estes indivíduos são chamados de elite, pois apresentam os valores de função custo mais adaptados à otimização. Da parte restante, X_c% são escolhidos a partir de técnicas de seleção para cruzamento e X_m% para sofrerem mutação. Assim sendo, a nova geração é formada pelos cromossomos elite, pelos que sofreram mutação, por 50% dos pais selecionados para cruzamento e 50% de suas crias. Um detalhamento do ciclo de reprodução utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 4.4.

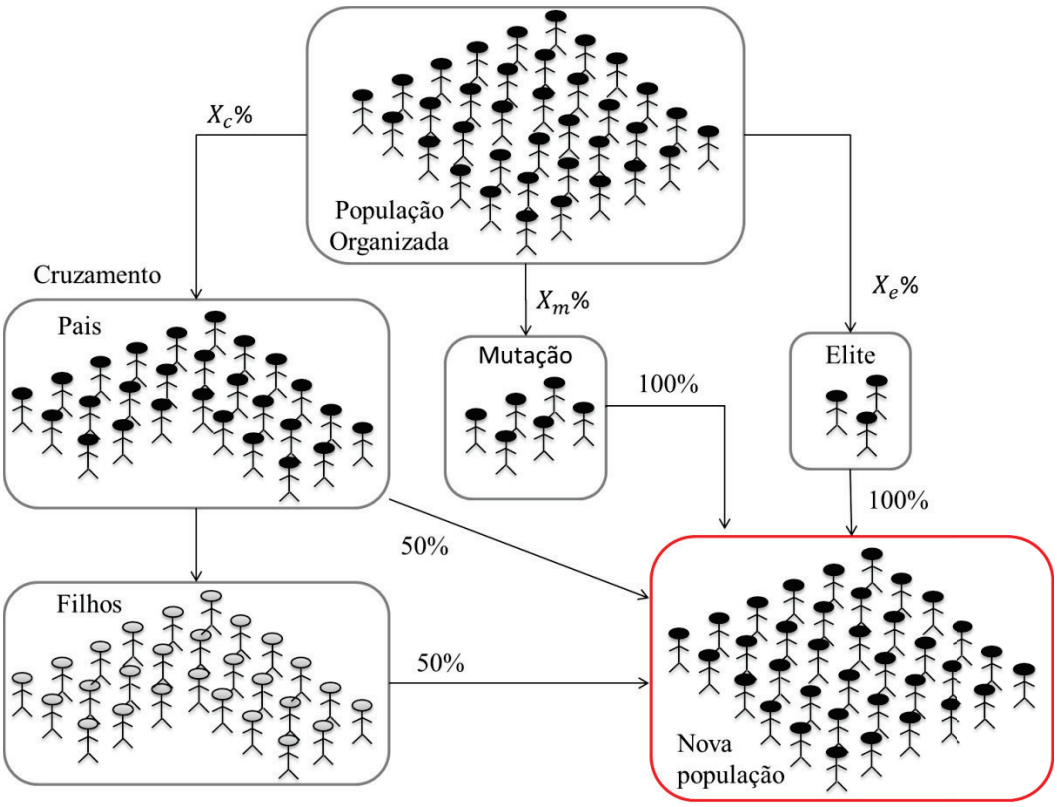


Figura 4.4 - Ciclo de reprodução do GA utilizado.

4.1.1. Cromossomos

Cada indivíduo da população é avaliado através da aptidão que este representa na função custo. Para realizar esta avaliação, o GA necessita de informações de cada indivíduo da população, que são armazenadas em seu material genético, e correspondem a um cromossomo, que é representado por cadeias de caracteres contendo o valor das variáveis do problema a ser otimizado.

Neste trabalho, o problema a ser otimizado é o diagrama de irradiação produzido por N elementos em uma rede de antenas, sendo cada antena alimentada por uma corrente que possui determinada amplitude e fase. A corrente de excitação I é representada por um número complexo, com a correspondendo à amplitude e ϕ à fase da corrente. O coeficiente de excitação representado na forma exponencial apresenta o seguinte formato

$$I = a\, e^{j\phi} \tag{4.1}$$

ou, na forma polar,

$$I = a\angle\phi \tag{4.2}$$

A representação do cromossomo somente pode ser dada a partir de números binários, inteiros ou fracionário. Desta forma, a corrente de excitação (valor complexo) de cada elemento que compõe a rede de antenas é convertida em duas variáveis, a primeira correspondendo à amplitude e uma segunda à fase. Cada variável do cromossomo representa um gene (analogia à biologia), conforme apresentado esquematicamente na Figura 4.5.

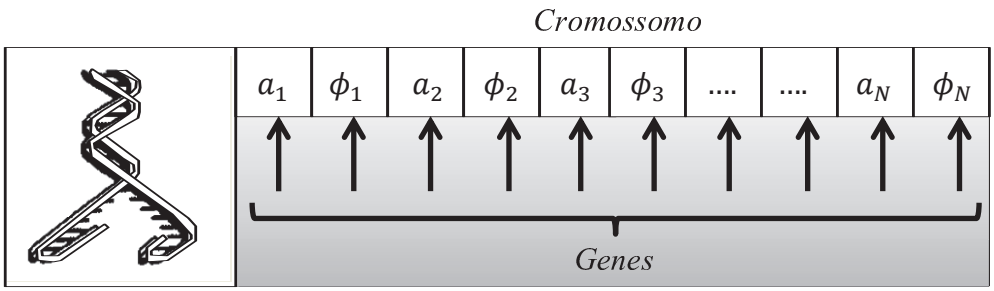


Figura 4.5 - Cromossomo de um indivíduo da população.

Conforme visto na seção 3, neste trabalho buscou-se determinar apenas as correntes de excitação. Entretanto, alguns trabalhos encontrados na literatura não consideram um espaçamento uniforme entre os elementos que compõem a rede, considerando a distância entre os elementos uma variável a ser otimizada. Um trabalho que pode ser citado foi apresentado por Yuan, Zhou, Guo e Ding (2012), que realizaram a otimização da amplitude, fase e espaçamento entre os elementos.

4.1.2. Estratégias de seleção

A seleção é o processo de escolher os membros da população que serão utilizados no cruzamento e que correspondem aos progenitores de futuras crias. A escolha dos progenitores leva em consideração o resultado de cada um na função custo, a qual avalia a aptidão como solução do problema proposto. A seleção não pode ser apenas baseada na escolha dos melhores indivíduos, pois estes podem não estar próximo da melhor solução global, mas sim próximos de melhores soluções locais. Desta maneira, parte dos cromossomos que não apresentam bons resultados deve ser preservada dentro da população, pois podem apresentar contribuições através do seu material genético na busca do mínimo global ao longo das gerações.

Diversas estratégias de seleção têm sido desenvolvidas e utilizadas ao longo dos anos no processo de otimização a partir de GA, sendo classificadas como estocásticas ou determinísticas. Algumas destas estratégias serão discutidas brevemente ao longo das seções seguintes.

4.1.2.1. Dizimação de indivíduos

A estratégia de eliminação de indivíduos da população classifica-os conforme o valor que este representa na função custo. Assim, os mais aptos apresentam melhor classificação. Posteriormente, o algoritmo elimina todos os que ficam abaixo de determinado patamar, mantendo apenas os mais aptos da população, conforme ilustrado na Figura 4.6. Estes serão utilizados no processo de reprodução e mutação.

Esta estratégia é muito simples, pois consiste em determinar os cromossomos mais aptos para gerar uma nova população. Porém a eliminação de indivíduos nas primeiras gerações pode acarretar na perda de alguma contribuição de seu material genético ao longo da evolução, o que provoca perda de diversidade, já que nem sempre os melhores membros estão próximos de melhores soluções globais.

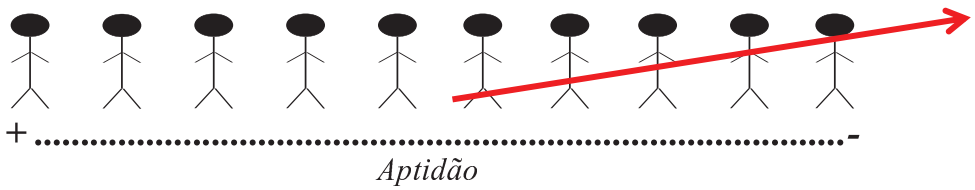


Figura 4.6 - Eliminação dos indivíduos com menor aptidão em cada geração pelo método de dizimação.

Para compensar parte desta perda de diversidade, alguns indivíduos são escolhidos para sofrerem mutações, que consistem em modificar artificialmente um ou mais parâmetros de um dado cromossomo. Porém a mutação não repõe todas as características favoráveis que poderiam ser encontradas em membros excluídos. Devido a este problema, outras estratégias de seleção foram propostas na literatura.

4.1.2.2. Seleção proporcional

A estratégia de seleção proporcional é dada a partir de uma seleção estocástica dos indivíduos que serão utilizados para gerar uma próxima geração, o que o torna um método muito aplicado na realização de projetos com GA.

Os indivíduos que proporcionam melhores resultados na função custo apresentam maior probabilidade de seleção se comparado aos piores. Assim, esta estratégia não descarta a possibilidade de uso desses elementos, podendo estes contribuir ao longo das gerações com parte do seu material genético e suprindo a desvantagem encontrada na estratégia de dizimação.

O cálculo da probabilidade de seleção para cada indivíduo em um problema de minimização é dada por

$$p_{seleção} = 1 - \frac{f(individuo_i)}{\sum_i (individuo_i)} \tag{4.3}$$

sendo $f(individuo_i)$ o custo do indivíduo na avaliação e $\sum_i (individuo_i)$ o somatório de todos os custos dados pelos diferentes indivíduos.

A probabilidade de seleção de cada progenitor é colocada em uma roleta de seleção (do inglês, *Roulette Wheel*), sendo que a porção individual ocupada na roleta é proporcional à sua probabilidade, conforme apresentado esquematicamente na Figura 4.7. Desta forma, um indivíduo com maior área tem maior chance de ser selecionado quando a roleta for girada. Assim, quanto melhor a sua aptidão, maior é a probabilidade de ser selecionado.

4.1.2.3. Seleção por torneio

Outra estratégia de seleção muito utilizada na otimização com GA é chamada de seleção por torneio (do inglês *Tournament Selection*). Esta estratégia gera um subgrupo de G indivíduos de maneira aleatória, os quais são posteriormente selecionados e competem entre si

através da aptidão na função custo. O melhor indivíduo vence o torneio, é selecionado e é conduzido para a próxima geração ou para os processos de reprodução e/ou mutação.

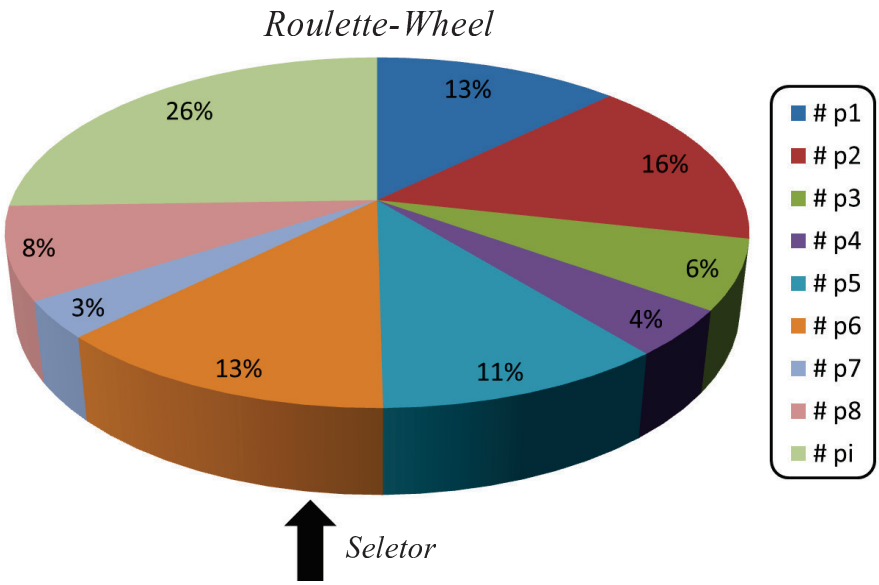


Figura 4.7 - Representação de uma roleta em função da probabilidade de seleção dos indivíduos.

Os indivíduos perdedores retornam à população, sendo novamente realizado o processo para a escolha de outros membros. O processo é realizado até formar-se um grupo de todos os indivíduos vencedores. A Figura 4.8 ilustra os detalhes desse processo.

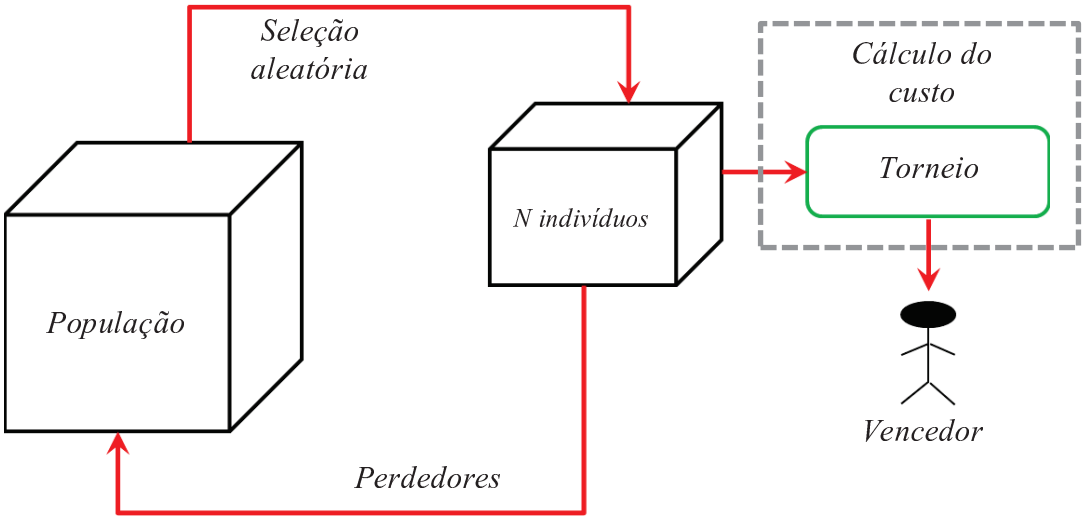


Figura 4.8 - Processo aplicado na seleção de torneio entre os indivíduos da população.

4.1.3. Cruzamento

O cruzamento é realizado em X_C% da população sem os indivíduos elite. Os pares de indivíduos selecionados para cruzamento são responsáveis por gerar duas crias. Posteriormente é escolhido de modo aleatório um ponto de corte nos cromossomos dos progenitores selecionados para o cruzamento, resultando em um novo cromossomo composto por duas partes. A primeira cria herdará a primeira parte do cromossomo do primeiro progenitor e receberá a segunda parte do segundo indivíduo escolhido, obtendo-se, assim, um cromossomo completo. Em contrapartida, o segundo filho receberá a primeira parte do material genético do segundo progenitor e a segunda parte do cromossomo do primeiro indivíduo selecionado, conforme apresentado na Figura 4.9. Na prática, é muito usada uma probabilidade de cruzamento (X_C%) que fique na faixa de 60% a 90%.

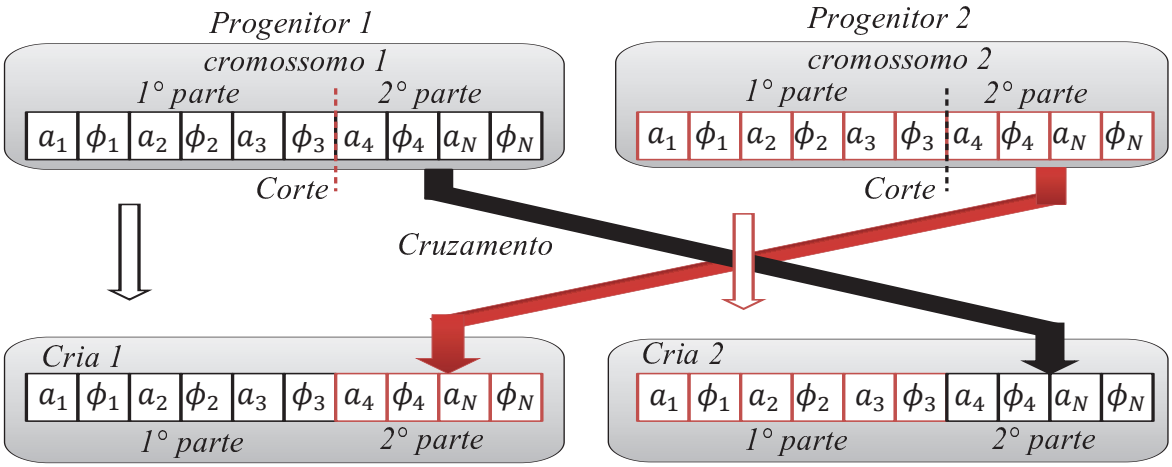


Figura 4.9 - Processo de cruzamento entre dois indivíduos.

4.1.4. Mutação

A mutação tem a finalidade de alterar os valores dos genes dos indivíduos selecionados, que correspondem a X_e% da população descontados os indivíduos elite. Ou seja, este processo é responsável por inserir nova informação genética na população. Desta forma, permite-se realizar diferentes buscas de soluções no espaço global, evitando que o algoritmo fique preso em um espaço de busca local. O gene a ser alterado é selecionado de modo aleatório. No caso de genes binários, o bit '0' é alterado para '1' e vice-versa, conforme ilustrado na Figura 4.10.

No caso de números reais, o algoritmo seleciona de modo aleatório o gene que deverá sofrer mutação e, posteriormente, modifica o gene selecionado por um valor aleatório que

fique dentro dos limites de variação do gene analisado. Neste trabalho, optou-se pela escolha, em alguns casos, de mais de um gene para aplicação da mutação simultaneamente.

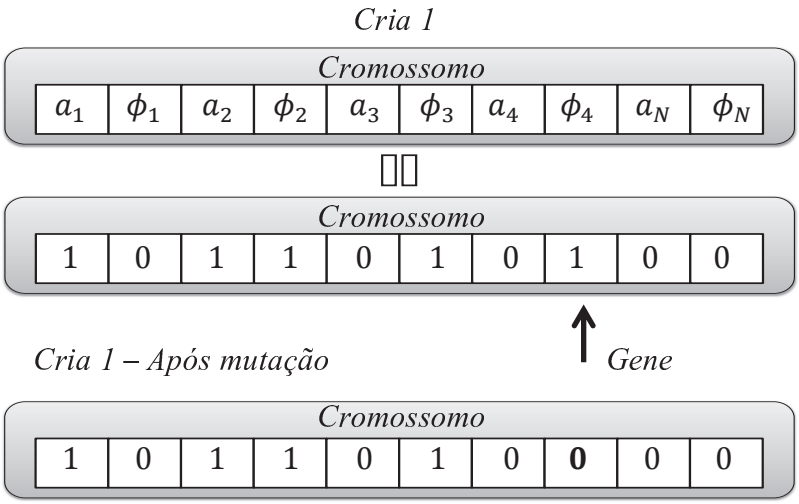


Figura 4.10 - Processo de mutação de um indivíduo da população.

Em aplicações práticas é muito utilizada uma probabilidade de mutação que fique na faixa de 1% a 10% (JOHNSON; RAHMAT-SAMII, 1994), o que corresponde a uma probabilidade de mutação baixa, proporcionando, assim, a inserção de diferentes genes na população sem provocar grandes variações ao longo das gerações.

4.1.5. Função custo

A função custo determina a direção de evolução do algoritmo genético ao longo das gerações e é o parâmetro utilizado na avaliação dos indivíduos na busca de uma solução ótima para o problema. Por este motivo, esta deve ser bem definida. Neste trabalho, a função custo tende a minimizar o erro médio quadrático do diagrama representado por um dado cromossomo em relação ao especificado. Supondo que o campo elétrico irradiado por uma rede linear de elementos seja $\vec{E}_{rede}(\theta)$, então a diferença entre o diagrama desejado e o diagrama obtido a cada geração por cada indivíduo é dada por

$$erro(\theta) = F(\theta) - \left|\vec{E}_{rede}(\theta)\right|, \qquad \theta \in [0°, 180°] \tag{4.4}$$

sendo $F(\theta)$ o diagrama desejado, $erro(\theta)$ o erro entre os diagramas para uma dada região de análise, e $\theta \in [0°, 180°]$ que corresponde ao intervalo angular a ser analisado.

O campo $E_{rede}(\theta)$ dado por cada indivíduo da população é avaliado a cada geração, sendo a sua aptidão determinada pela função custo. O indivíduo que apresentar um diagrama mais próximo do desejado será considerado mais apto à solução do problema.

Conforme citado na seção 4.1.1, para fins de avaliação, cada conjunto de coeficientes de excitação I, representado por um cromossomo, é descrito na forma de um vetor, de acordo com a notação abaixo

$$I = [|I_1|\angle\phi_1 \quad |I_2|\angle\phi_2 \quad |I_3|\angle\phi_3 \ \ldots \ |I_N|\angle\phi_N] \tag{4.5}$$

onde I_i corresponde à corrente de excitação do i-ésimo elemento da rede.

O diagrama de irradiação obtido a partir dos coeficientes de excitação é dado por

$$E_{rede}(\theta) = I\ v(\theta) \tag{4.6}$$

O termo $v(\theta)$ corresponde ao vetor associado aos diagramas de irradiação dos elementos da rede de antenas, que por sua vez é definido como

$$v(\theta) = \begin{bmatrix} E_1(\theta)\ e^{j\psi_1} \\ E_2(\theta)\ e^{j\psi_2} \\ E_3(\theta)\ e^{j\psi_3} \\ \vdots \\ E_N(\theta)\ e^{j\psi_N} \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

Na expressão (4.7), $E_i\ (\theta)$ é o campo elétrico do i-ésimo elemento e $(\psi_i = k_0\ z_i \cos\theta)$ é o vetor posição, sendo k_0 a constante de propagação no espaço livre, $z_i = (i-1)d$ o termo relacionado a posição do elemento na rede e d a distância entre elementos adjacentes. No caso de elementos isotrópicos, o campo do elemento $E_i(\theta)$ é igual a 1 para qualquer $\theta \in [0°, 360°]$.

Para realizar a síntese, o diagrama de irradiação deve ser dividido em duas regiões: a primeira contendo os lóbulos secundários e a segunda o diagrama na forma de cossecante ao quadrado. Desta forma, o custo é determinado a partir do erro mínimo quadrático para as regiões, conforme a seguinte expressão matemática,

$$custo = \sum_{r=1}^{j} W_r \left[\frac{1}{X_r} \sum_{i=1}^{X_r} |erro(\theta_i)|^2 \right]^{\frac{1}{2}} \tag{4.8}$$

sendo W_r o peso para a região em análise, X_r o número de amostras contidas na região *r,* cujo valor é determinado pelo passo de variação do ângulo θ ($\Delta\theta$) e j é o número de regiões a serem analisadas.

Neste trabalho, a região que contem os lóbulos secundários, a partir da Figura 3.3, está definida entre $[\theta_a, \theta_b]$, na qual a amplitude dos lóbulos secundários deve ficar abaixo do nível *SLL*. A segunda região determina o intervalo que contém o feixe conformado na forma de cossecante ao quadrado, $csc^2\ (\theta - 90°)$, definida entre $[\theta_c, \theta_d]$. Conforme definição anterior, a região do diagrama conformado foi delimitada de [92°, 180°]. Se os pesos para ambas as regiões forem considerados iguais, então (4.8) pode ser reescrita na seguinte forma,

$$custo = \left[\frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T} |erro(\theta_i)|^2 \right]^{\frac{1}{2}} \tag{4.9}$$

sendo T o número de pontos analisados dentro das regiões.

4.2. Programação Quadrática Sequencial (SQP)

A programação quadrática sequencial (do inglês, *Sequential Quadratic Programming - SQP*) é um método de programação não-linear, que busca a otimização baseando-se em gradientes. Este método consiste basicamente na aproximação sequencial do problema de programação não-linear como um problema de programação quadrática, conforme citado por (KOZIEL; OGURTSOV, 2012).

No SQP, tem-se a necessidade do cálculo das derivadas da função objetivo, além de restrições, permitindo assim a busca de uma ótima solução. A cada iteração, o método resolve o problema de programação quadrática definido por

$$\min \nabla^T f(I^k)\, d + \frac{1}{2} d^T\, H(I^k, \lambda^k, \mu^k) d \tag{4.10}$$

e sujeito às restrições

$$\begin{cases} h(I^k) + \nabla^T h(I^k)d = 0 \\ g(I) + \nabla^T g(I^k)d \leq 0 \end{cases} \tag{4.11}$$

Desta forma, pode-se determinar a melhor direção de busca a partir do vetor de corrente inicial I^k, sendo realizada posteriormente uma atualização para o próximo valor, denotado por $I^{k+1} = I^k + a_k d^k$ com $a_k \in [0, 1]$, garantindo a convergência do método. A matriz $H(I^k, \lambda^k, \mu^k)$ é uma aproximação positiva, definida da matriz Hessiana correspondendo à função de Lagrange, que pode ser atualizada por métodos da métrica variável. Este método já se encontra implementado no MATLAB (função *Fmincon*), necessitando apenas da sua configuração para uma solução adequada. A função *Fmincon* apenas resolve funções de variáveis reais. Portanto, o procedimento descrito em (4.1.1) deve ser aplicado. Além disso, este método permite apenas encontrar a melhor solução local. Para isto, o algoritmo depende de um ponto de partida (inicialização) para a busca do valor mínimo local da região em análise. Analisando-se os métodos vistos anteriormente, optou-se pela combinação do GA e SQP, de forma a reduzir o tempo computacional para sintetizar um diagrama de irradiação. A SQP depende de um ponto de partida (vetor de corrente inicial). Assim, este vetor será determinado a partir do GA após *i* gerações. O cromossomo a ser utilizado para inicialização da SQP corresponde ao melhor cromossomo (coeficientes de excitação) encontrado pelo GA. A partir deste valor, a programação quadrática sequencial encontra o mínimo local da região determinada pelo GA, permitindo convergência mais rápida para uma solução adequada.

4.3. Aplicação de GA e SQP

Para demonstrar a eficiência da combinação de GA e SQP, redes de antenas isotrópicas de diferentes tamanhos foram sintetizadas para obtenção do diagrama especificado na Figura 3.3. Para a configuração do GA, adotou-se uma população inicial de 70 indivíduos, com probabilidade de cruzamento X_C = 85%. Além disso, 7% da população foi tratada como elite. Os indivíduos que não são selecionados para cruzamento, ou não passam para a próxima geração, sofrem mutação, o que, neste caso, representa X_m = 8%. Nesta aplicação, optou-se pela mutação de mais de um gene, permitindo a troca de 1, 3, 6, 12 ou 18 genes em uma única mutação, sendo a probabilidade de mutação do respectivo número de genes dado por 20%, 35%, 30%, 10% e 5%, respectivamente. A posição de modificação do gene é determinada de maneira aleatória. Como técnica de seleção foi utilizada a seleção proporcional, descrita na

seção 4.1.2.2. A população inicial foi gerada de maneira aleatória, sendo a amplitude dada no intervalo de [0,1] e a fase entre [-π, π].

Após algumas análises escolheu-se pela normalização da função cossecante ao quadrado para um ângulo θ_n = 95°. Assim, a função *csc²* (θ-*90°*) tem amplitude de aproximadamente 42 dB abaixo do máximo do diagrama quando se aproxima de 180°. Desta forma, optou-se por fixar o nível dos lóbulos secundários abaixo deste patamar, visando à uniformidade do diagrama. Como especificação, buscou-se um diagrama com um *ripple* máximo na região da cossecante ao quadrado de $\pm$ 1dB, garantindo um nível de potência irradiada aproximadamente constante ao longo da área de cobertura da ERB. A fim de analisar a variação do diagrama em função do número de elementos, foram consideradas redes de 10, 15 e 20 elementos isotrópicos, com espaçamento entre os elementos da rede de 0,5 λ_0. A região dos lóbulos secundários foi definida entre [0°, 68°], [0°, 76°] e [0°, 84°] respectivamente. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 4.11.

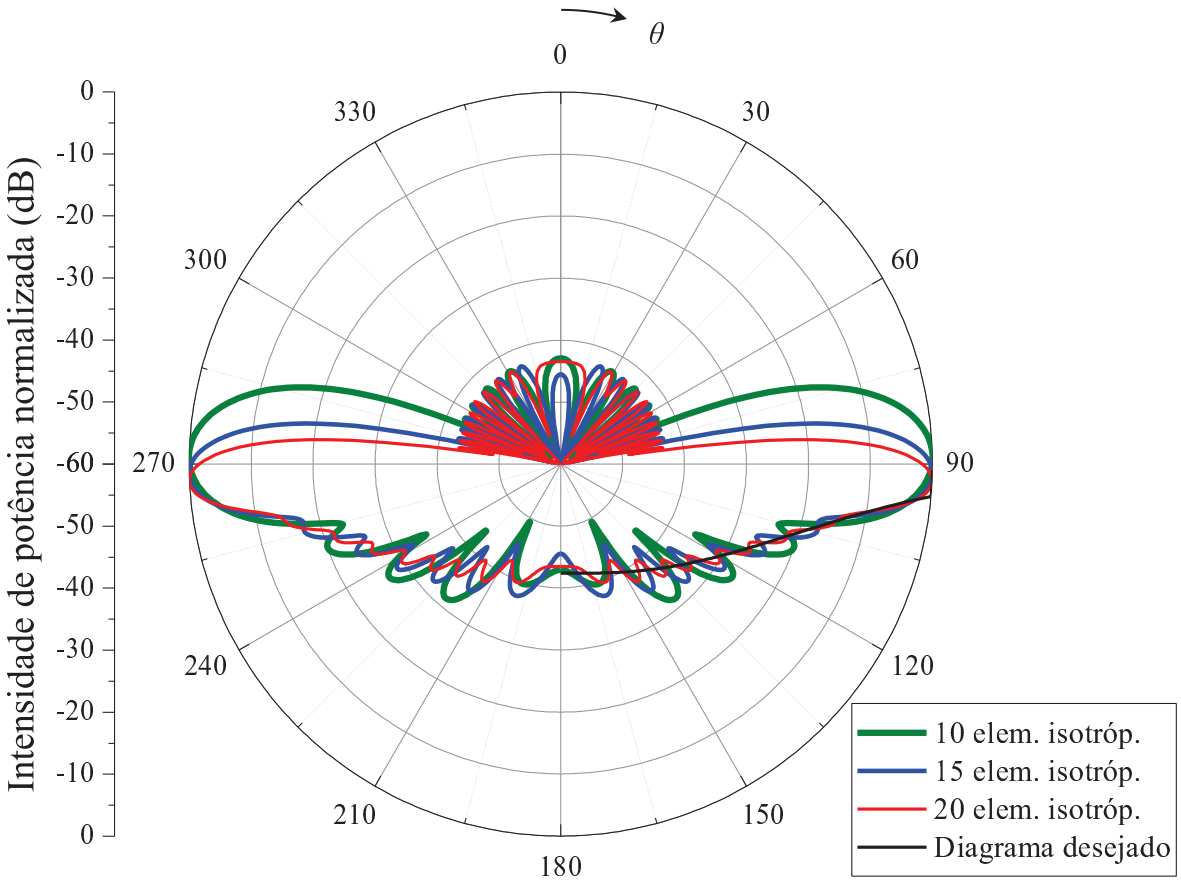


Figura 4.11 - Variação do diagrama de irradiação no plano de elevação para diferentes números de elementos que compõem a rede.

As redes com 10, 15 e 20 elementos produziram diagramas de irradiação com *ripple* na região da cossecante ao quadrado de 9,22 dB, 5,19 dB e 2,2 dB, não atendendo à restrição de uma variação menor que 1 dB. Além disso, pode-se verificar que a potência irradiada acima do plano horizontal aumenta quando o número de elementos da rede é reduzido. Posteriormente a este resultado fez se um estudo do número de elementos necessários para se atingir a especificação de $\pm$1dB de *ripple*, onde se constatou que 24 elementos seriam necessários. O diagrama obtido é apresentado na Figura 4.12. Os coeficientes calculados para reproduzir o diagrama de uma rede com 24 elementos encontram-se listados na Tabela 4.1.

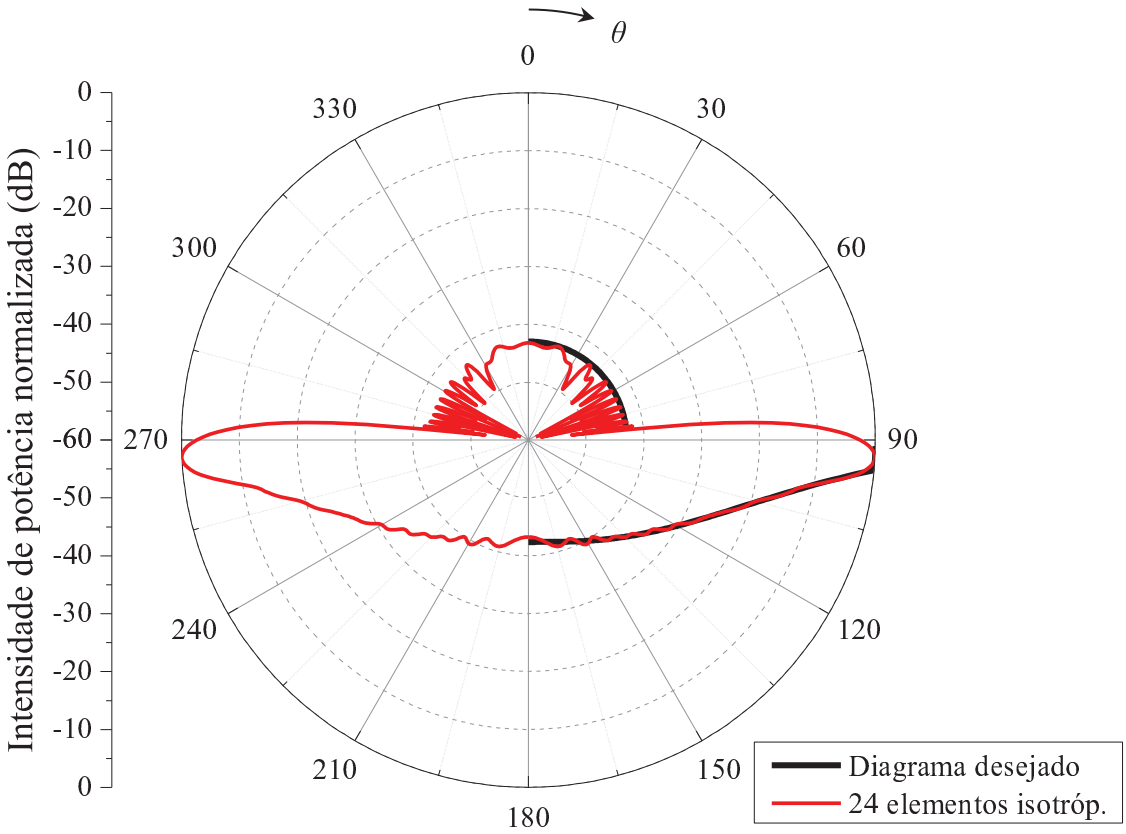


Figura 4.12 - Diagrama de irradiação no plano de elevação de uma rede linear com 24 elementos isotrópicos.

A evolução do GA em função do número de gerações pode ser visualizada na Figura 4.13, onde se constata que, após 500 gerações, o melhor cromossomo apresentou custo de 15,4 no teste de avaliação. Este indivíduo corresponde ao diagrama apresentado na Figura 4.14. Analisando-se o resultado obtido, verifica-se que seria necessário um número maior de gerações para se obter um diagrama de irradiação que atendesse às especificações de projeto, porém a evolução do GA é lenta após a tricentésima geração.

Tabela 4.1 - Coeficientes de excitação sintetizados para uma rede de 24 elementos isotrópicos.

Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)	Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)
#1	0,122	-151,85	#13	0,84	14,72
#2	0,237	-138,41	#14	0,724	18,84
#3	0,42	-112,82	#15	0,698	22,33
#4	0,642	-91,33	#16	0,625	33,6
#5	0,809	-69,3	#17	0,471	41,66
#6	0,924	-51,3	#18	0,378	38,57
#7	0,963	-35,9	#19	0,351	44,9
#8	0,968	-25,62	#20	0,265	59,79
#9	0,96	-17,62	#21	0,16	69,95
#10	1	-11,21	#22	0,109	58,92
#11	0,991	0,067	#23	0,097	64,03
#12	0,897	6,612	#24	0,026	94,66

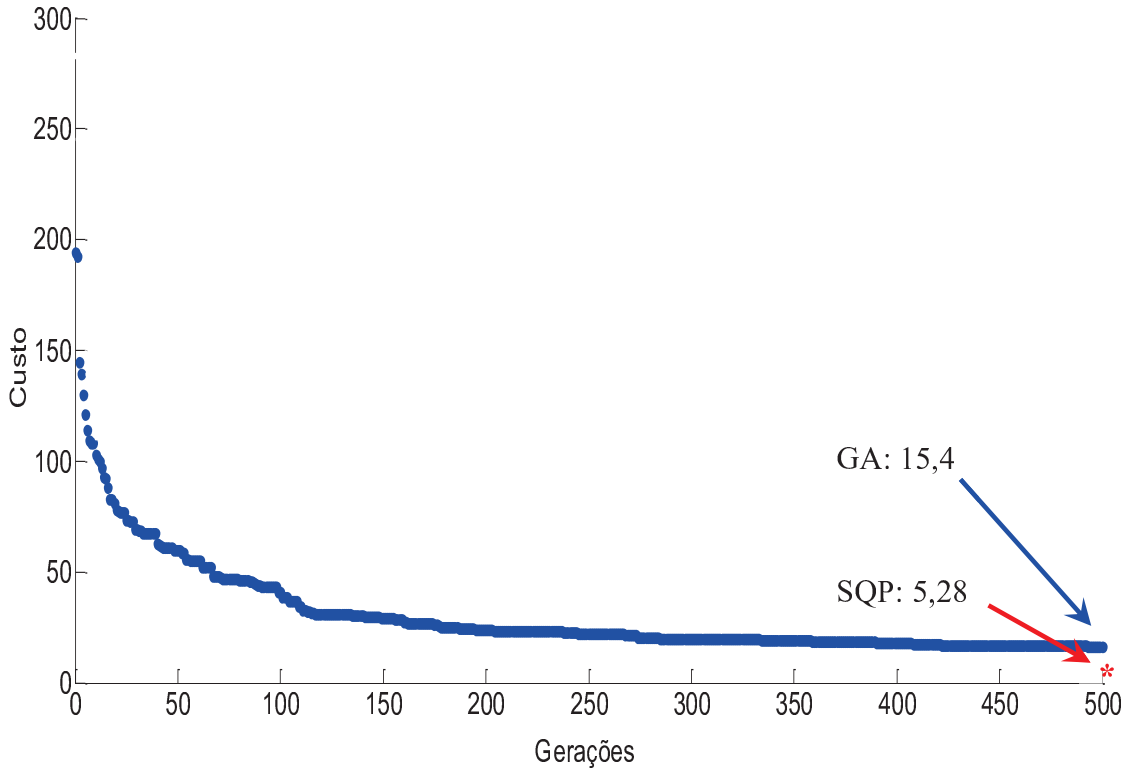


Figura 4.13 - Evolução do algoritmo genético para uma rede com 24 elementos isotrópicos.

A fim de se obter uma solução mais rápida, aplicou-se a SQP a partir do melhor cromossomo obtido com o GA. Após um rápido processo de otimização, o conjunto de coeficientes de excitação final resultou em um custo de 5,28 e corresponde ao diagrama de irradiação mostrado na Figura 4.14. Verifica-se que os critérios de projeto foram satisfeitos. Conforme citado por Koziel e Ogurtsov (2012), o GA necessita de mais de mil gerações para se obter uma solução adequada quando é aplicado separadamente, o que impacta diretamente no tempo necessário para o processo de síntese. A vantagem do uso da SQP está relacionada ao refinamento rápido da solução, acelerando o processo de otimização.

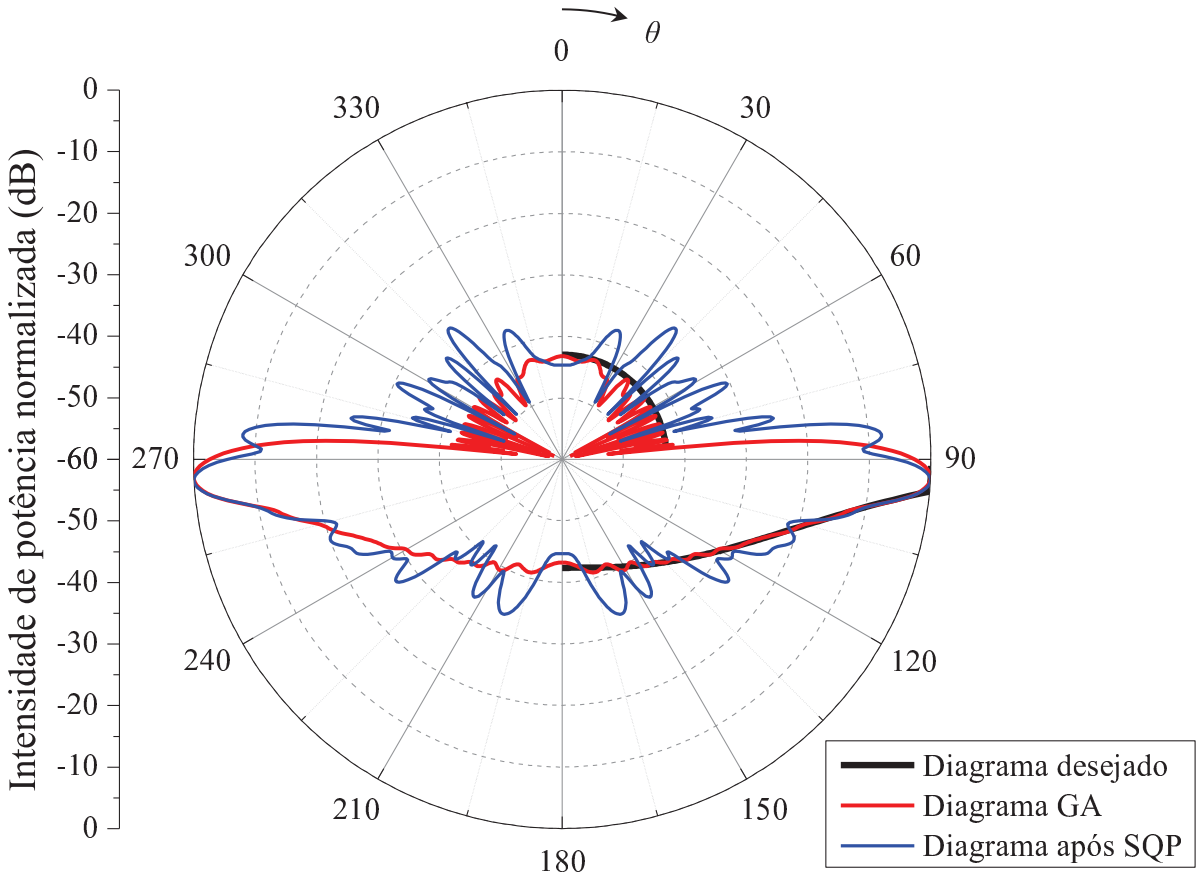


Figura 4.14 - Diagrama obtido antes e depois da aplicação da SQP.

Após definido o número de elementos necessários para reduzir o diagrama desejado, foi necessário à definição da geometria da antena de microfita a ser usada no projeto de uma rede linear para ERBs do sistema 4G no Brasil, assunto este abordado no próximo capítulo deste trabalho.

5. PROJETO DE UMA REDE LINEAR DE ANTENAS DE MICROFITA PARA ESTAÇÕES RÁDIO-BASE PARA TECNOLOGIA 4G NO BRASIL

As antenas de microfita surgiram em 1953, porém ganharam destaque somente a partir da década de 1970, devido principalmente ao desenvolvimento de materiais com baixas perdas na faixa de micro-ondas, além da necessidade de projetos que exigissem alto desempenho, dimensões reduzidas e de baixo custo. Antenas de microfita têm sido largamente utilizadas em aplicações como rádio-navegação via satélite (HECKLER; FARIAS; PEREIRA; SCHLOSSER; LUCATEL, 2013), pseudo-satélites (MACIEL; LACAVA, 2005), comunicação móvel (SCHLOSSER; HECKLER; LUCATEL; SPERANDIO; MACHADO, 2013), entre outras. Como principais características, este tipo de antena apresenta facilidade de construção e integração com outros elementos de micro-ondas, como por exemplo, LNAs, filtros, misturadores, entre outros. Além disso, antenas de microfita apresentam baixo peso, baixo custo de produção em massa e baixo arrasto aerodinâmico.

Um projeto simples em tecnologia de microfita é composto de apenas um elemento irradiador (*patch*), responsável por irradiar a energia na forma de ondas eletromagnéticas. Entre o plano de terra e o elemento irradiador, é inserido um dielétrico (também conhecido como substrato), que em geral apresenta espessura pequena em relação ao comprimento de onda de operação. A Figura 5.1 ilustra uma antena de microfita simples.

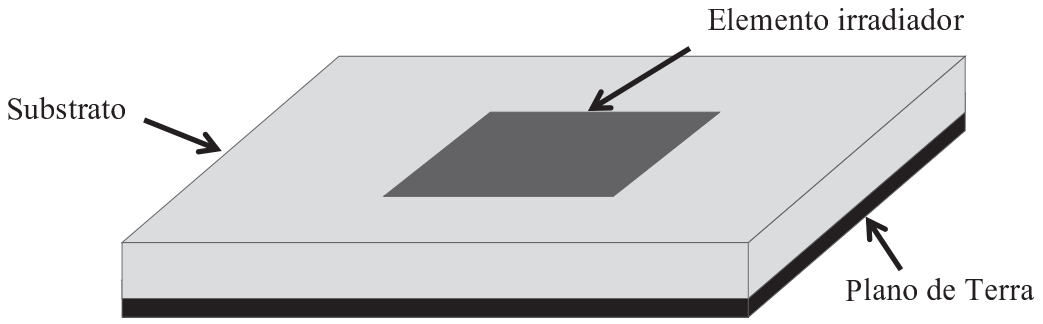


Figura 5.1 - Antena de microfita com elemento irradiador com formato retangular.

O elemento irradiador pode assumir qualquer forma geométrica, embora as formas canônicas, tais como retângulo, elipse, círculo e triângulo (ver Figura 5.2) tenham sido as mais utilizadas em projetos de antenas de microfita (MACIEL; LACAVA, 2005). Estes formatos de *patch*, quando aplicados à estrutura ilustrada na Figura 5.1, exibem faixa de operação estreita.

A banda reservada para a tecnologia 4G no Brasil apresenta largura de aproximadamente 7,7%, o que pode não ser alcançada com antenas de microfita convencionais. Várias técnicas foram desenvolvidas para possibilitar a operação em banda mais larga que as geometrias canônicas da Figura 5.2 (GARG; BARTHIA; BAHL; ITTIPIBOON, 2001). Dentre outros métodos, optou-se por utilizar um irradiador com formato em *E* (WONG; HSU, 2001), por este apresentar fácil construção.

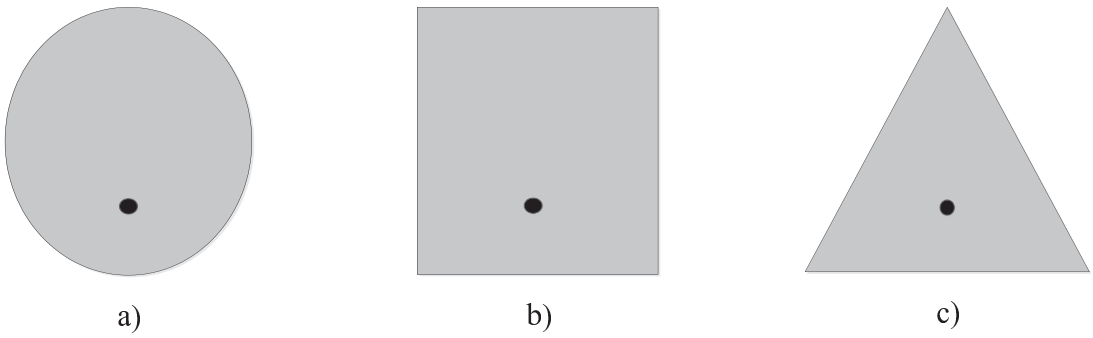


Figura 5.2 - Geometrias de elementos irradiadores. a) Elíptica; b) Retangular e c) Triangular.

5.1. Elemento em *E*

Este tipo de antena apresenta uma geometria retangular com duas fendas paralelas, que produzem a excitação de dois modos de operação e podem ser entendidos analisando-se a densidade de corrente superficial sobre o *patch*.

Para a antena operando no modo superior (frequência mais alta), as fendas apresentam pouca influência sobre a densidade de corrente. Desta forma, apenas a parte central da antena é responsável pela maior parte da energia irradiada. Já no modo inferior (baixa frequência), as fendas passam a contribuir consideravelmente no comportamento da densidade de corrente, modificando o seu caminho percorrido. O circuito equivalente da antena é modelado adicionando-se uma indutância ao modelo *LC* obtido para a frequência mais alta devido à presença das fendas, conforme apresentado por Yang, Zhang, Ye e Rahmat-Samii (2001). A adição da indutância produz um circuito com duas frequências de ressonância próximas, formando uma ampla largura de banda, característica de interesse no projeto de uma rede de antenas para operar na faixa de frequências alocada para a tecnologia 4G no Brasil. O circuito equivalente para os dois modos de ressonância podem ser visualizados na Figura 5.3, bem como a geometria do elemento irradiador.

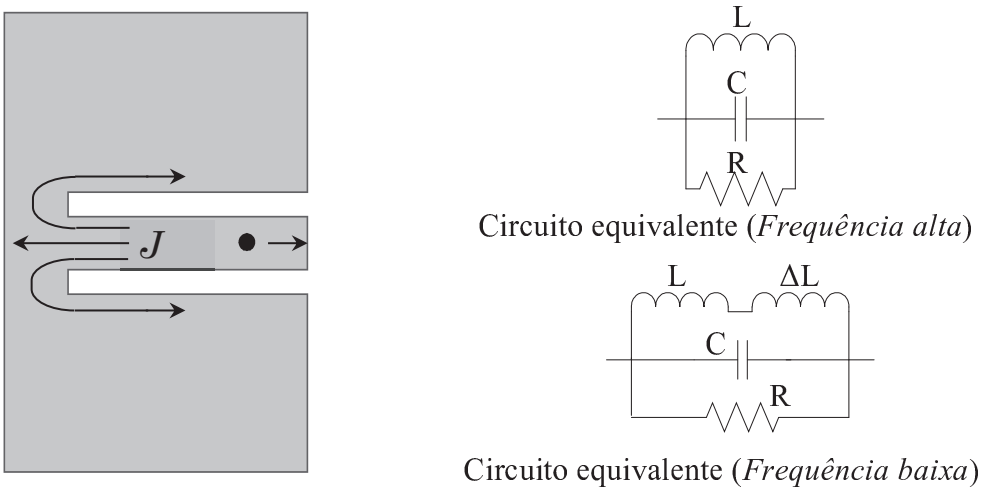


Figura 5.3 - Modelo circuital para a antena do tipo *E* para ambos os modos de ressonância.

Para a construção desta antena, considerou-se a seção transversal apresentada na Figura 5.4, onde a cor verde representa um laminado de FR4 e a cinza um laminado TACONIC TLC-338. A linha de alimentação de 50 Ω está conectada eletricamente ao *patch* por meio de um fio de cobre (via). No plano de terra, removeu-se o cobre de uma pequena região circular (r_v= 2,5 d_{via}) para que a via não causasse um curto-circuito com a linha de 50 Ω. A camada de ar (em branco), de espessura h_{Ar} = 4,8 mm, foi incluída na estrutura para aumentar a banda de operação da antena (ver estudo apresentado na Figura 5.5), além de permitir maior capacidade de potência. O laminado FR4 empregado apresenta as seguintes características: h_{FR4} = 1,54 mm, constante dielétrica ε_r = 4,1 e tangente de perdas tan δ = 0,02. O TACONIC TLC-338 é um laminado de baixas perdas na faixa de micro-ondas, com $h_{Taconic}$ = 1,524 mm, ε_r = 3,56 e tan δ = 0,0034. A vista tridimensional desta antena pode ser visualizada na Figura 5.6, enquanto que a vista superior pode ser visualizada na Figura 5.7.

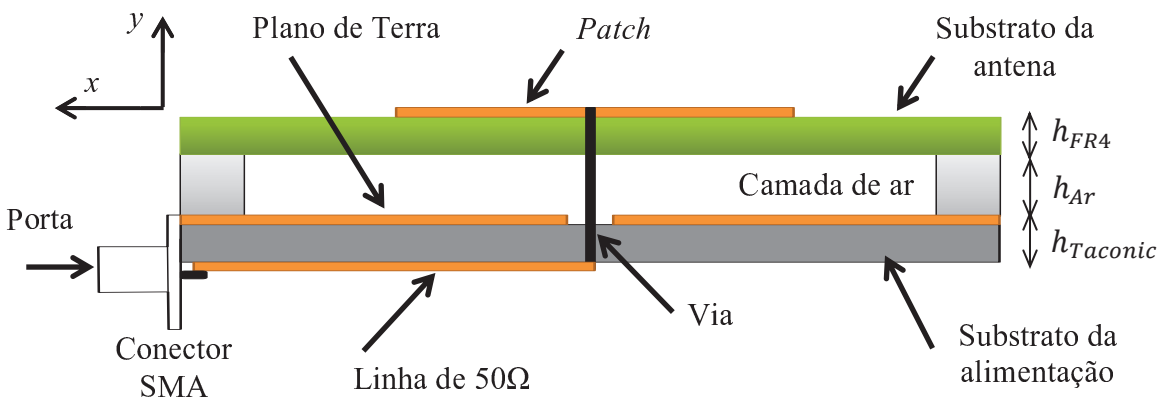


Figura 5.4 - Vista lateral esquemática da antena tipo E.

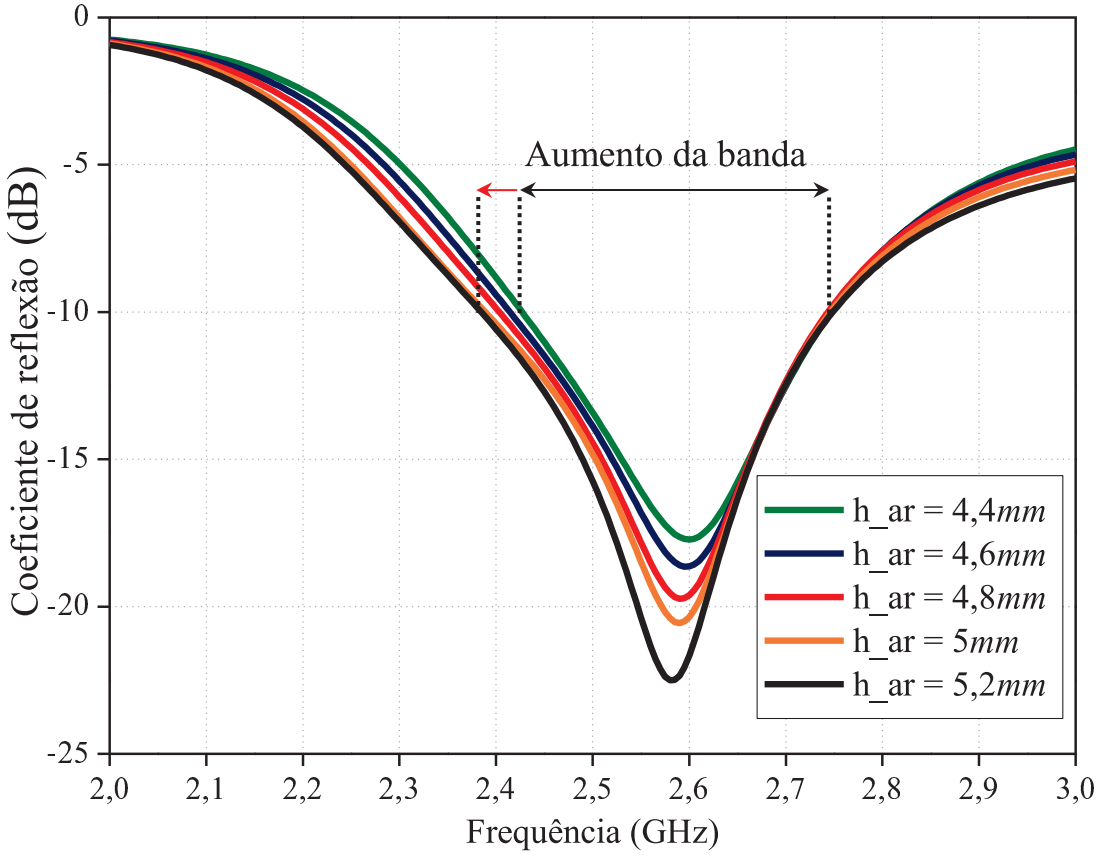


Figura 5.5 - Variação da banda de operação em função da espessura da camada de ar.

Pode-se verificar na Figura 5.5 que a banda de operação alarga à medida que a espessura da camada de ar é aumentada. Neste projeto, utilizou-se um espaçamento de 4,8 mm, porém observa-se que outros espaçamentos poderiam ser usados para atender às especificações de projeto. Este valor foi escolhido devido à disponibilidade do material acrílico com esta espessura na UNIPAMPA.

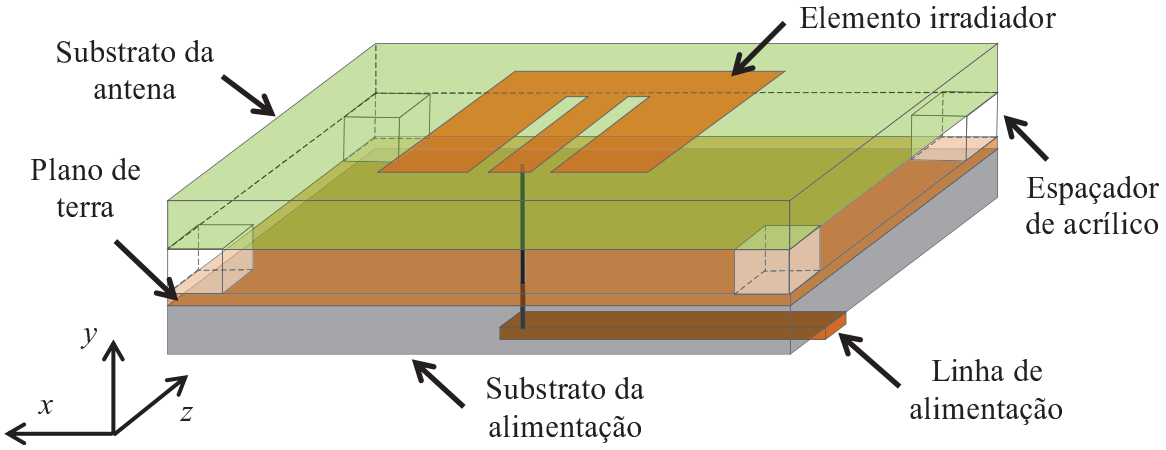


Figura 5.6 - Vista tridimensional da estrutura da antena em formato *E* utilizada no projeto.

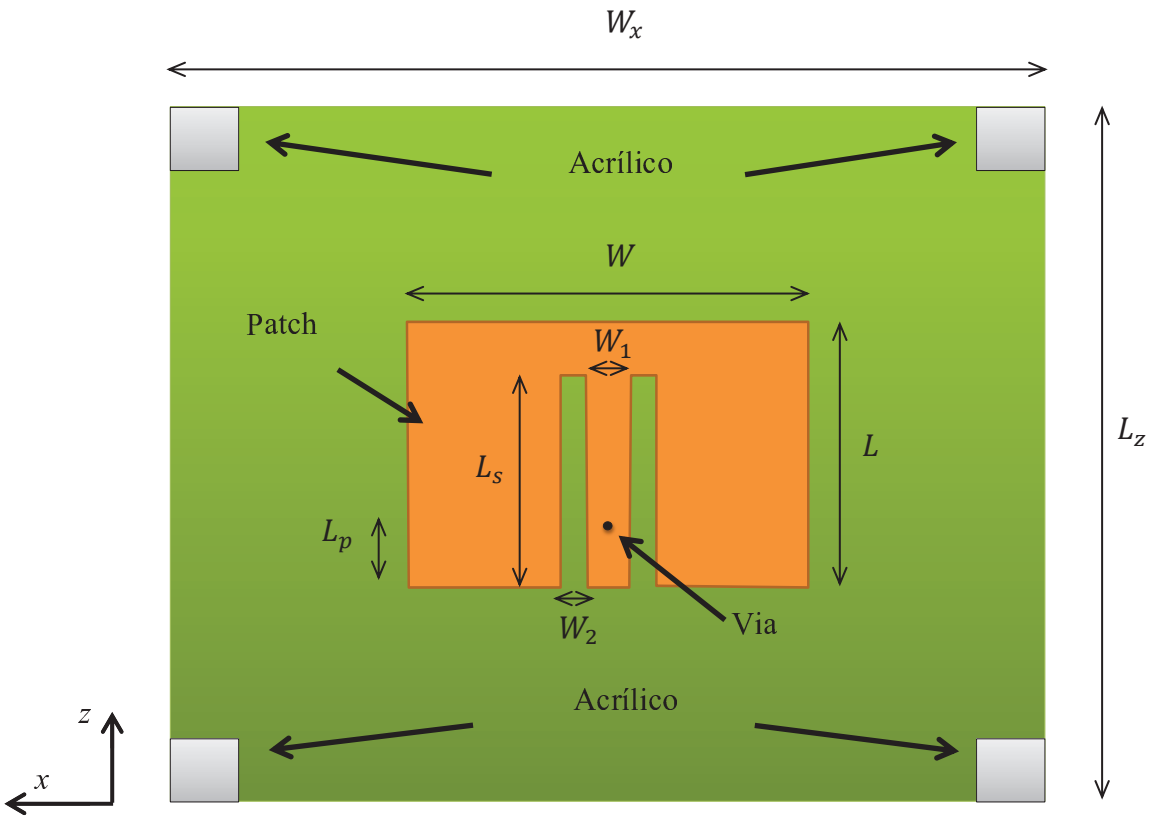
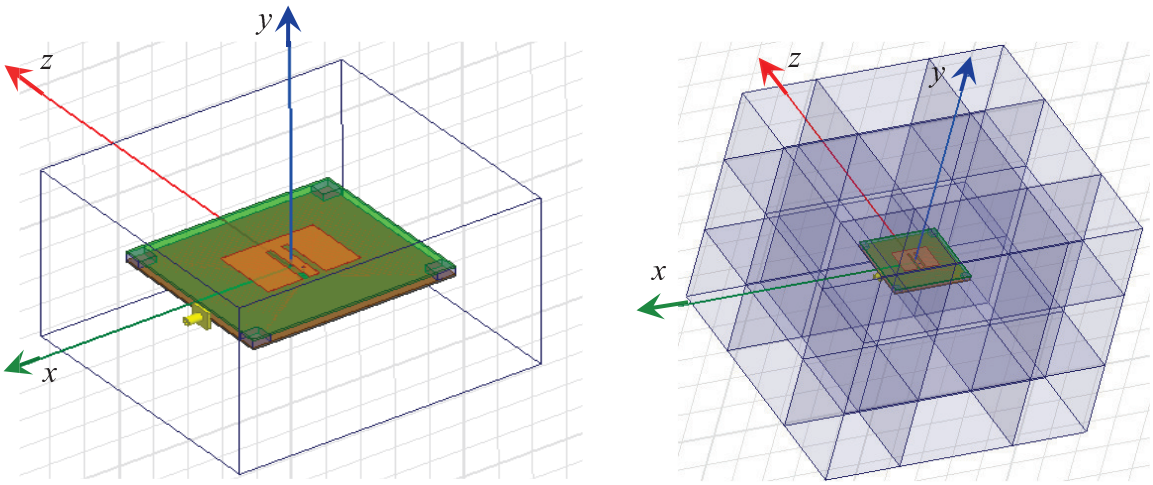


Figura 5.7 - Vista superior esquemática da antena em *E*.

Após a otimização com o software *HFSS* (ANSYS, 2013), as seguintes dimensões foram obtidas para a antena: W = 53,82 mm, L = 38,36 mm, W_1 = 3,48 mm, W_2 = 5,89 mm, L_v = 9 mm, L_s = 30,82 mm, W_x = 117,22 mm, L_z = 101,77 mm e d_{via} = 1,1 mm (diâmetro da via).

A Figura 5.8 ilustra a geometria final da antena modelada no software *HFSS*, apresentando os detalhes do elemento irradiador para determinadas coordenadas espaciais, onde se considerou as paredes absorvedoras a uma distância mínima de um quarto de comprimento de onda no vácuo, visando à medição do campo eletromagnético irradiado pela antena em campo distante (região de Fraunhofer), e, consequentemente, a obtenção de uma previsão confiável do diagrama de irradiação. Na Figura 5.8, podem ser visualizadas duas formas utilizadas para simulação do campo irradiado pelo elemento. A primeira é a condição de contorno absorvedora (do inglês, a*bsorbing boundary condition* - ABC) e a segunda chamada de camadas perfeitamente casadas (do inglês, p*erfectly matched layers* - PML). A partir de projetos já realizados, é recomendada o tipo ABC como condição de contorno absorvedora para a análise de circuitos em micro-ondas, enquanto que para antenas indica-se

o uso da PML, pois os resultados simulados se aproximam mais dos medidos, motivo que levou ao uso da condição apresentada na Figura 5.8.b.



a) b)

Figura 5.8 - Condição de contorno utilizada no projeto. a) ABC e b) PML.

A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros utilizados na configuração do processo de otimização da malha do modelo no *HFSS*. As configurações utilizadas para a simulação do projeto podem ser verificadas na Tabela 5.2. A malha discretizada do elemento pode ser visualizada na Figura 5.9, onde constata-se a uniformidade da malha ao longo da estrutura.

Tabela 5.1 - Dados de convergência do processo de geração da malha 3D.

Parâmetros	Valor
N° de passos até a convergência	4
N° de Tetraedros	46.347

Tabela 5.2 - Configurações utilizadas no software *HFSS*.

Parâmetro	Valor utilizado
Frequência de discretização	2,595 GHz
Convergência de malha (ΔS)	0,02
Refinamento da malha	30%
Tipo de solução	Driven Modal
Tipo de condição de contorno absorvedora	Perfectly Matched Layers (PML)

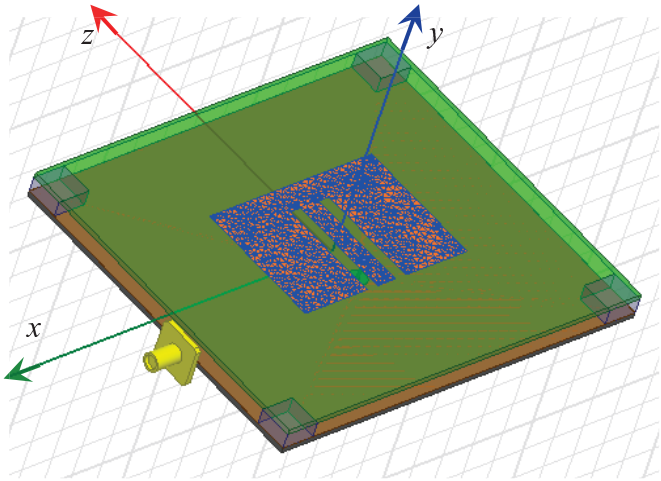


Figura 5.9 - Malha do elemento simples no software *HFSS*.

A estrutura otimizada a partir do *HFSS* foi construída e imagens do protótipo podem ser verificadas na Figura 5.10.

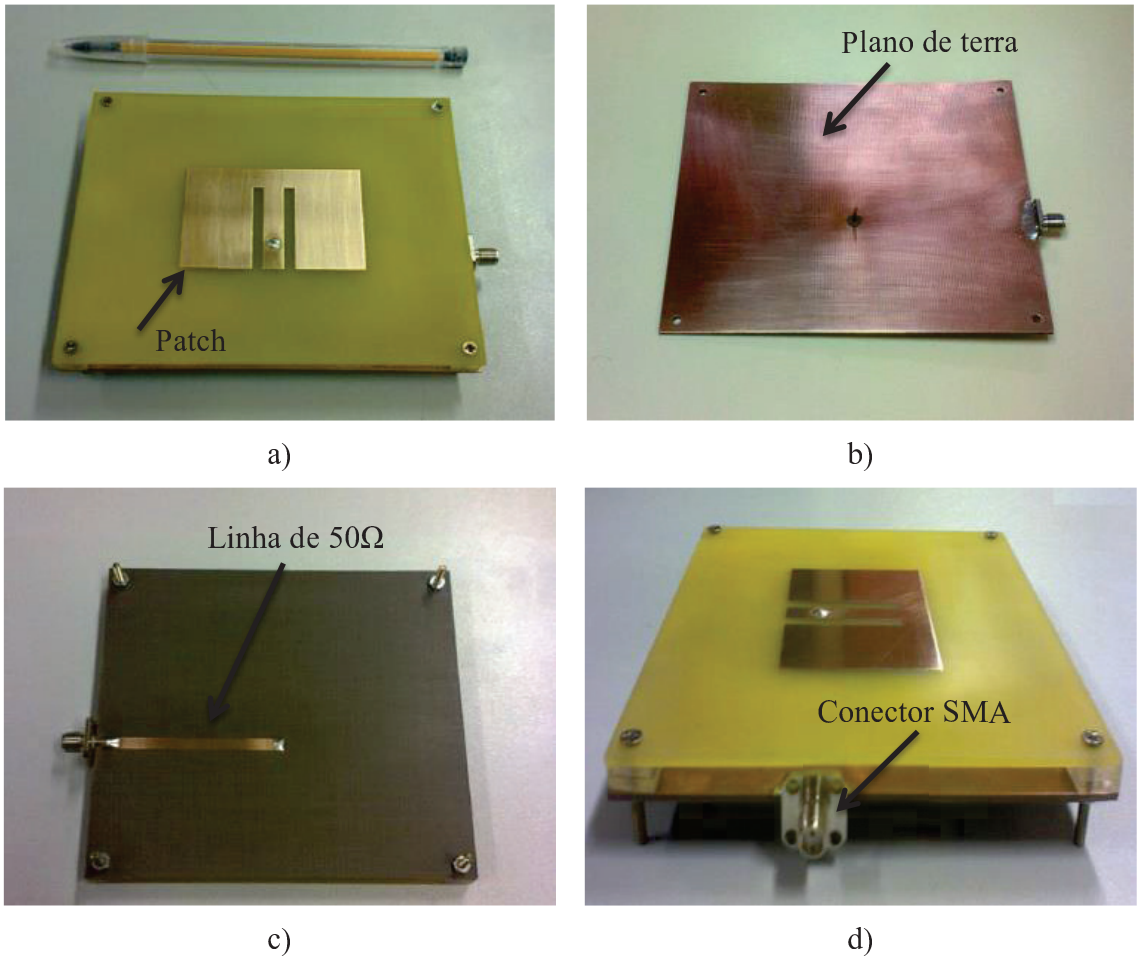


Figura 5.10 - a) Vista superior, b) Plano de terra, c) Vista inferior e d) Porta de alimentação da antena tipo *E*.

Na Figura 5.11 pode-se visualizar o resultado simulado e medido para o coeficiente de reflexão Γ na entrada da antena. A Figura 5.12 mostra as curvas na carta de Smith na faixa de 2 a 3 GHz. Analisando-se os resultados, verifica-se concordância muito boa entre simulação e experimento.

Considerando-se aceitáveis valores de coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB (representa a reflexão máxima de 10% da potência entregue à antena), a antena projetada pode operar satisfatoriamente entre 2,4 e 2,77 GHz, atendendo a faixa de frequência alocada à tecnologia 4G.

Na Figura 5.12, pode-se verificar um *loop* em torno do centro da carta de Smith, o qual é responsável pela banda de aproximadamente 377 MHz. A faixa de operação é dada pelas frequências contidas dentro do círculo tracejado, o qual representa a relação de tensão de onda estacionária (do inglês, *voltage standing wave ratio* - VSWR) menor ou igual a 2,0. Assim, as frequências contidas dentro do círculo correspondem a valores de $|\Gamma| < -10$ dB, neste caso os pontos de intersecção entre o círculo VSWR e a curva obtida são dados em 2,4 GHz e 2,77 GHz.

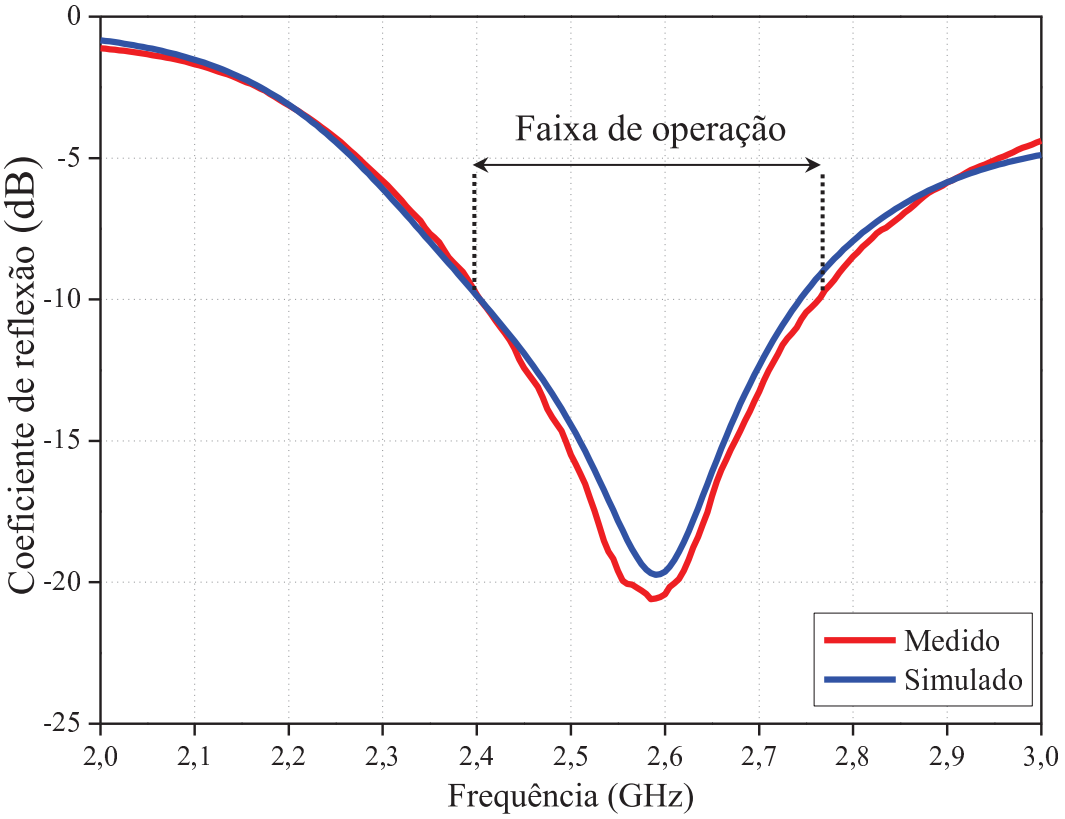


Figura 5.11 - Coeficiente de reflexão na entrada da antena em função da frequência.

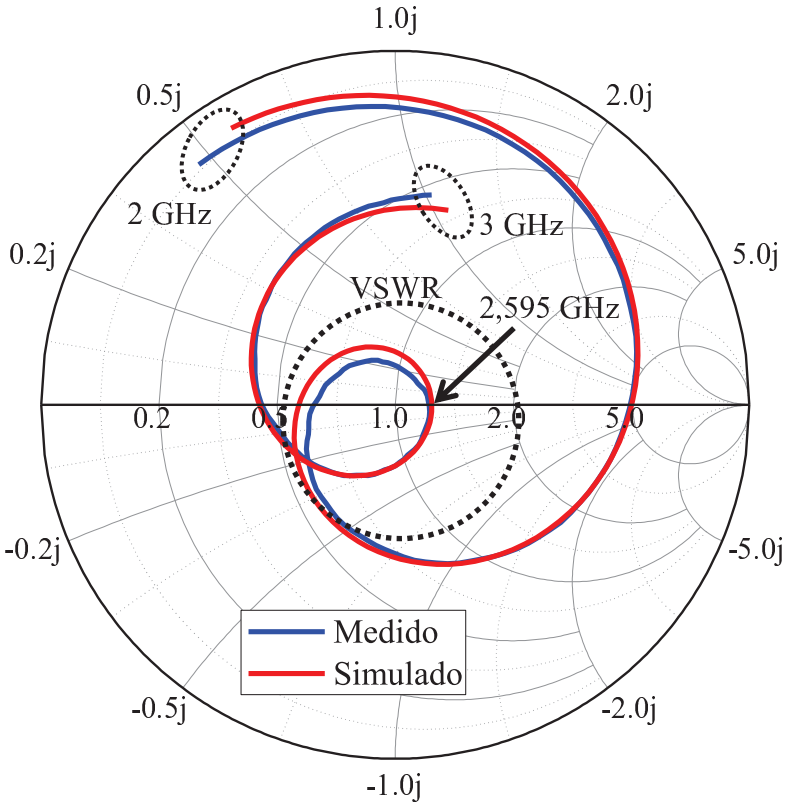


Figura 5.12 - Variação da impedância de entrada da antena tipo *E* em função da frequência.

Depois de validados os resultados relacionados à faixa de operação da antena projetada através do analisador de rede, o diagrama de irradiação da antena foi medido na câmara anecóica do Instituto de Fomento e Coordenação Industrial (IFI/DCTA), conforme pode ser visualizado na Figura 5.13.

Os diagramas de irradiação simulados e medidos no plano de elevação e azimute obtidos para a frequência central de 2,595 GHz podem ser visualizados na Figura 5.15 e na Figura 5.16, respectivamente. No plano de elevação, verifica-se uma assimetria no diagrama devido à presença das fendas paralelas introduzidas no *patch*. Tal característica facilitou o processo de síntese do diagrama da rede linear de antenas tipo *E*, pois a maior parte da energia irradiada por esta antena concentra-se abaixo da linha do horizonte (θ = 90°). No plano H, o diagrama de irradiação apresenta comportamento simétrico e um ângulo de meia potência (do inglês, *half power beam-width* - HPBW) de 60°, sendo, assim, bem adequada ao uso para construção de painéis setoriais de 60°. Pode-se verificar em ambos os diagramas uma pequena diferença na intensidade de potência na direção traseira quando é realizada a comparação entre os resultados medidos e simulados, a qual é atribuída pela presença do cabo utilizado para alimentar a antena.

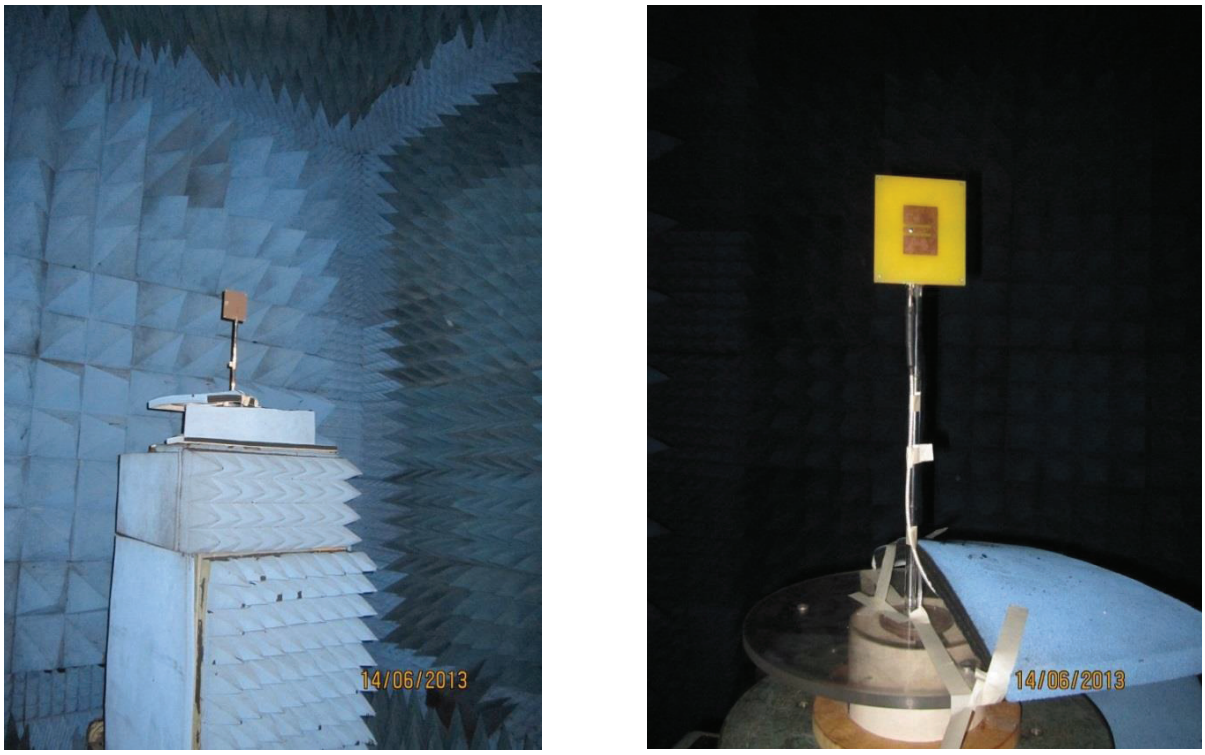


Figura 5.13 - Medição do diagrama de irradiação do elemento simples na câmara anecóica.

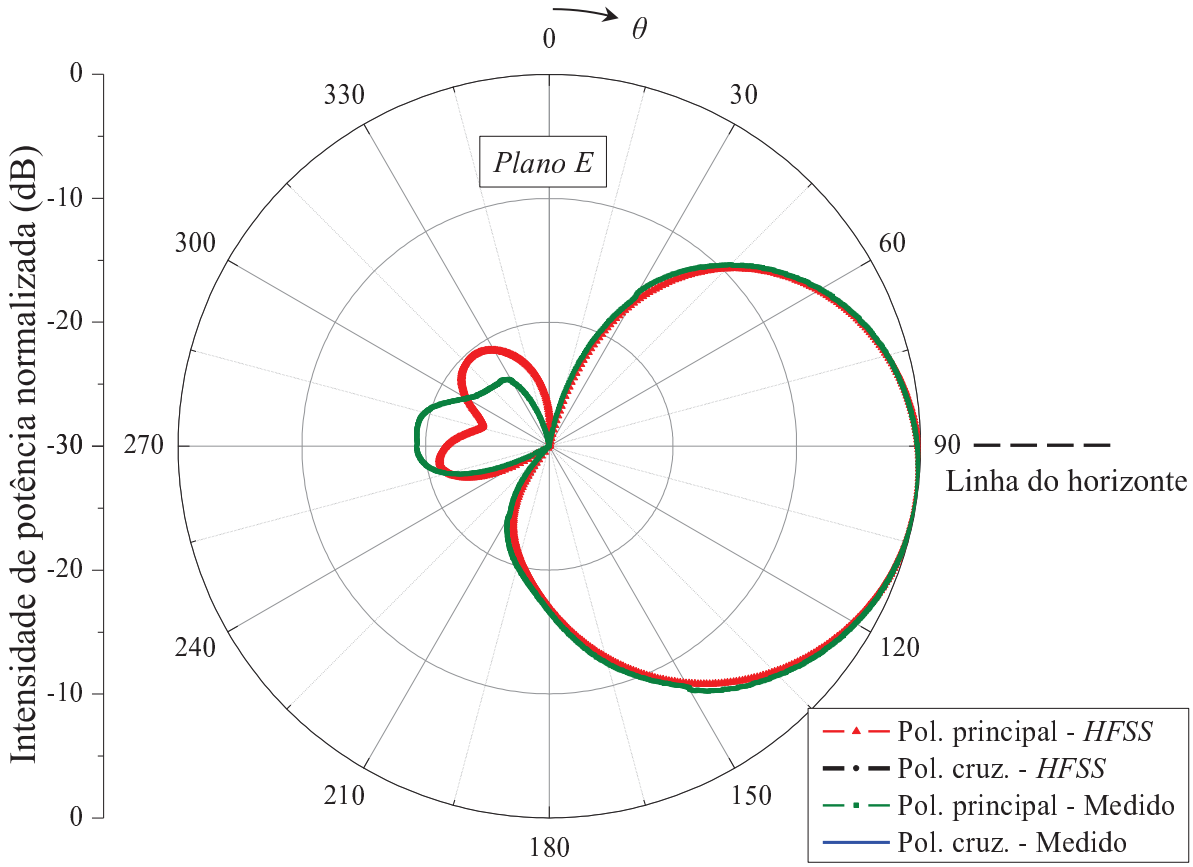


Figura 5.14 - Diagrama de irradiação no plano de elevação *yz*.

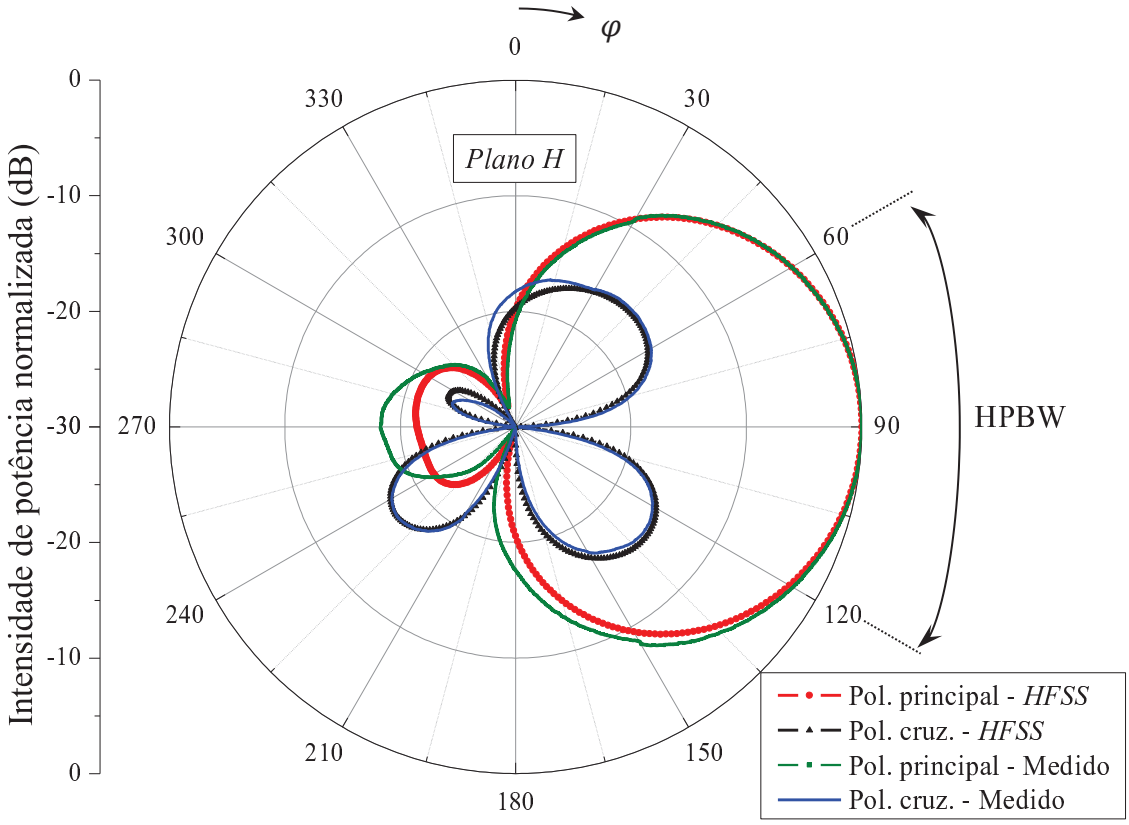


Figura 5.15 - Diagrama de irradiação no plano azimutal *xy*.

Os diagramas tridimensionais calculados com o *HFSS* podem ser visualizados na Figura 5.16 em termos das coordenadas espaciais.

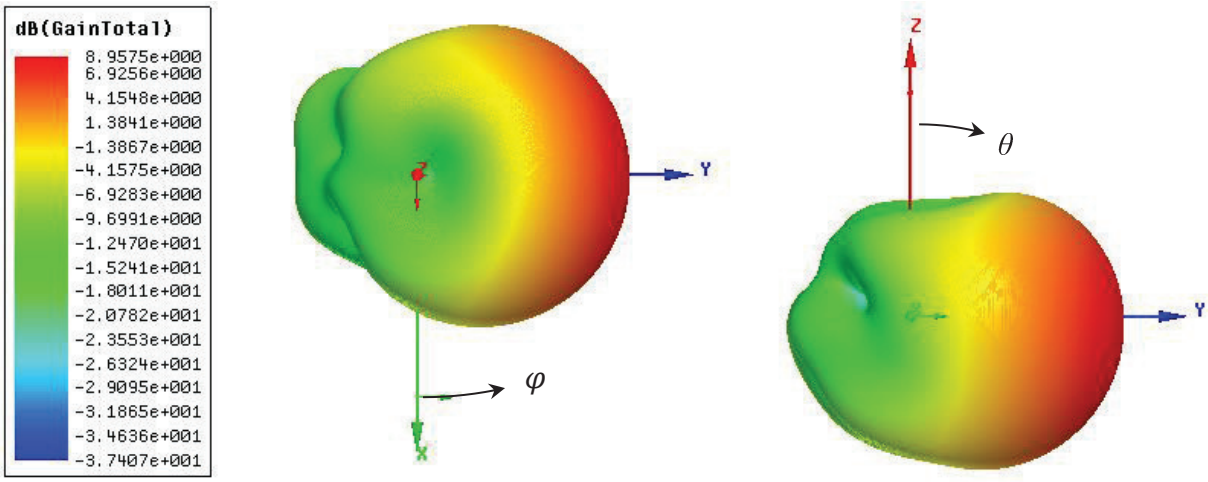


Figura 5.16 - Diagrama de irradiação 3D do elemento simples em microfita.

5.2. Redes de antenas com o elemento *E*

Os coeficientes de excitação obtidos a partir da ferramenta computacional (combinação de GA e SQP) para uma rede de antenas com 24 elementos isotrópicos foram utilizados para alimentar uma rede de antenas do tipo *E*. Pode-se verificar, a partir da Figura 5.17 que o diagrama não satisfaz mais as especificações, pois a intensidade de campo na região da cossecante ao quadrado encontra-se abaixo do nível esperado para os valores de θ próximos a 180° (direção para a base da torre de telefonia móvel). Isto ocorre devido à característica diretiva do elemento em *E* no respectivo plano.

Diferentemente de muitos trabalhos encontrados na literatura, os quais desconsideram as características de irradiação do elemento, foi realizada novamente a síntese do diagrama considerando-se o elemento em *E*. Neste caso, obteve-se resultados que atendem às especificações. Além disso, foi realizado o estudo em relação ao número de elementos necessários para reproduzir o diagrama desejado, de maneira análoga à realizada para as redes com elementos isotrópicos. Os resultados obtidos podem ser visualizados na Figura 5.18.

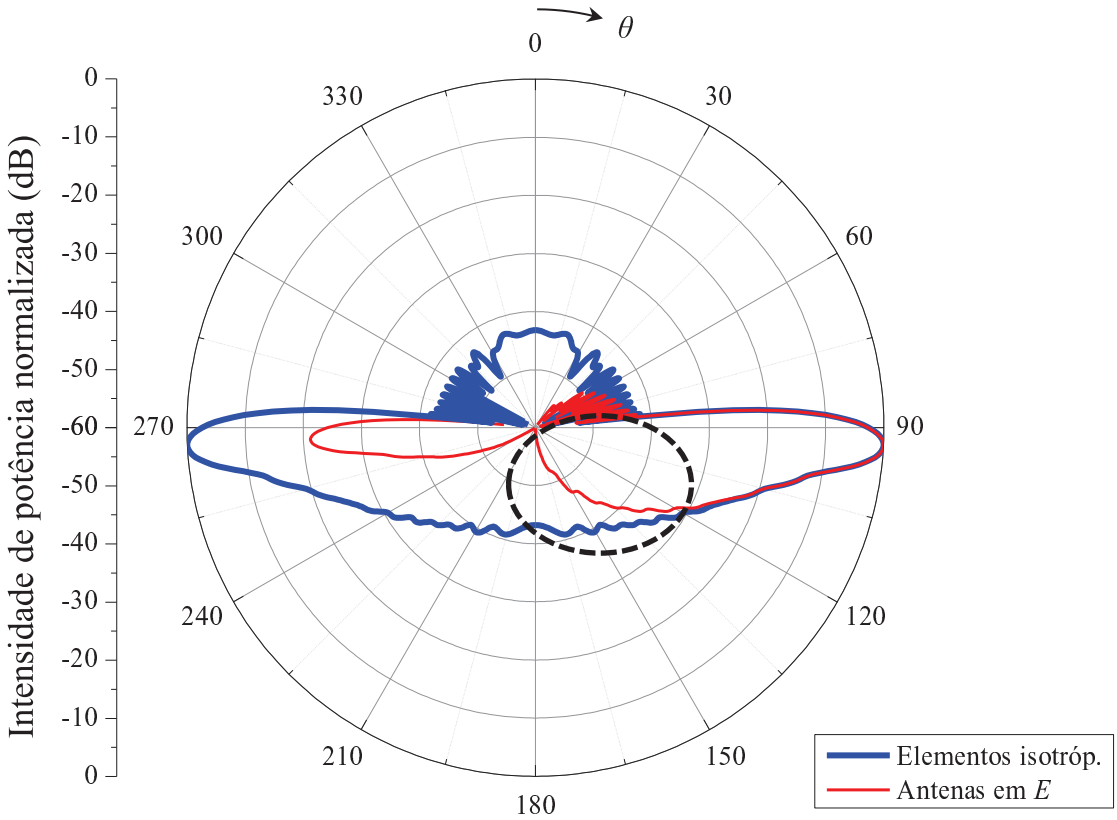


Figura 5.17 - Influência do diagrama de irradiação do elemento simples em uma rede sintetizada para elementos isotrópicos.

As redes com 10, 15 e 20 elementos tipo *E* reproduziram diagramas com *ripple* de 9,22 dB, 3,83 dB e 1,68 dB, respectivamente, na região da cossecante ao quadrado. Estes resultados estão próximos aos obtidos para as redes isotrópicas. Semelhantemente à rede de elementos isotrópicos, foram necessários 24 elementos tipo *E* para satisfazer as especificações. Uma rede com 24 elementos resultaria nas seguintes dimensões: largura = 117,22 mm e altura = 1383,97 mm. Estes valores são similares às dimensões das antenas utilizadas atualmente em ERBs. Uma análise interessante a ser realizada é quanto ao espaçamento entre os elementos da rede. Assim, foram sintetizadas redes com espaçamentos na faixa de 0,4 λ_0 - 0,7 λ_0, com passo de 0,1 λ_0. A partir dos resultados apresentados na Figura 5.19, constata-se que, à medida que o espaçamento é incrementado, ocorre uma perda do controle do diagrama na região da cossecante ao quadrado, sendo, assim, necessário o uso de um espaçamento inferior a 0,5 λ_0. Uma rede de antenas com 24 elementos do tipo *E* (ver Figura 5.20) foi simulada com o auxílio do software *HFSS*, e, posteriormente, os coeficientes de excitação sintetizados a partir da ferramenta computacional (ver a Tabela 5.3) foram inseridos no modelo a fim de validar o diagrama de irradiação sintetizado. O resultado obtido pode ser verificado na Figura 5.21.

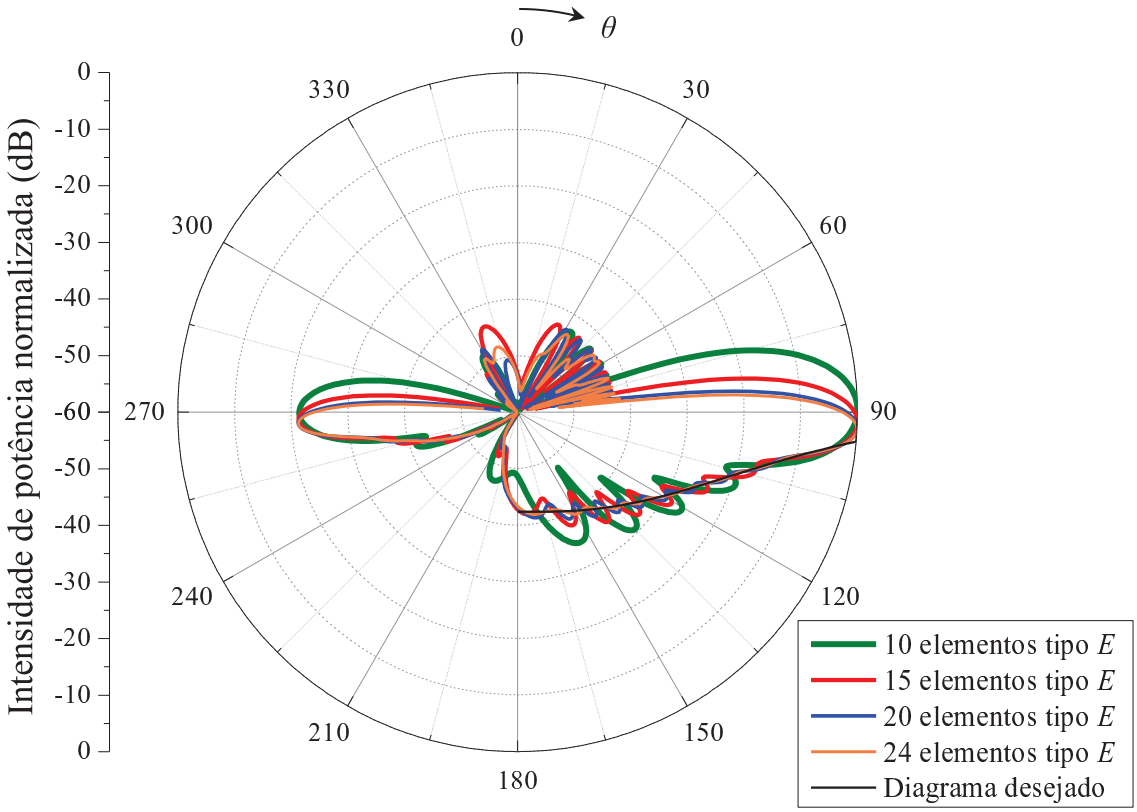


Figura 5.18 - Síntese do diagrama de irradiação para uma rede de antenas do tipo *E* para diferentes valores de *N*.

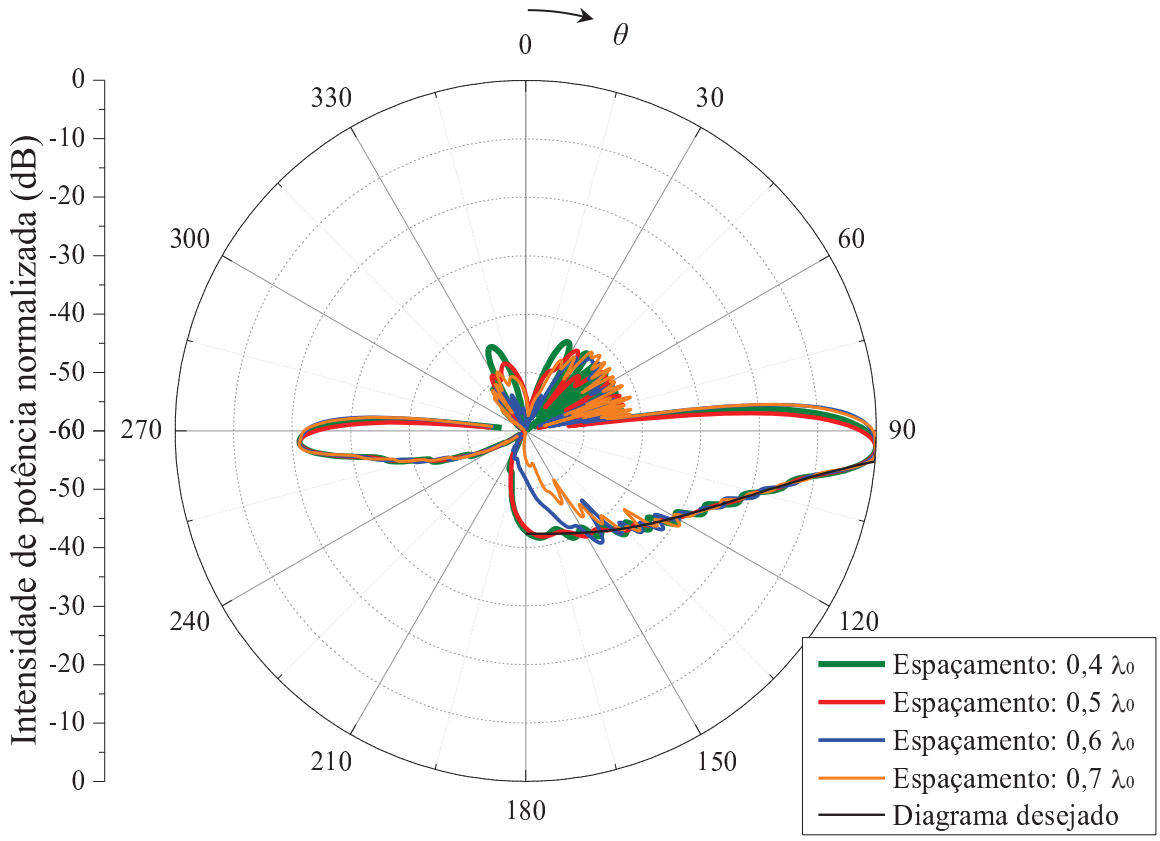


Figura 5.19 - Síntese do diagrama para diferentes espaçamentos entre os elementos da rede.

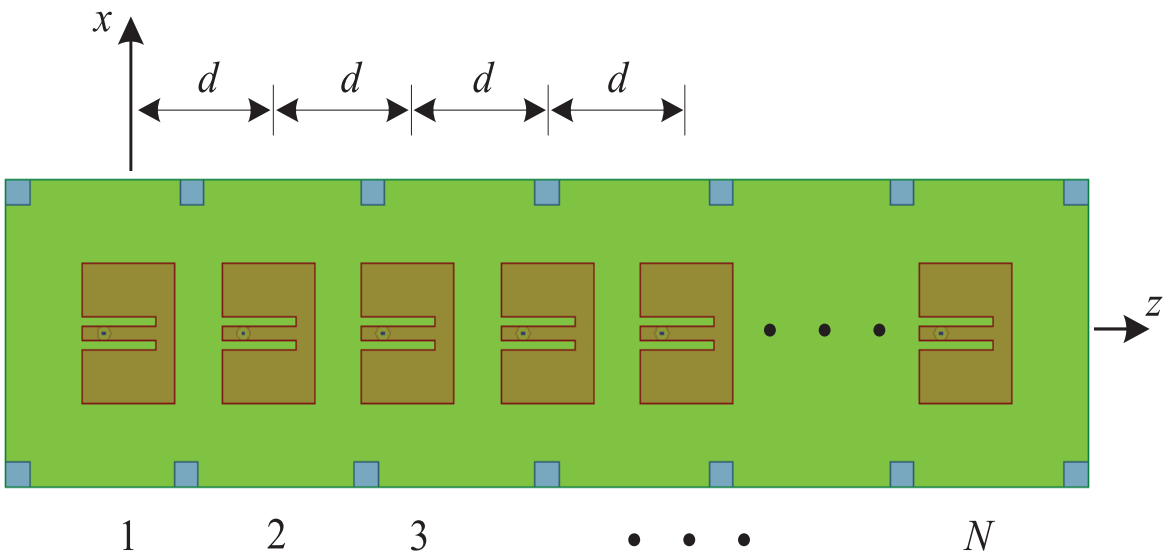


Figura 5.20 - Geometria de uma rede linear de *N* elementos em *E* no HFSS.

Analisando-se a Figura 5.21 verifica-se que o diagrama sintetizado a partir da ferramenta computacional (GA-SQP) sofreu uma alteração quando o modelo da rede no *HFSS* foi alimentado pelos coeficientes calculados. Isto ocorreu devido ao acoplamento mútuo entre os elementos, característica esta não compensada no processo de síntese, uma vez que apenas

o diagrama do elemento isolado foi levado em consideração. Além disso, outro fator presente é o efeito de borda, ocorrido devido ao truncamento do plano de terra, que contribui na modificação do formato do diagrama do elemento em *E*.

Para solucionar a distorção do diagrama, fez-se necessária a obtenção dos diagramas individuais dos elementos que compõem a rede de antenas, de forma a considerar os efeitos comentados acima. A estratégia utilizada neste trabalho para a determinação dos diagramas constituiu-se na alimentação individual dos diferentes elementos da rede com coeficiente unitário. Após realizar-se sucessivamente a excitação dos elementos, sendo em cada instante obtido um diagrama individual, obteve-se os campos dos 24 irradiadores. Os resultados são apresentados na Figura 5.22. Pode-se verificar que as respostas foram modificadas devido ao acoplamento eletromagnético entre os *patches* e também ao efeito de borda, quando estas são comparadas com a obtida no plano de elevação de um elemento isolado, mostrado na Figura 5.14.

Tabela 5.3 - Coeficientes de excitação sintetizados para uma rede de 24 elementos tipo *E*.

Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)	Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)
#1	0,02	143,8	#13	0,995	-99,4
#2	0,124	157,6	#14	0,891	-85,1
#3	0,269	170,4	#15	1	-78,6
#4	0,336	-155,6	#16	0,766	-57,7
#5	0,399	-131,6	#17	0,773	-59,9
#6	0,314	-124,5	#18	0,601	-36,6
#7	0,332	-138,2	#19	0,482	-34,6
#8	0,491	-141,1	#20	0,354	-18,5
#9	0,556	-135,1	#21	0,282	-13,9
#10	0,718	-126,5	#22	0,148	10
#11	0,847	-123,8	#23	0,116	-3,2
#12	0,907	-105,5	#24	0,043	28

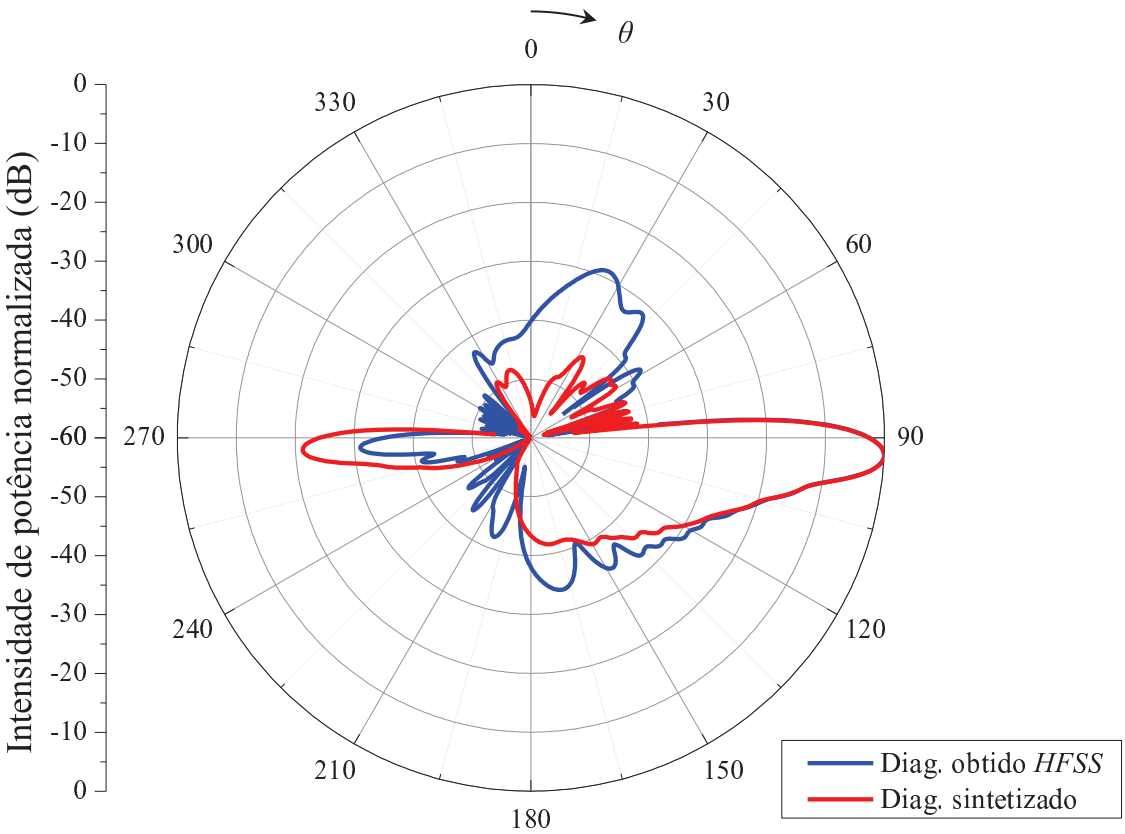


Figura 5.21 - Comparação entre o diagrama sintetizado e o obtido no *HFSS*.

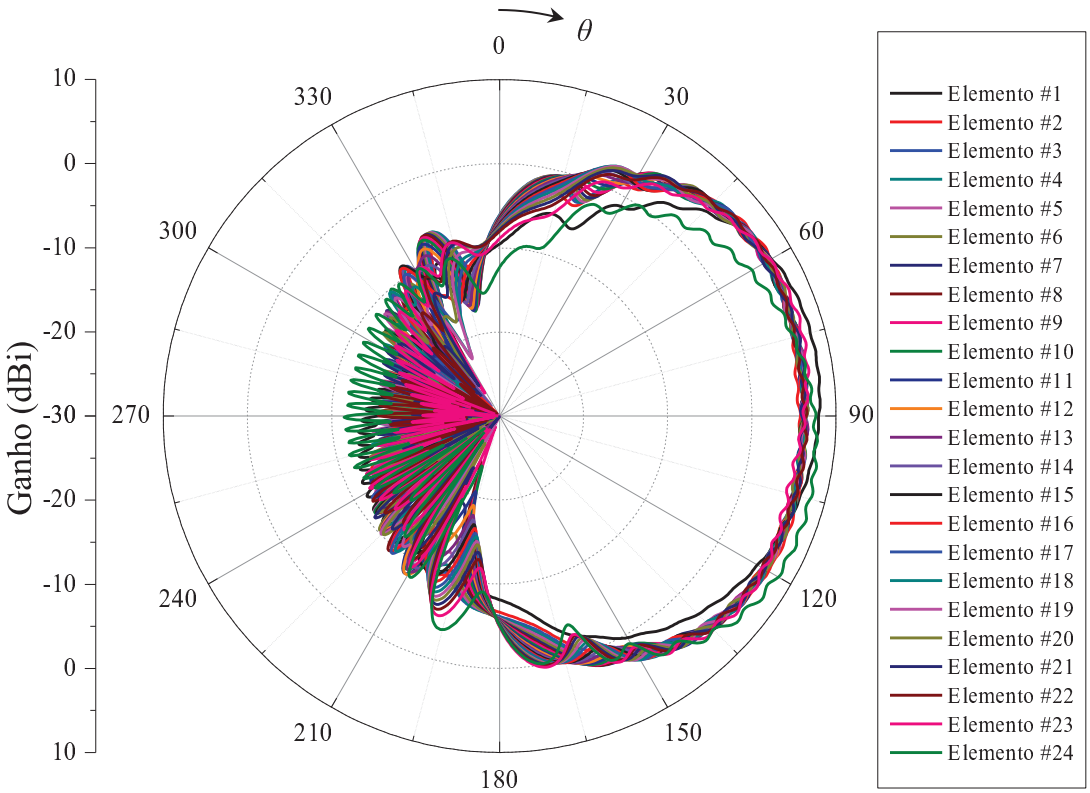


Figura 5.22 - Diagrama de irradiação individual dos 24 elementos considerando-se o acoplamento mútuo e o efeito de borda.

Utilizando-se os diagramas individuais dos elementos que compõem a rede, foi realizada novamente a síntese do diagrama proposto. As amplitudes e fases das correntes calculadas podem ser observadas na Tabela 5.4. Os coeficientes foram usados para alimentar as antenas que compõem a rede no *HFSS* e o diagrama obtido no *HFSS* é visualizado na Figura 5.23.

Tabela 5.4 - Correntes de excitação sintetizadas para uma rede de 24 elementos tipo *E* com acoplamento mútuo entre os elementos.

Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)	Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)
#1	0,069	8,48	#13	0,926	81,32
#2	0,11	12,08	#14	1	89,79
#3	0,164	20,91	#15	0,973	102,6
#4	0,222	30,2	#16	0,914	107,01
#5	0,289	30,43	#17	0,952	118,17
#6	0,398	38,65	#18	0,872	130,83
#7	0,46	47,02	#19	0,826	146,06
#8	0,548	51,86	#20	0,675	169,07
#9	0,625	54,34	#21	0,478	-165,66
#10	0,771	62,03	#22	0,249	-145,17
#11	0,796	72,39	#23	0,158	-120,08
#12	0,845	74,24	#24	0	0

Analisando-se os resultados, verifica-se que ambos os diagramas apresentam excelente concordância. Desta forma, todos os efeitos foram compensados durante o processo de síntese. O último passo de projeto visando à construção do protótipo é o projeto de um sistema alimentador para fornecer os coeficientes calculados às entradas das antenas.

Uma rede com 24 elementos resultaria em dimensões comerciais aceitáveis para painéis setoriais de 60°, porém a construção deste protótipo no laboratório da UNIPAMPA se tornaria impraticável no momento. As dimensões máximas suportadas pela prototipadora são 50 cm x 50 cm. Desta forma, como alternativa para validação da ferramenta de síntese desenvolvida, optou-se por adaptar os parâmetros da Figura 3.3 para o caso de uma ERB servindo a uma picocélula. Tal desenvolvimento será descrito na seção seguinte.

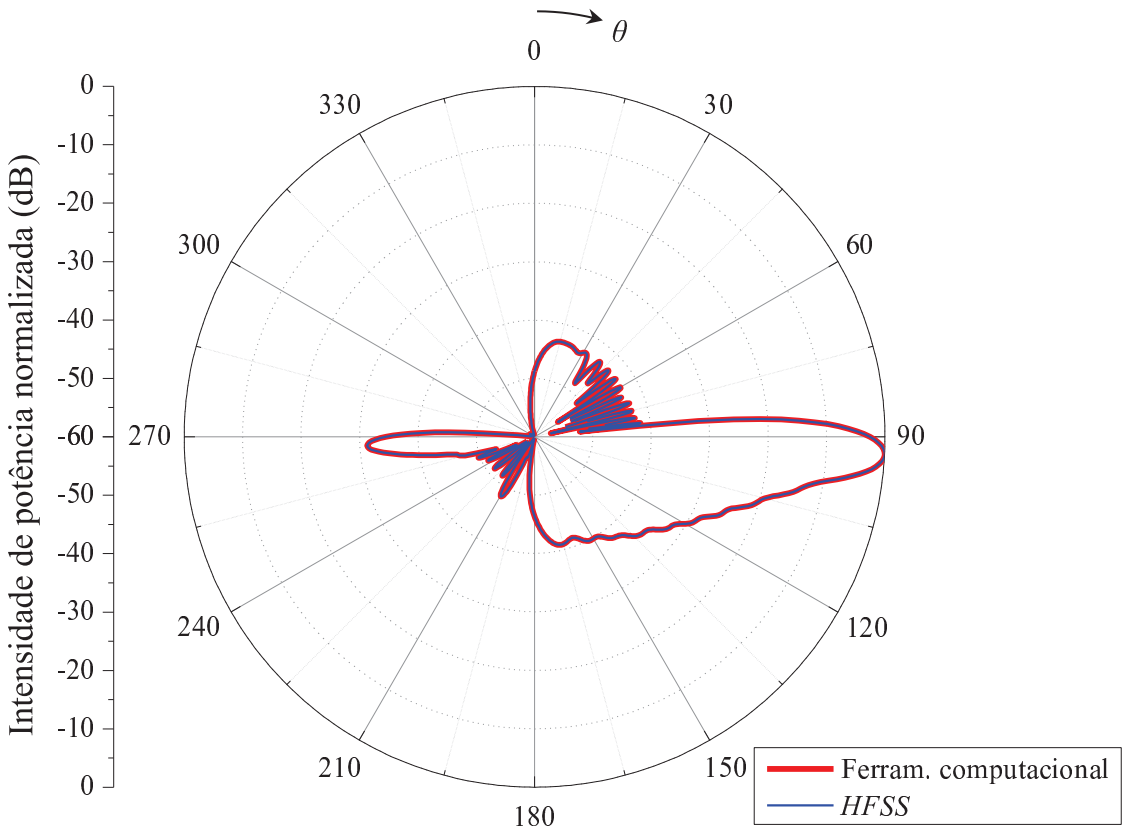


Figura 5.23 - Diagrama sintetizado e obtido pelo modelo da rede no *HFSS*.

5.3. Projeto de uma rede para picocélulas

O projeto de uma rede para picocélulas necessita da alteração dos parâmetros do diagrama especificado. Neste caso, o máximo do diagrama deverá apontar para θ_c= 98°, facilitando o processo de síntese para a obtenção de uma rede que satisfaça às restrições de projeto. A região dos lóbulos secundários é definida entre [0°, 84°] com amplitude 23 dB abaixo do máximo do diagrama. O ângulo de normalização do diagrama foi definido em θ_n= 108°. Sabendo-se as especificações do diagrama e a compensação de todos os efeitos observados no projeto de uma rede de antenas em tecnologia de microfita, sintetizou-se uma rede com 8 elementos (número determinado pela máxima dimensão suportada pela prototipadora). Realizando-se o cálculo dos coeficientes de excitação através da ferramenta computacional, constatou-se que a corrente no oitavo elemento era praticamente zero, o que corresponderia, neste caso, a conectar a antena a uma carga casada. Desta forma, optou-se pelo projeto de uma rede com 7 elementos. Inicialmente, os diagramas individuais dos elementos da rede foram calculados no *HFSS*, de forma a considerá-los no processo de síntese. Os diagramas obtidos podem ser visualizados na Figura 5.24 na forma polar, e os diagramas tridimensionais destes elementos podem ser visualizados na Figura 5.25.

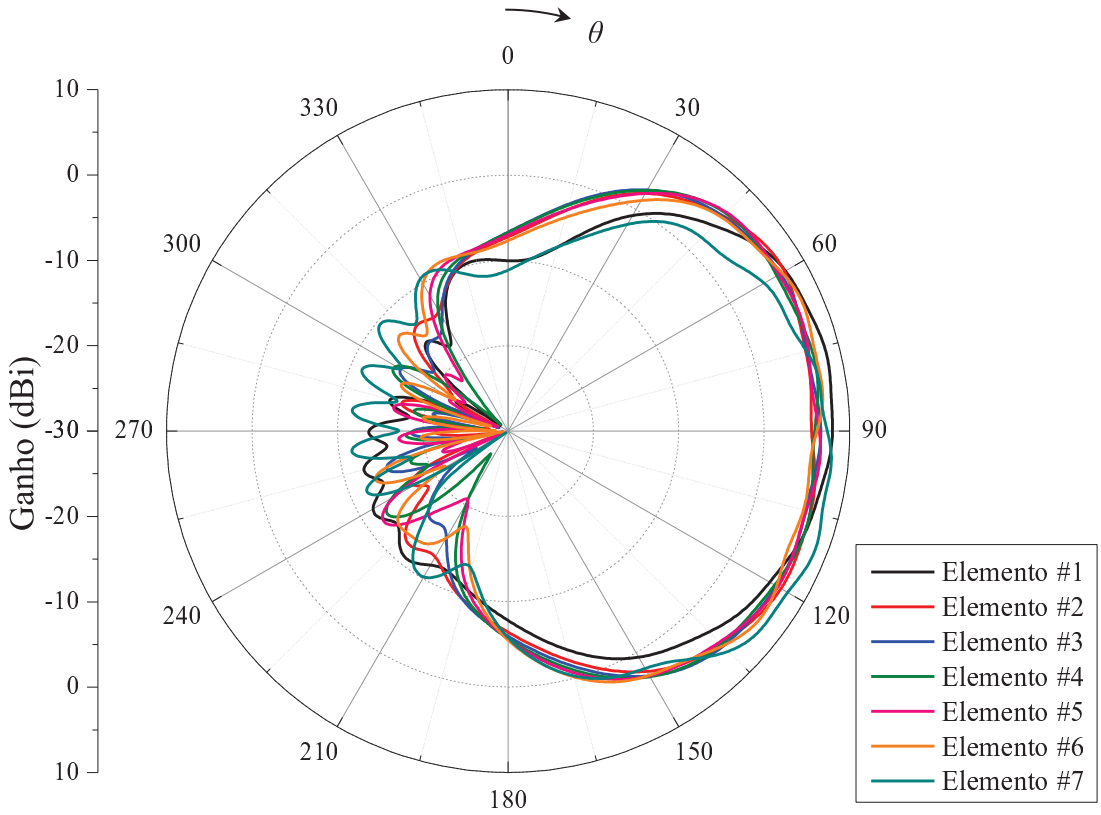
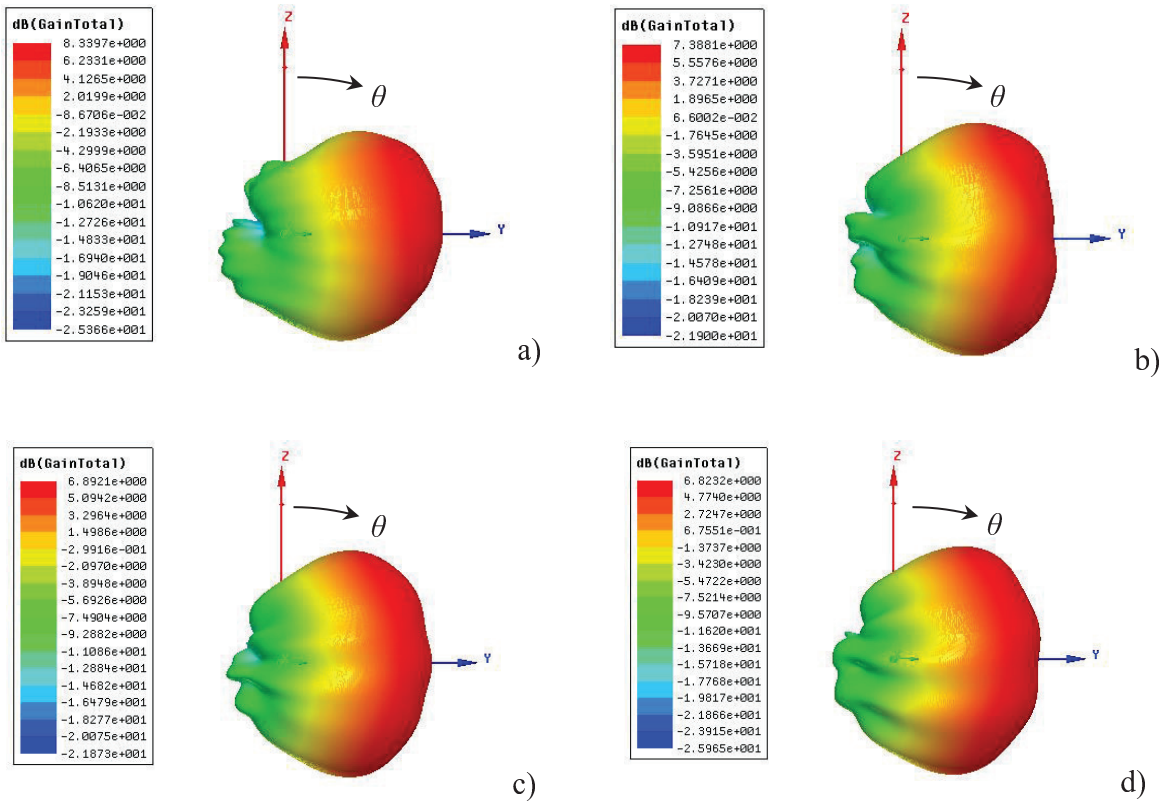


Figura 5.24 - Diagramas de irradiação individuais dos 7 elementos considerando o acoplamento entre os elementos da rede e o efeito de borda.



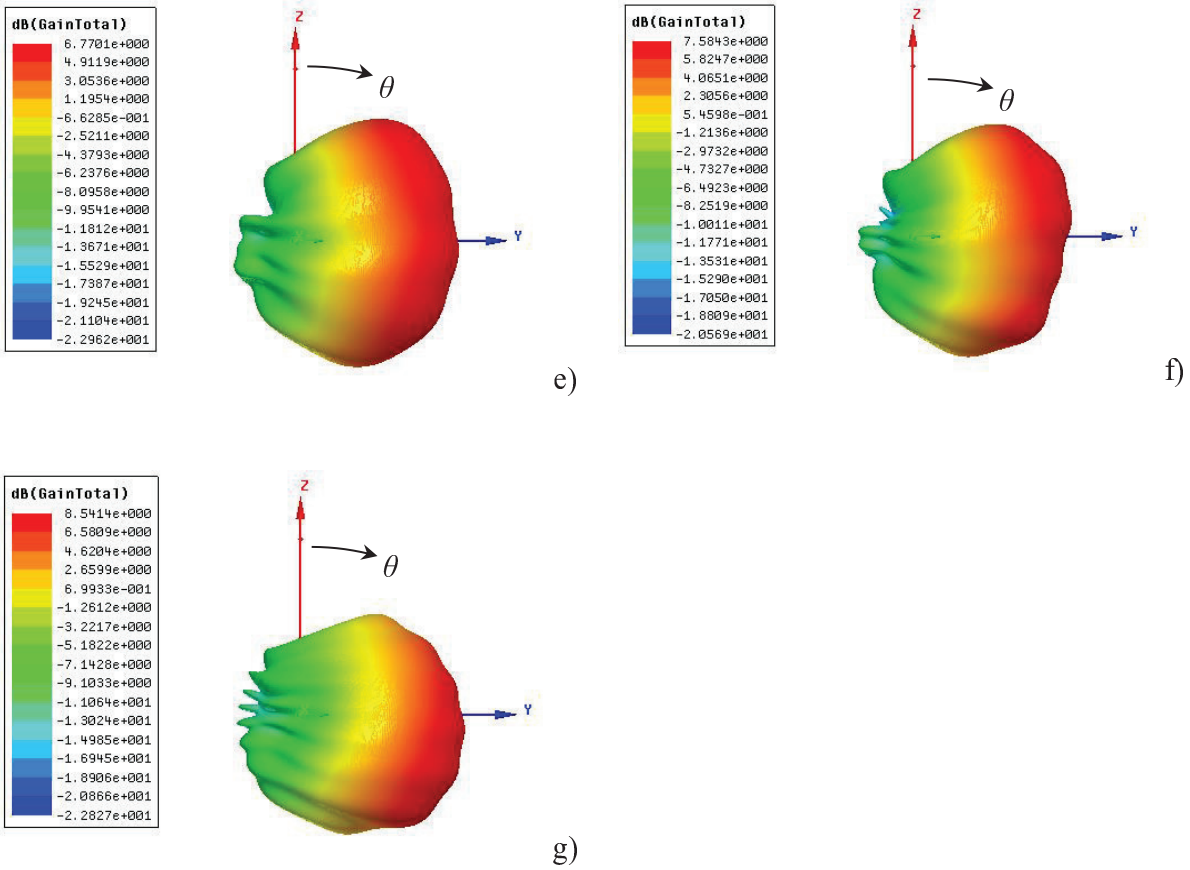


Figura 5.25 - Diagramas de irradiação individuais 3D dos elementos da rede.

Depois de obtidos os diagramas individuais, sintetizou-se o diagrama especificado. Como o GA é um algoritmo não determinístico, então podem existir *n* soluções para um problema. A SQP apenas realiza um refinamento da solução e para isto depende da solução encontrada pelo GA.

Para exemplificar este fato, a ferramenta foi executada 5 vezes para sintetizar o diagrama desejado. O resultado foi a obtenção de cinco conjuntos de coeficientes que satisfazem as especificações. Pode-se verificar na Figura 5.26 os cinco diagramas resultantes, os quais apresentam características praticamente iguais na região da cossecante ao quadrado, diferenciando-se apenas na região dos lóbulos secundários. Os coeficientes calculados para cada diagrama estão listados na Tabela 5.5, Tabela 5.6, Tabela 5.7, Tabela 5.8 e Tabela 5.9.

Analisando-se os coeficientes calculados, optou-se pelos coeficientes contidos na Tabela 5.6, pois apresentam menores diferenças entre as amplitudes das correntes que alimentam as antenas adjacentes. Isto facilita o projeto do sistema alimentador, cuja divisão será executada a partir de divisores do tipo T. No projeto dos divisores, devem-se avaliar as relações de correntes, pois relações maiores que 1:2 implicam em linhas de transmissão de

larguras desproporcionais. Elevadas impedâncias resultam em linhas estreitas, inadequadas para fabricação, enquanto que baixas impedâncias resultam em linhas largas, que acabam irradiando considerável energia para o espaço. Esta é a principal motivação para a escolha dos conjuntos de coeficientes listas na Tabela 5.6.

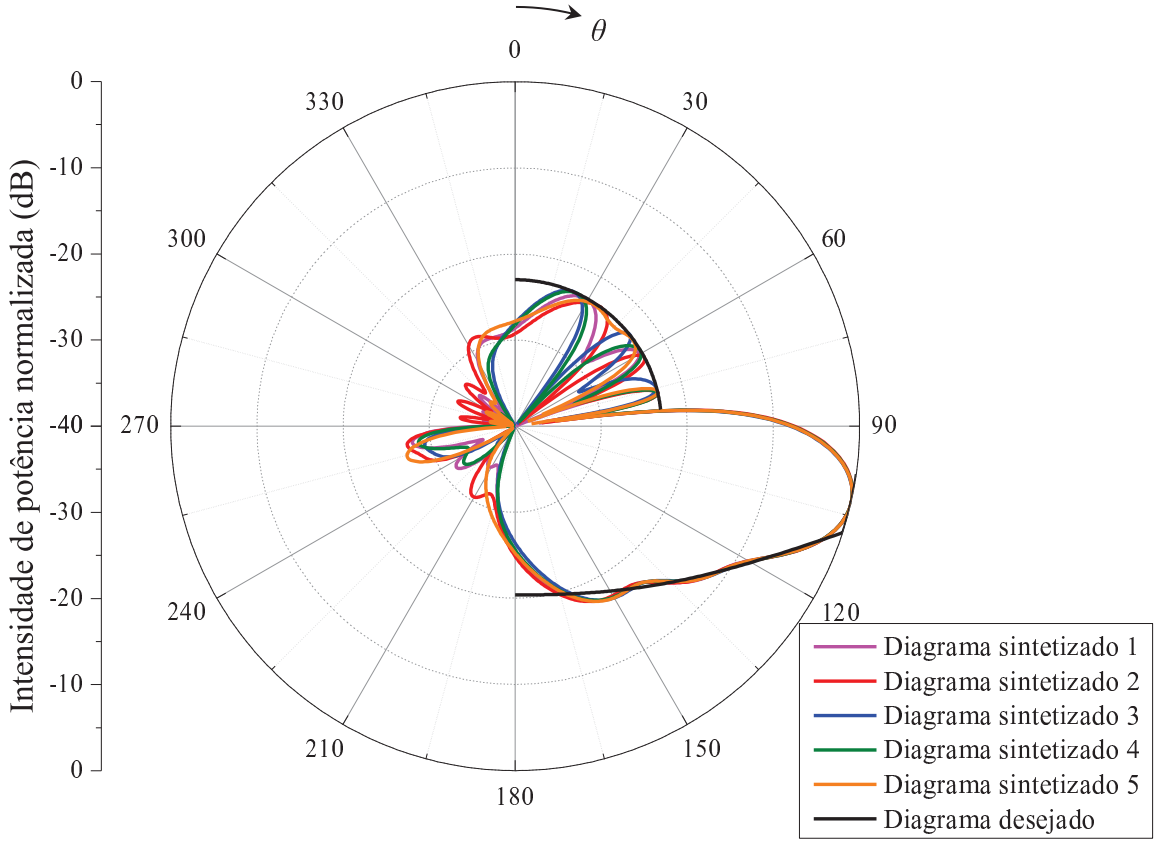


Figura 5.26 - Diagrama de irradiação para as 5 soluções obtidas com a ferramenta computacional.

Tabela 5.5 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 1.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,199	-40,63	#5	0,854	149,23
#2	0,591	-1,613	#6	0,265	165,46
#3	0,771	44,04	#7	0,502	-175,92
#4	1	88,95			

Tabela 5.6 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 2.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,187	1,55	#5	0,816	119,09
#2	0,368	20,46	#6	0,997	148,31
#3	0,496	47,81	#7	1	-143,58
#4	0,842	78,97			

Tabela 5.7 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 3.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,323	-123,34	#5	0,73	79,79
#2	1	-51,31	#6	0,414	123,26
#3	0,99	12,68	#7	0,37	124,6
#4	0,748	41,9			

Tabela 5.8 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 4.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,185	-98,18	#5	1	53,52
#2	0,467	-46,98	#6	0,682	100,33
#3	0,313	-23,66	#7	0,575	138,51
#4	0,824	-7,27			

5.4. Projeto do sistema alimentador

O projeto do alimentador foi realizado fazendo-se uso de dois simuladores comerciais, *Designer* (ANSYS, 2013) e *HFSS*. Alimentando-se as antenas da rede com os coeficientes escolhidos, obteve-se as impedâncias de entrada das antenas a partir do *HFSS* (corresponde aos parâmetros *Z* ativos, do inglês *active Z parameter*). As impedâncias ativas são

apresentadas na Tabela 5.10. Vale salientar que os valores listados englobam a impedância própria e a impedância mútua entre os elementos da rede.

Tabela 5.9 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 5.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,258	-162,3	#5	0,689	-46,134
#2	0,366	-137,88	#6	1	5,96
#3	0,539	-115,73	#7	0,582	72,83
#4	0,781	-69,99			

Tabela 5.10 - Impedâncias de entrada ativas dos sete elementos da rede.

Elemento	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7
Impedâncias (Z_{in})	24,65 + j11,42	30,67 + j11,82	22,08 + j11,97	34,64 + j6,3	25,9 + j17,74	28,77 - j2,7	59,81 + j3,08

A partir da Figura 5.27.a), pode-se verificar a posição em que foram determinadas as impedâncias de entrada (Z_{in}) de cada antena da rede a partir do *HFSS,* denotado por Z_{in_i}. Neste projeto, a *i*-ésima antena é conectada a uma linha de impedância característica (Z_0) de 50 Ω e comprimento guiado $\lambda_g/8$ do alimentador através de uma via. A impedância de entrada de cada antena, Z_{in_i}, apresentadas na Tabela 5.10, é determinada na porta de alimentação, denominada *lumped port*, que é posicionada na entrada da linha de comprimento $\lambda_g/8$. A partir das impedâncias de entrada, foram inseridas linhas com impedância característica de 50 Ω e de comprimento L_i, sendo *i* a linha pertencente à *i*-antena. Como consequência, tem-se o deslocamento da impedância de entrada sobre o círculo de VSWR constante na carta de Smith até o eixo real, resultando em uma impedância puramente resistiva, o que permite o casamento de impedância entre as antenas e o sistema alimentador com o uso de transformadores de $\lambda_g/4$.

Considerando-se a Figura 5.27.b), pode-se visualizar uma impedância normalizada $\bar{Z}_{in_i}$, que é representada por um ponto vermelho na carta de Smith. Deslocando-se este ponto no sentido do gerador por uma distância de $l_i\lambda_g$ ou $l_i\lambda_g + \lambda_g/4$ sobre o círculo de VSWR

constante, pode-se obter uma impedância puramente real, indicada através de pontos azuis. Esta impedância é descrita na Figura 5.27.a) por R_i.

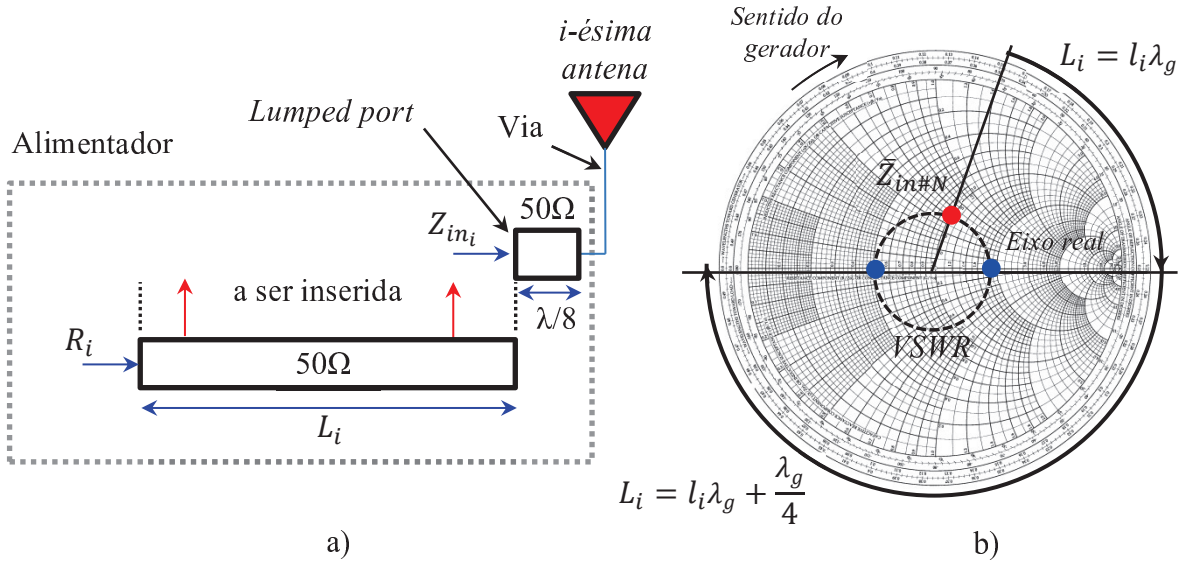


Figura 5.27 - Casamento de impedância das antenas com o sistema alimentador. a) Vista inferior do alimentador; b) Carta de Smith.

Aplicando-se o procedimento descrito anteriormente, obtiveram-se a partir do software *Designer* os comprimentos das linhas e as resistências de entrada para as sete antenas, conforme apresentadas na Tabela 5.11.

Tabela 5.11 - Valores utilizados para a obtenção de impedância puramente reais.

Elemento	Resistência R_i (Ω)	Comprimento médio (L_i) (mm)
#1	26,6	33,013
#2	91,2	15,259
#3	23,7	32,963
#4	77,5	16,3
#5	109,5	13,756
#6	27,2	2
#7	60,5	34,213

Na Figura 5.28, pode-se visualizar o esquemático resultante da obtenção das resistências após a inserção de linhas de 50 Ω e dos comprimentos descritos na Tabela 5.11.

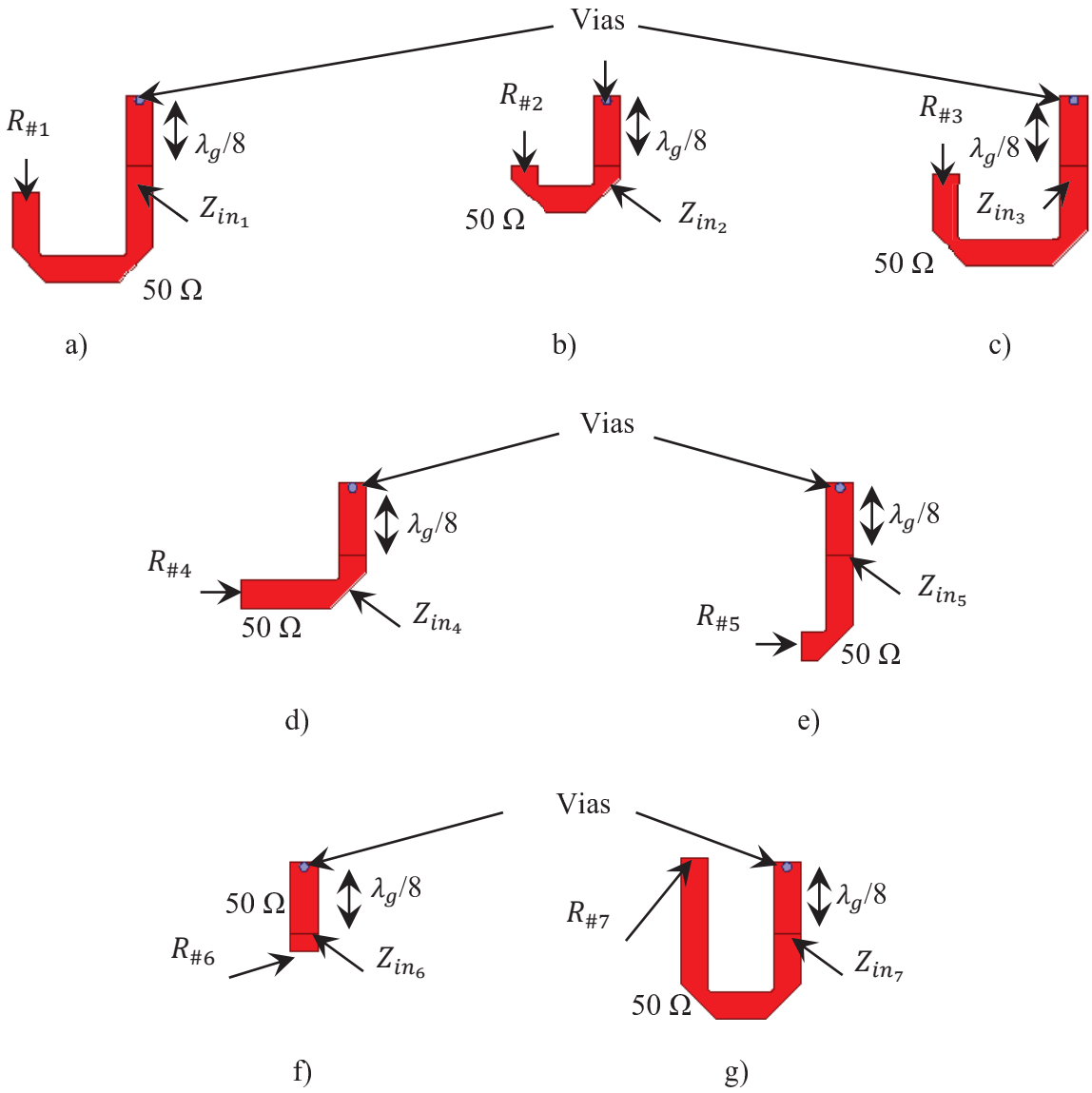


Figura 5.28 - Transformação da impedâncias de entrada complexas para valores puramente reais. a) Elemento 1; b) Elemento 2; c) Elemento 3; d) Elemento 4; e) Elemento 5; f) Elemento 6; g) Elemento 7.

A partir dos pontos com impedâncias puramente reais, foram inseridas linhas com as respectivas impedâncias características, a fim de realizar as interconexões do alimentador. Observando-se estas impedâncias, denominadas de R_i, verifica-se que alguns valores, tais como para as antenas #1, #3 e #6, as resistências apresentam valores muito baixos, o que resulta em linhas muito largas. Já para a antena #5, a resistência apresenta um valor muito elevado, que corresponde, neste caso, em uma linha muito estreita (menor que 1 mm), tornando sua construção impraticável. Desta forma, para corrigir os problemas devido às

elevadas e baixas resistências, foram adicionados transformadores de $\lambda_g/4$ para os casos citados.

As impedâncias características dos transformadores de $\lambda_g/4$, definidas como $Z_{\lambda_g/4}$, são calculadas por (POZAR, 1997),

$$Z_{\lambda_g/4} = \sqrt{Z_{in}\, Z_{out}} \tag{5.1}$$

em que Z_{in} e Z_{out} são as impedâncias de entrada e de saída do transformador.

Após a inserção dos transformadores de $\lambda_g/4$ no projeto, foram realizados os ajustes de fases com a inclusão de trechos de linha, de forma a realizar a compensação das saídas que não possuem transformadores. Além disso, deve-se inserir as defasagens das correntes calculadas a partir da ferramenta computacional, conforme indicadas na Tabela 5.6.

O valor das impedâncias após os transformadores de $\lambda_g/4$ foram definidos a partir das relações de potências nos divisores tipo T, conforme ilustrado na Figura 5.29. Matematicamente,

$$P_{in} = P_{out1} + P_{out2} \tag{5.2}$$

em que P_{in} é a potência de entrada do divisor, e P_{out1} e P_{out2} são as potências de saída do divisor.

A potência eficaz de entrada é determinada como

$$P_{in} = \frac{1}{2}\frac{{V_p}^2}{Z_{in}} \tag{5.3}$$

em que V_p a tensão de pico na junção e Z_{in} é a impedância de entrada do divisor, conforme ilustrado na Figura 5.29.

As potências de saídas são dadas por,

$$P_{out1} = \frac{1}{2}\frac{{V_p}^2}{Z_{out1}} \tag{5.4}$$

$$P_{out2} = \frac{1}{2}\frac{{V_p}^2}{Z_{out2}} \tag{5.5}$$

sendo Z_{out1} e Z_{out2} as impedâncias de saída do divisor.

Substituindo-se as potências de saída e de entrada em (5.2), e simplificando-se a expressão, obtém-se

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_{out1}} + \frac{1}{Z_{out2}} \tag{5.6}$$

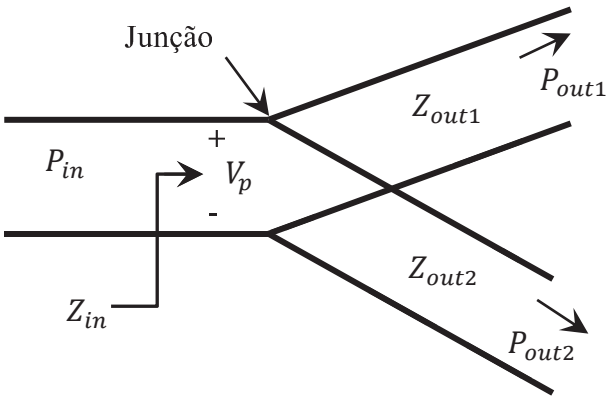


Figura 5.29 - Topologia de um divisor T com duas saídas.

Em geral, nas junções do divisor T, existem modos evanescentes de ordem superior, que produzem efeitos que podem ser modelados a partir de uma susceptância B em paralelo com as saídas, conforme ilustrado na Figura 5.30. A susceptância pode ser contornada a partir de métodos de casamento de impedância, tais como: tôco simples, duplo, ou simplesmente a partir de um ajuste no comprimento do transformador $\lambda_g/4$. Neste trabalho, foram usados transformadores nas entradas dos divisores de forma a anular esta susceptância e transformar Z_{in} em um valor adequado. A partir dos conceitos vistos, foi realizado o projeto dos divisores de forma a fornecer as potências para as antenas que compõem a rede. Durante as simulações no *HFSS*, as potências entregues para cada antena foram calculadas através da integração do vetor de Poynting em planos localizados na entrada dos trechos de $\lambda_g/8$, conforme visualizado na Figura 5.31. O procedimento adotado para configuração deste método de cálculo da potência é documentado no Anexo I.

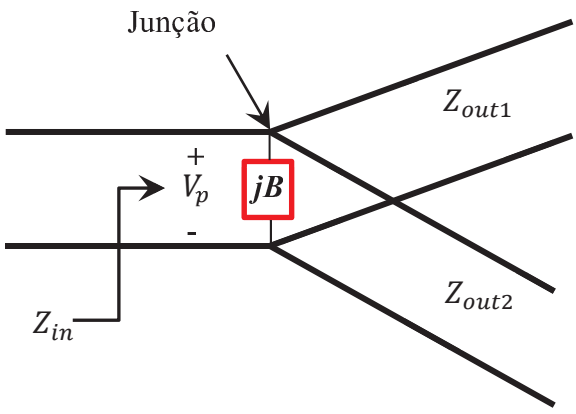


Figura 5.30 - Efeito observado em divisores do tipo T.

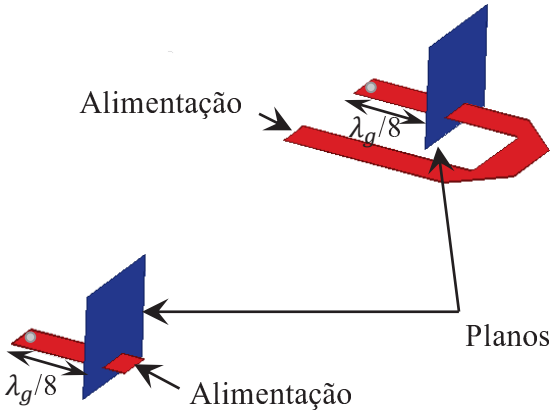


Figura 5.31 - Inserção de planos para a estimação de potência entregue às antenas pelo método da integração do vetor de Poynting.

Neste estágio do desenvolvimento do divisor, as potências calculadas a partir da técnica dos planos podem ser visualizadas na Tabela 5.12.

Tabela 5.12 - Potência de entrada determinadas a partir de planos.

Elemento	Potência (W)	Elemento	Potência (W)
#1	0,032	#5	0,574
#2	0,126	#6	0,927
#3	0,205	#7	1
#4	0,686		

A partir destes valores, foram projetados os primeiros divisores, de forma a resultar em relações de potência entre as saídas de, no máximo, 1:4. Com base neste critério, foram projetados divisores entre os elementos da rede, conforme ilustrado na Figura 5.32.

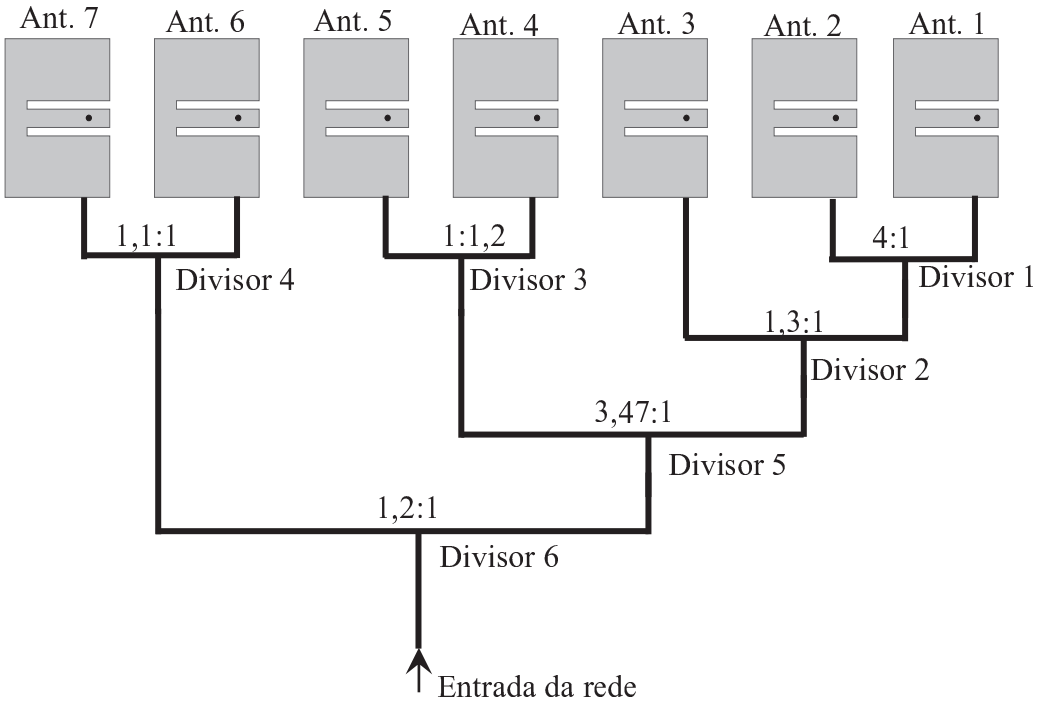


Figura 5.32 - Esquemático dos divisores de potência que compõem o sistema alimentador.

O projeto do sistema alimentador foi realizado separadamente da rede de antenas, permitindo, assim, a realização da simulação em um menor tempo computacional do que se fosse considerada toda a estrutura. No ponto de conexão da linha de comprimento $\lambda_g/8$, foram inseridas *lumped ports*, de forma a sintetizar as impedâncias de entrada de cada antena artificialmente, conforme listado na Tabela 5.10. A partir deste ponto, realizou-se o casamento de impedância entre a *lumped port* e o sistema alimentador. Depois de validado o sistema alimentador, foram removidas as *lumped ports* e inserido a rede de antenas, vias e as seções de $\lambda_g/8$, conforme visualizado na Figura 5.31.

A partir desta definição, foi dado início ao projeto do divisor que alimenta diretamente as antenas 1 e 2, conforme é apresentada na Figura 5.33. Analisando-se a Figura 5.33, pode-se verificar o uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância de 46 Ω para elevar a impedância de 26,6 Ω (valor obtido após a inserção de uma linha de comprimento L_1) para 80 Ω. Em seguida, foi adicionada uma linha de 80 Ω para conectar a antena ao divisor 1. Já para a antena #2, foi obtido um valor de 91 Ω após a inserção da linha de comprimento L_2.

Aplicando-se as relações de impedância na saída do divisor em função dos níveis de potência de saída desejados, conforme a Tabela 5.12, chegou-se à necessidade do uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância característica de 42 Ω na saída do divisor para a antena #2, de forma a levar a impedância de 91 Ω para um valor de 19 Ω.

A impedância de entrada resultante é dada pela associação paralela das duas saídas, denotado por $Z_{out1} || Z_{out2}$, que, no caso, corresponde a 13 Ω. Constatou-se que a junção adicionou uma reatância, conforme previsto pelo modelo apresentado na Figura 5.30. De forma a corrigir a baixa resistência e a compensar essa reatância, foi adicionado um transformador de 35 Ω e comprimento menor que $\lambda_g/4$ na entrada do divisor, resultando em uma impedância de entrada de 84 Ω.

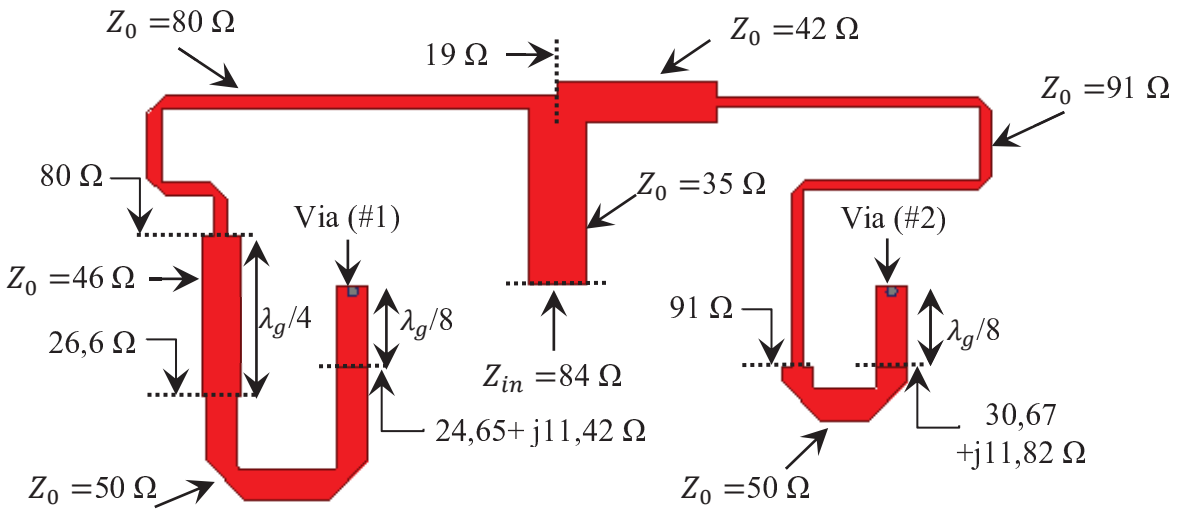


Figura 5.33 - Divisor 1: divisão de potência entre as antenas #1 e #2.

O próximo passo foi realizar a combinação das antenas #1 e #2 com a antena #3, o que resultou no circuito apresentado na Figura 5.34. Pode-se verificar que uma das saídas do divisor 2 é conectada à entrada do divisor 1, enquanto que a segunda saída alimenta a antena #3. Foi usado um transformador $\lambda_g/4$ com impedância de 37 Ω para elevar a impedância de 23,7 Ω (valor obtido a partir da inserção da linha de comprimento L_3) para uma impedância de 58 Ω. Uma linha de 84 Ω foi empregada para conectar a entrada do divisor 1 à saída do divisor 2.

Aplicando-se as relações de impedância para a obtenção das potências necessárias nas entradas de cada antena, conforme a Tabela 5.12, houve a necessidade do uso de um transformador de 56,5 Ω para reduzir a impedância de 58 Ω para 55 Ω. A impedância resultante do paralelo de 84 Ω com 55 Ω corresponde a 33,23 Ω. Desta forma, fez-se

necessário o uso de um transformador de 45 Ω na entrada do divisor para elevar a impedância de entrada para 60 Ω.

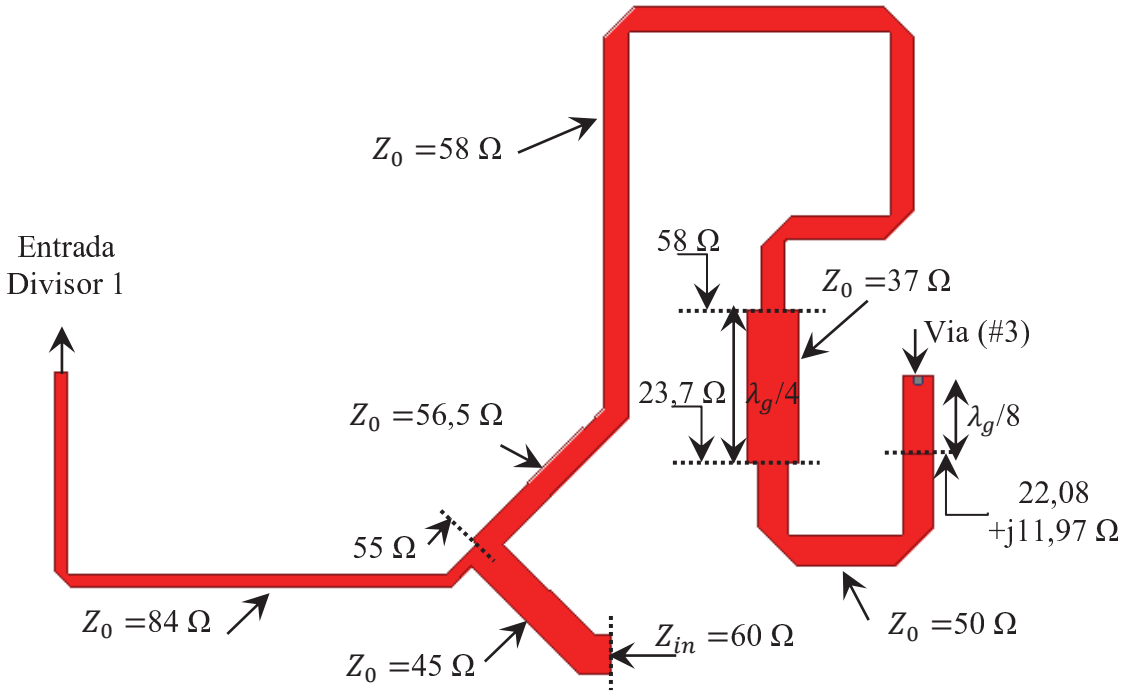


Figura 5.34 - Divisor 2: divisão de potência entre a antena #3 e divisor 1.

Em seguida foi projetado o divisor para alimentar as antenas #4 e #5, sendo a geometria apresentada na Figura 5.35. Analisando-se a Figura 5.35, pode-se verificar o uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância de 88 Ω, o qual foi adicionado no braço da saída #5 com o intuito de rebaixar a impedância de 109,5 Ω (valor obtido após a inserção de uma linha de comprimento L_5) para 71 Ω, sendo, em seguida, adicionada uma linha de 71 Ω para conectar a antena ao divisor 3. Já para a antena #4, foi obtido um valor de 77,5 Ω após a inserção da linha de comprimento L_4.

Aplicando-se as relações de impedância na saída do divisor em função dos níveis de potência de saída desejadas, chegou-se à necessidade do uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância característica de 73 Ω na saída do divisor para a antena #4, de forma a realizar o casamento de impedância da linha de 77,5 Ω com o valor de impedância necessário na junção, equivalente a 68 Ω.

A impedância de entrada resultante é dada pela associação paralela das duas saídas, que correspondeu a 34,7 Ω. De forma a corrigir a baixa resistência, foi adicionado um transformador de 43 Ω na entrada do divisor 3, resultando em uma impedância de 52 Ω.

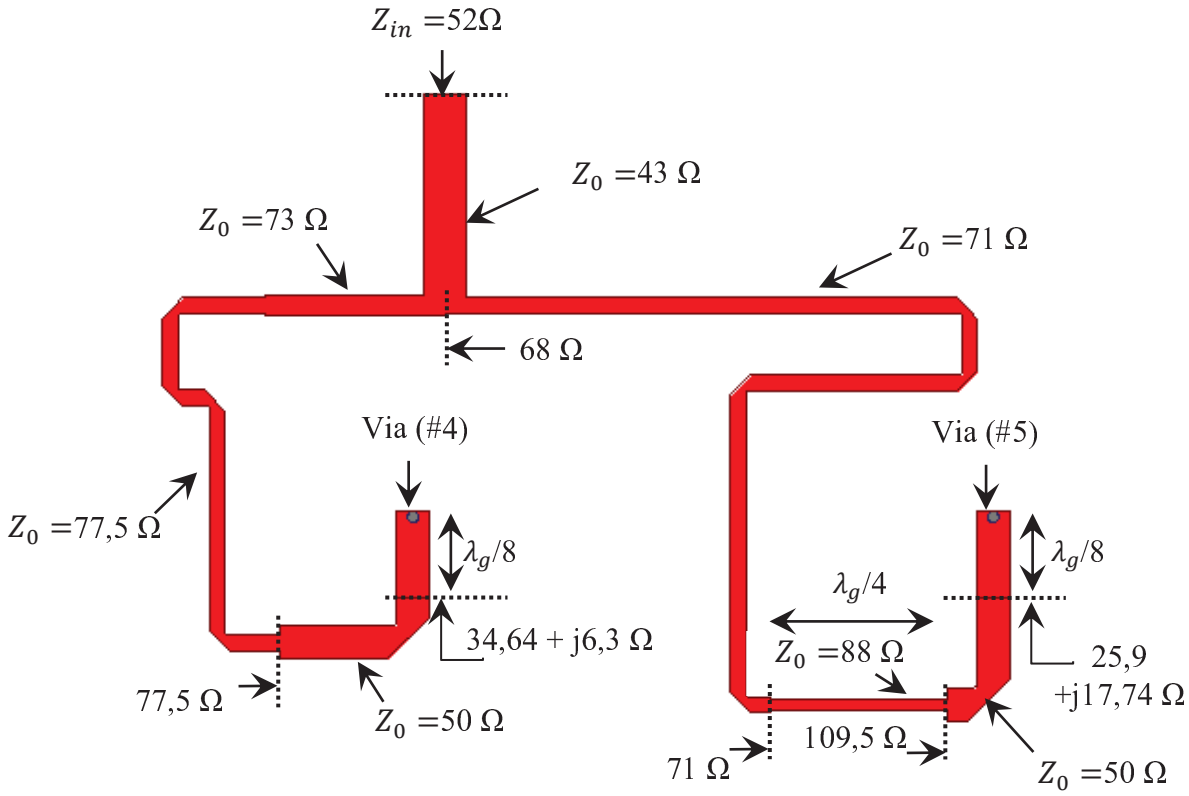


Figura 5.35 - Divisor 3: divisão de potência entre as antenas #4 e #5.

Em seguida foi projetado o divisor para alimentar as antenas #4 e #5, sendo o divisor apresentado na Figura 5.36. Analisando-se a Figura 5.36, pode-se verificar o uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância característica de 39 Ω, o qual foi adicionado no braço da saída #6 com o intuito de elevar a impedância de 27,2 Ω (valor obtido após a inserção de uma linha de comprimento L_6) para 56 Ω. Já para a antena #7 foi obtido um valor de 60,5 Ω após a inserção da linha de comprimento L_7.

Aplicando-se as relações de impedância na saída do divisor em função dos níveis de potência desejados nas saídas, chegou-se à necessidade do uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância de 57 Ω na saída do divisor para a antena #6, de forma a elevar a impedância de 56 Ω para 58 Ω (valor de impedância necessário na junção). A impedância de entrada resultante é dada pela associação paralela das duas saídas, que corresponde a 29,6 Ω. De forma a corrigir a baixa resistência, foi adicionado um transformador de 42 Ω na entrada do divisor 4, resultando em uma impedância de 64 Ω.

Vale destacar que os divisores foram projetados de forma a entregar a respectiva potência na entrada de cada antena, e que, para isto, foi realizada a compensação das perdas nas linhas devido à tangente de perdas substrato TACONIC TLC – 338 a partir das correções dos níveis de potências de saída em cada divisor.

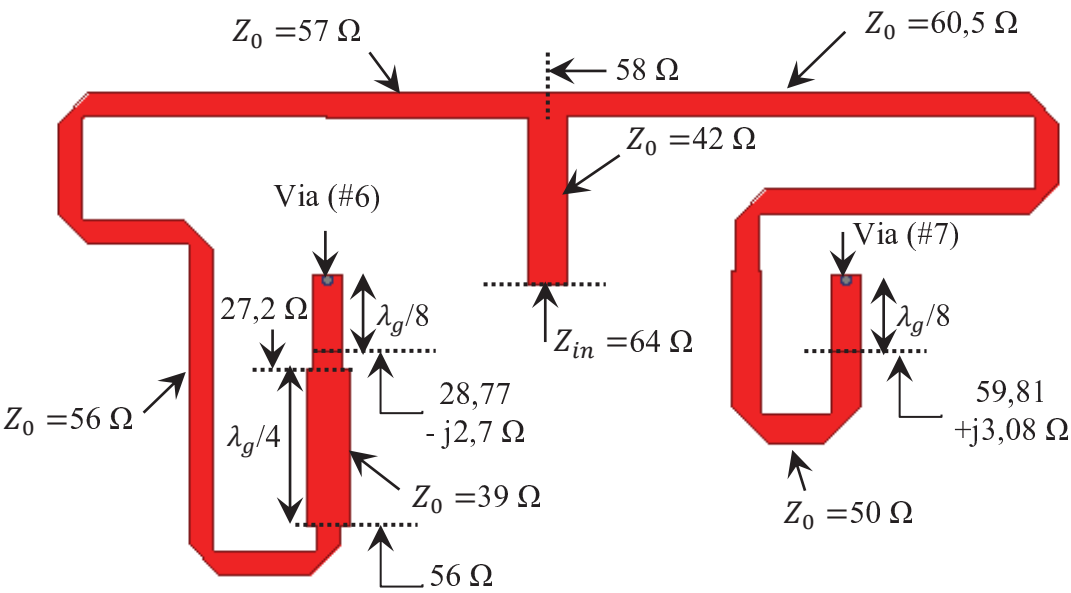


Figura 5.36 - Divisor 4: divisão de potência entre as antenas #6 e #7.

Na sequência foram projetados os divisores para entregar os níveis de potência correspondentes aos divisores 2, 3 e 4. Analisando-se os níveis de potência necessários em cada saída, optou-se pelo projeto de um divisor para as entradas dos divisores 2 e 3, pois apresentam relações de potência menores que 1:4. O divisor T projetado pode ser visualizado na Figura 5.37. Verificam-se linhas de transmissão com impedâncias de 52 Ω e 60 Ω, as quais são usadas para conectar as entradas dos divisores 2 e 3 às saídas do divisor 5.

Aplicando-se as relações de impedância na saída em função dos níveis de potência desejadas nas saídas, empregou-se um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância de 31 Ω na saída para a entrada do divisor 3, de forma a rebaixar a impedância de 52 Ω para 17 Ω (valor de impedância necessário na junção para a obtenção dos níveis de potência). A impedância de entrada resultante é dada pela associação paralela das duas saídas, que corresponde a 13,25 Ω. De forma a corrigir a baixa resistência, foi adicionado um transformador de 33 Ω na entrada do divisor 5, resultando em uma impedância de 85 Ω.

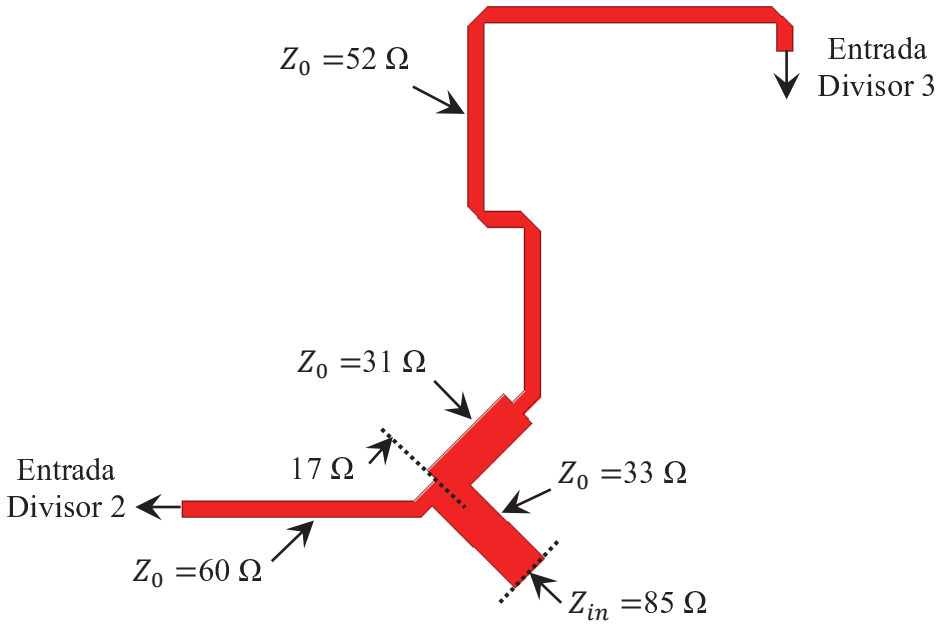


Figura 5.37 - Divisor 5: divisão de potência entre os divisores 2 e 3.

Por fim, foi projetado um divisor para entregar os níveis de potência correspondente aos divisores 4 e 5, conforme é apresentado na Figura 5.38. Pode-se verificar que foram usadas linhas de 64 Ω e 85 Ω para conectar as saídas do divisor 6 às entradas dos divisores 4 e 5. Foi utilizado um transformador $\lambda_g/4$ com impedância característica de 73 Ω entre a saída do divisor 5 e a entrada do divisor 4, visando a elevar a impedância de 64 Ω para 83 Ω. A relação de impedâncias resultantes na saída garante os níveis de potências necessários nas entradas das antenas.

O paralelo das saídas resulta em uma impedância de 42 Ω, porém o conector SMA a ser empregado possui impedância característica de 50 Ω. Desta forma, foi necessário inserir um transformador de impedância característica de 46 Ω na entrada do divisor para realizar o casamento de impedância com o conector. Após o transformador, foi inserida uma linha de 50 Ω para conectar o sistema alimentador ao conector SMA. A Figura 5.39 ilustra a vista superior da rede de antenas e o sistema alimentador completo. Já a Figura 5.40 apresenta o detalhamento dos planos utilizados na medição das potências entregues às antenas da rede.

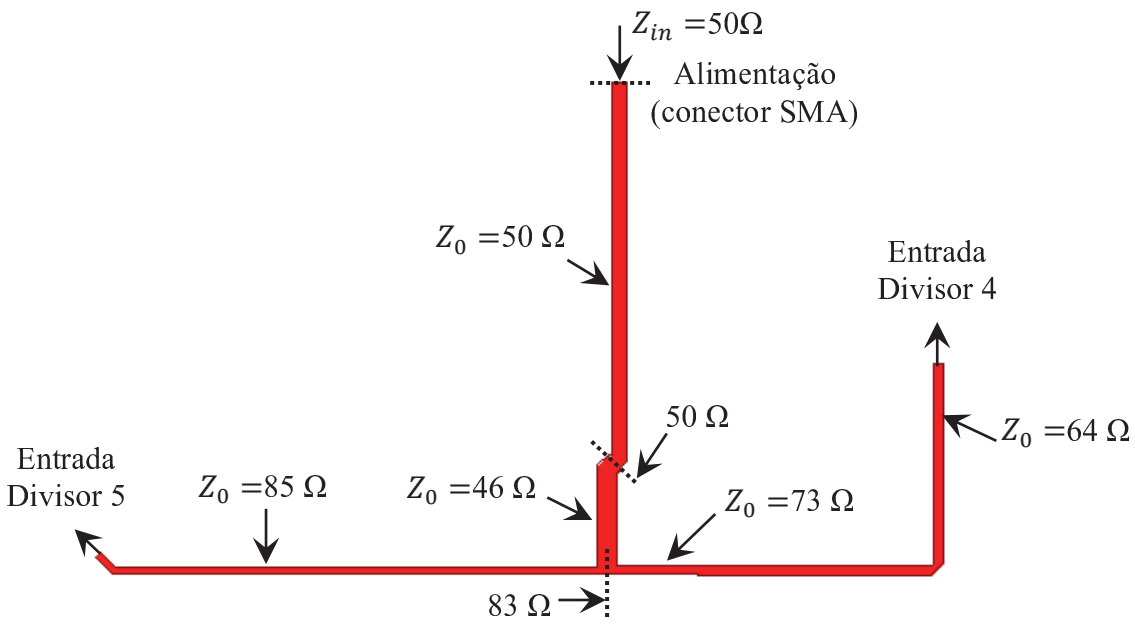
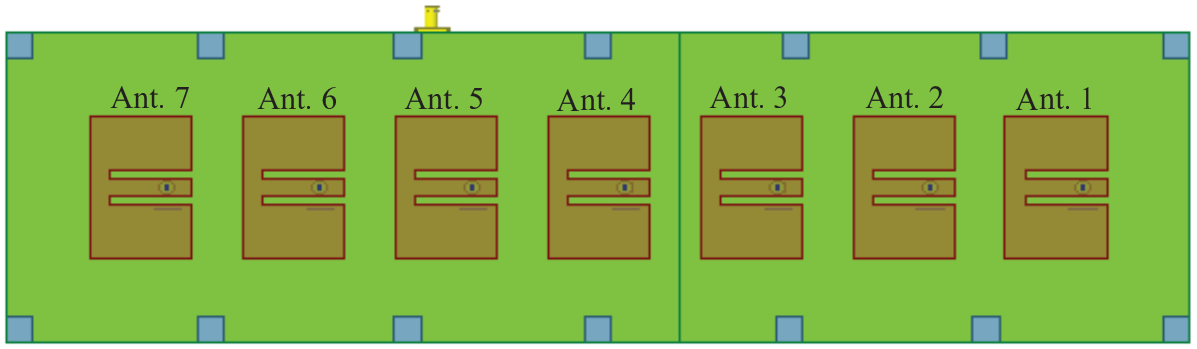
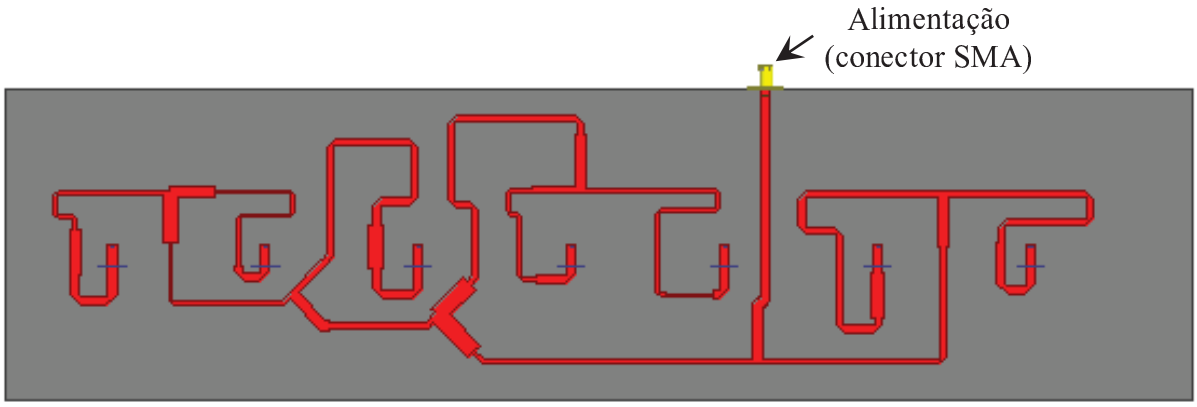


Figura 5.38 - Divisor 6: divisão de potência entre os divisores 4 e 5.



a)



b)

Figura 5.39 - Projeto final: a) Rede de antenas e b) Sistema alimentador.

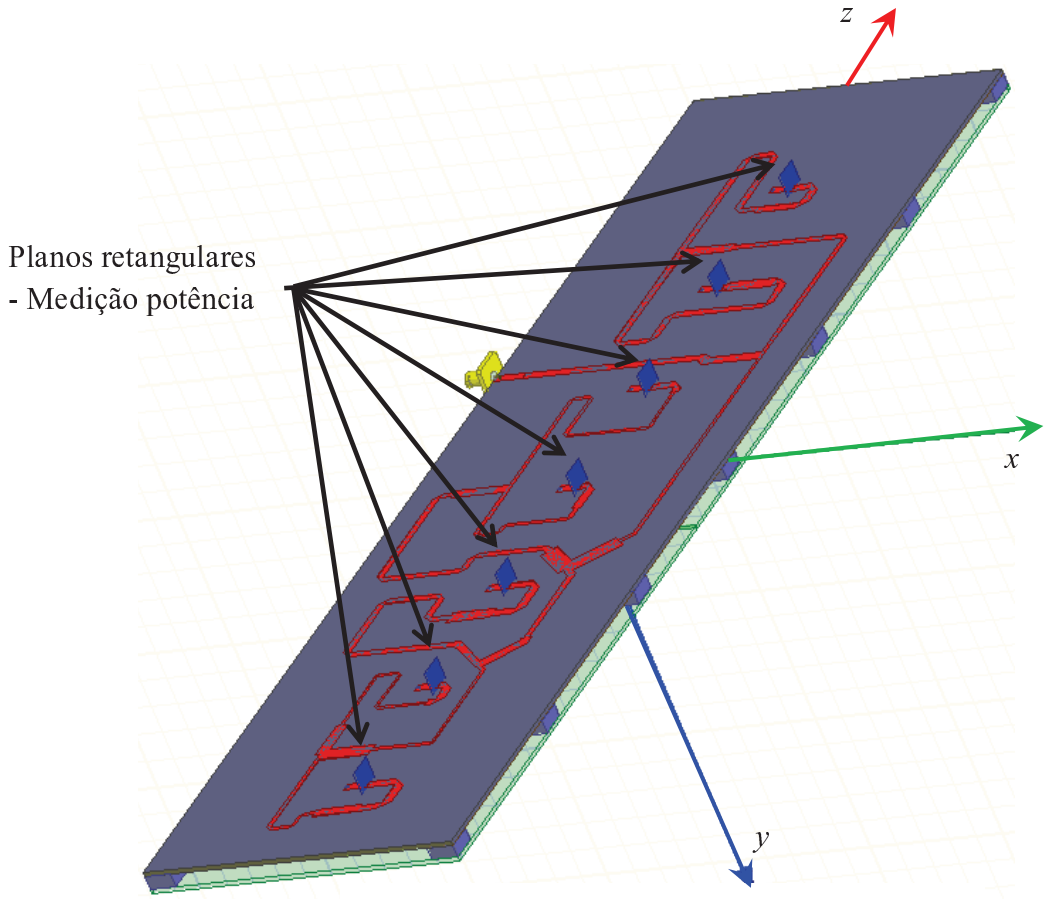


Figura 5.40 - Plano retangulares utilizados para realizar as medidas de potência das antenas.

A estrutura completa foi simulada no *HFSS* e os diagramas obtidos no plano de elevação e azimutal para a frequência central de 2,595 GHz são apresentados na Figura 5.41 e Figura 5.42.

Analisando-se os diagramas sintetizado e calculado pelo simulador, percebe-se uma pequena variação do diagrama no plano de elevação na região dos lóbulos secundários e na região da cossecante ao quadrado para $\theta > 135°$. Isto ocorreu devido ao projeto do sistema alimentador ter sido realizado separadamente da rede de antenas. Quando os elementos foram incorporados ao modelo, constatou-se uma pequena mudança nos níveis de potência entregues às antenas utilizando-se a técnica da integração do vetor de Poynting. A explicação para esta variação é a existência de acoplamento da irradiação das antenas sobre as linhas do sistema de alimentação. Na região dos lóbulos laterais, observa-se uma variação de potência em percentual de 0,75% quando comparado com a potência na região de máxima irradiação, enquanto que a maior variação do diagrama na região da cossecante ao quadrado corresponde a uma variação de potência em percentual de 1,16%. Estas variações são praticamente desprezáveis.

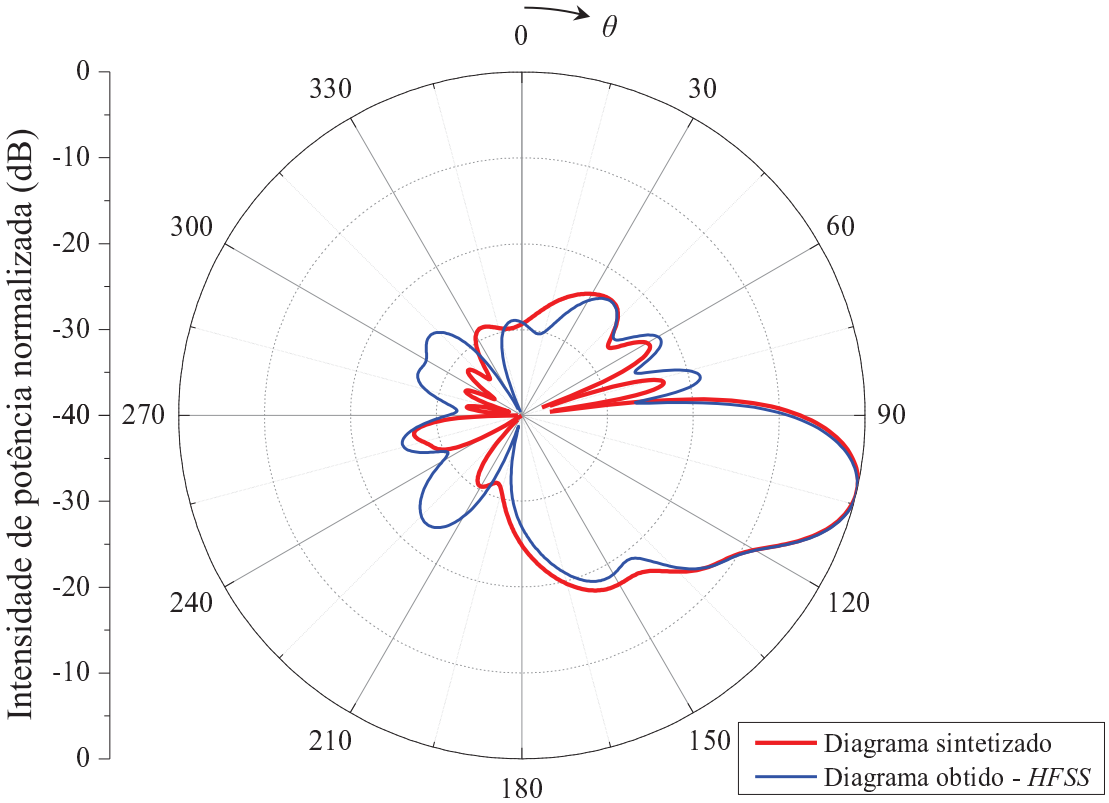


Figura 5.41 - Validação do diagrama sintetizado com o resultado obtido no *HFSS* no plano de elevação.

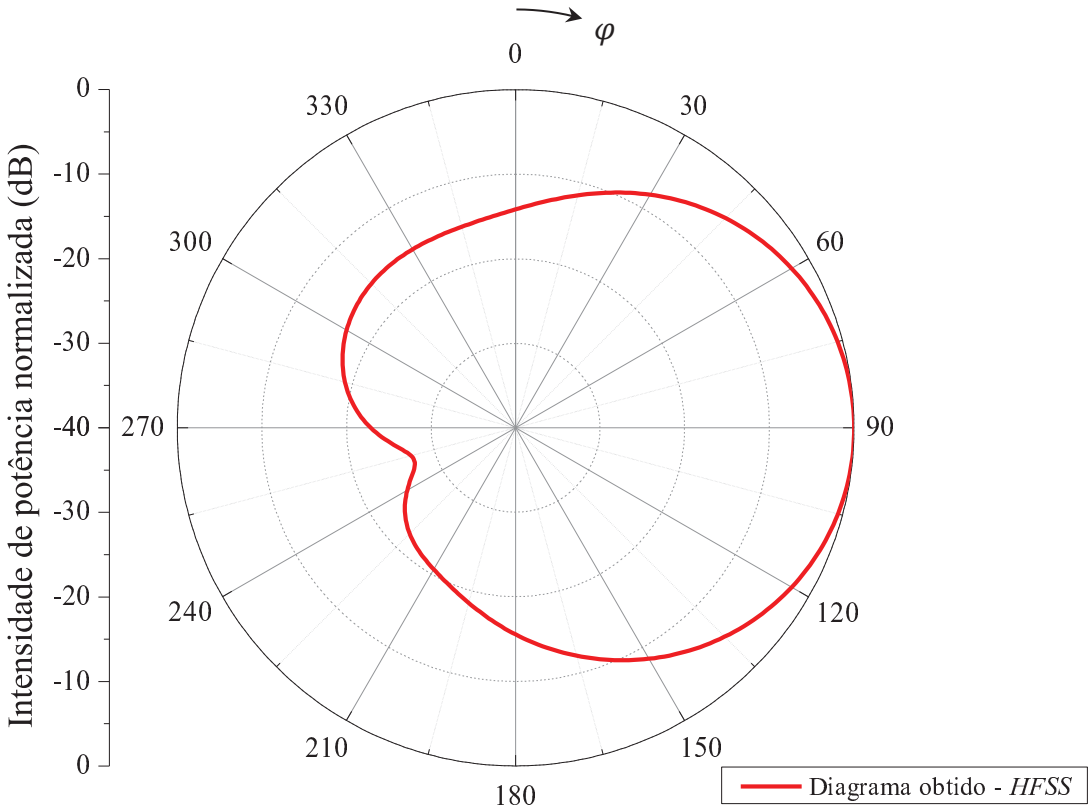


Figura 5.42 - Diagrama obtido no *HFSS* no plano de azimute.

O diagrama tridimensional obtido para a rede de antenas pode ser observado na Figura 5.43, enquanto que o coeficiente de reflexão na entrada do alimentador é mostrado na Figura 5.44, onde se pode verificar que o coeficiente de reflexão ficou abaixo de -10 dB para toda a faixa de operação dos sistemas 4G (2,5-2,69 GHz).

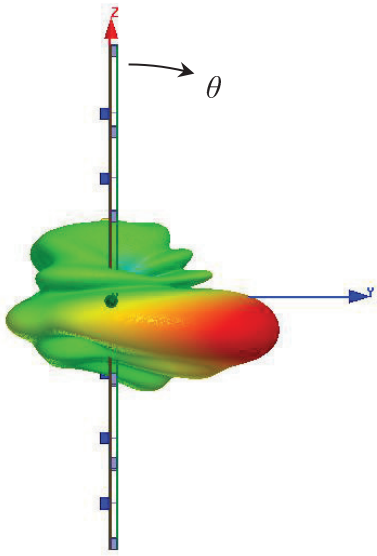


Figura 5.43 - Diagrama tridimensional obtido pela rede de antenas.

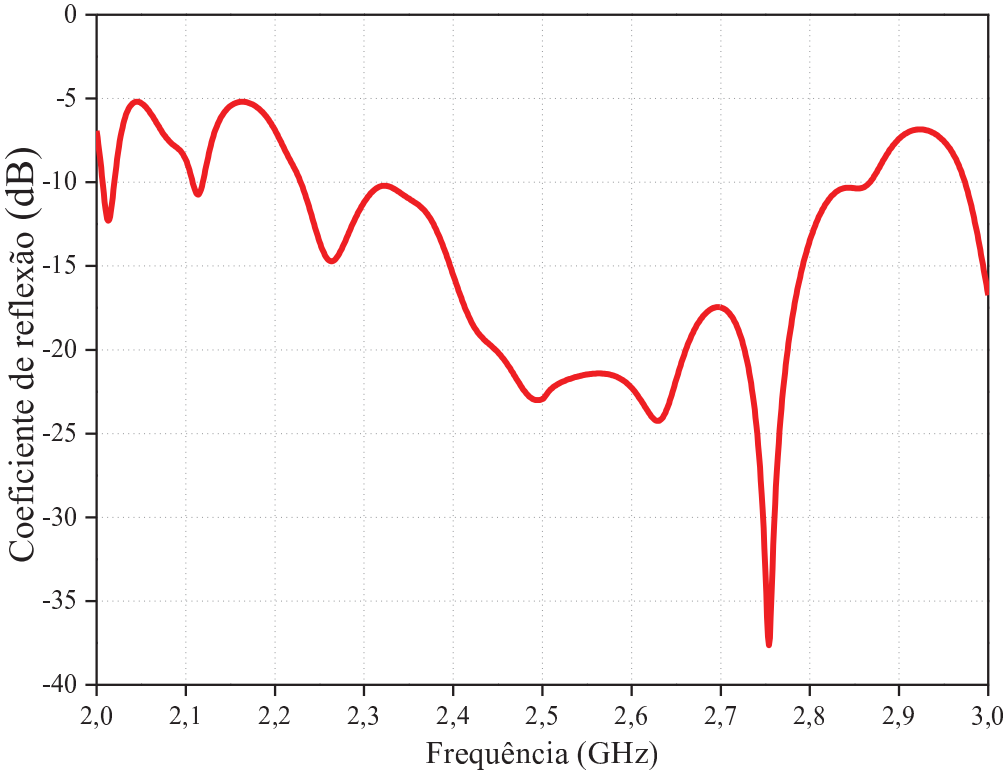


Figura 5.44 - Coeficiente de reflexão na entrada do alimentador em função da frequência.

A pequena variação entre os diagramas da Figura 5.41 é atribuída ao acoplamento eletromagnético da rede de antenas com o sistema de alimentação, o que provocou a mudança dos coeficientes de excitação dos elementos. A partir disso, foi realizada a análise da sensibilidade da variação do diagrama quando alimentado por coeficientes que apresentam variação em torno do valor obtido a partir da ferramenta computacional. Para verificar este efeito, foram realizadas variações de modo aleatório dos coeficientes em torno do valor apresentado na Tabela 5.6. Foram obtidos cinco diagramas a partir de coeficientes dados de maneira aleatória dentro do intervalo definido de ±1%, ±5% e ±10% em torno do valor calculado. Os resultados obtidos podem ser verificados na Figura 5.45, Figura 5.46 e Figura 5.47.

Em todos os casos, é realizada a comparação dos diagramas obtidos pela variação dos coeficientes com o diagrama sintetizado pela ferramenta computacional, que corresponde às curvas em vermelho, enquanto que as demais curvas indicam os diagramas obtidos pela variação dos parâmetros de excitação em cada caso analisado.

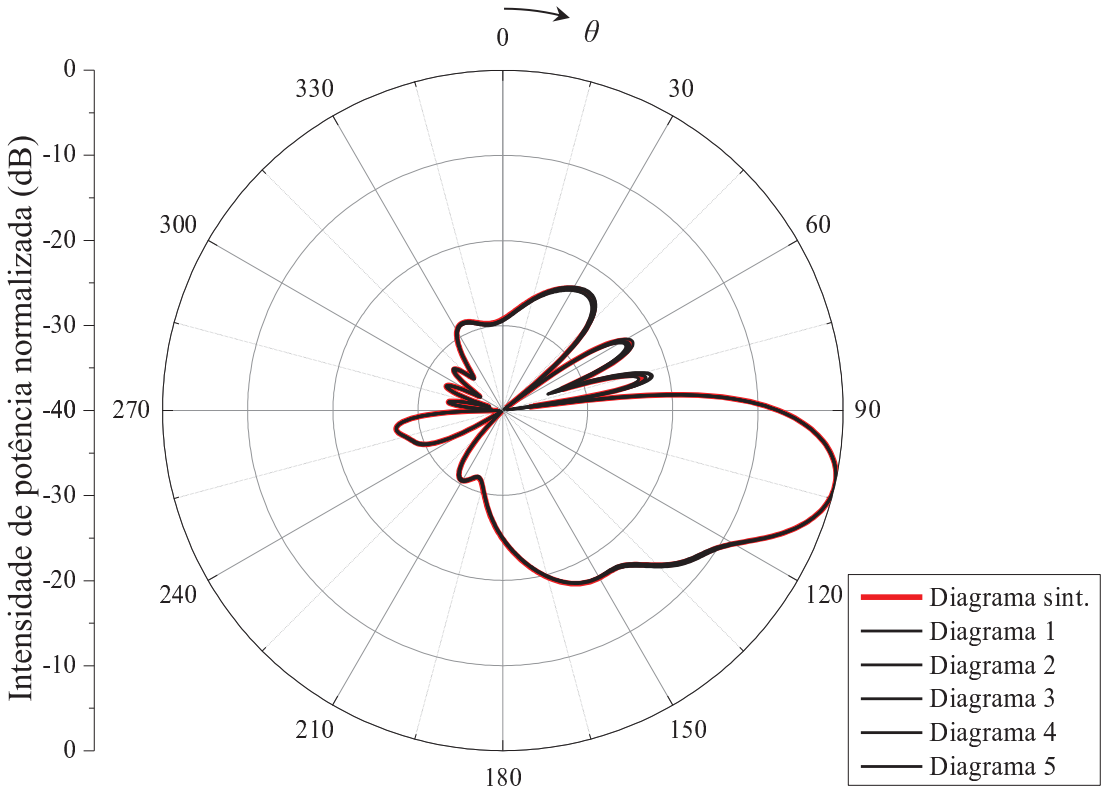


Figura 5.45 - Diagramas dados pela variação aleatória de ±1% dos coeficientes de excitação.

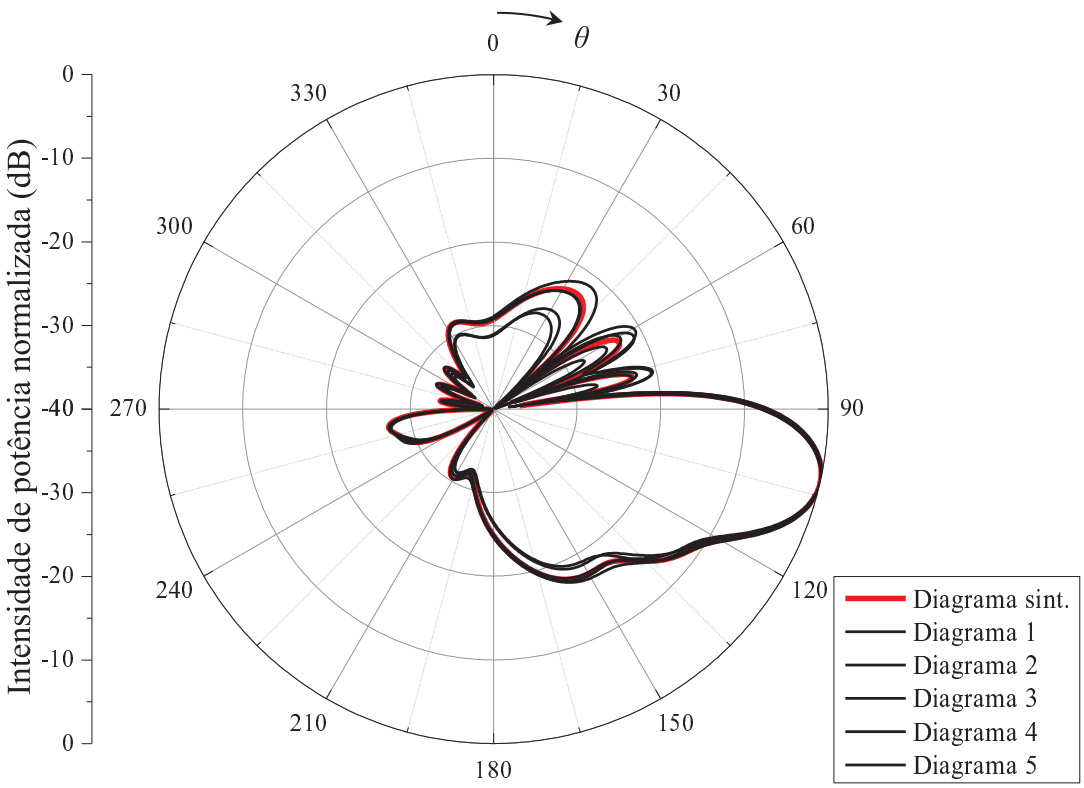


Figura 5.46 - Diagramas dados pela variação aleatória de ±5% dos coeficientes de excitação.

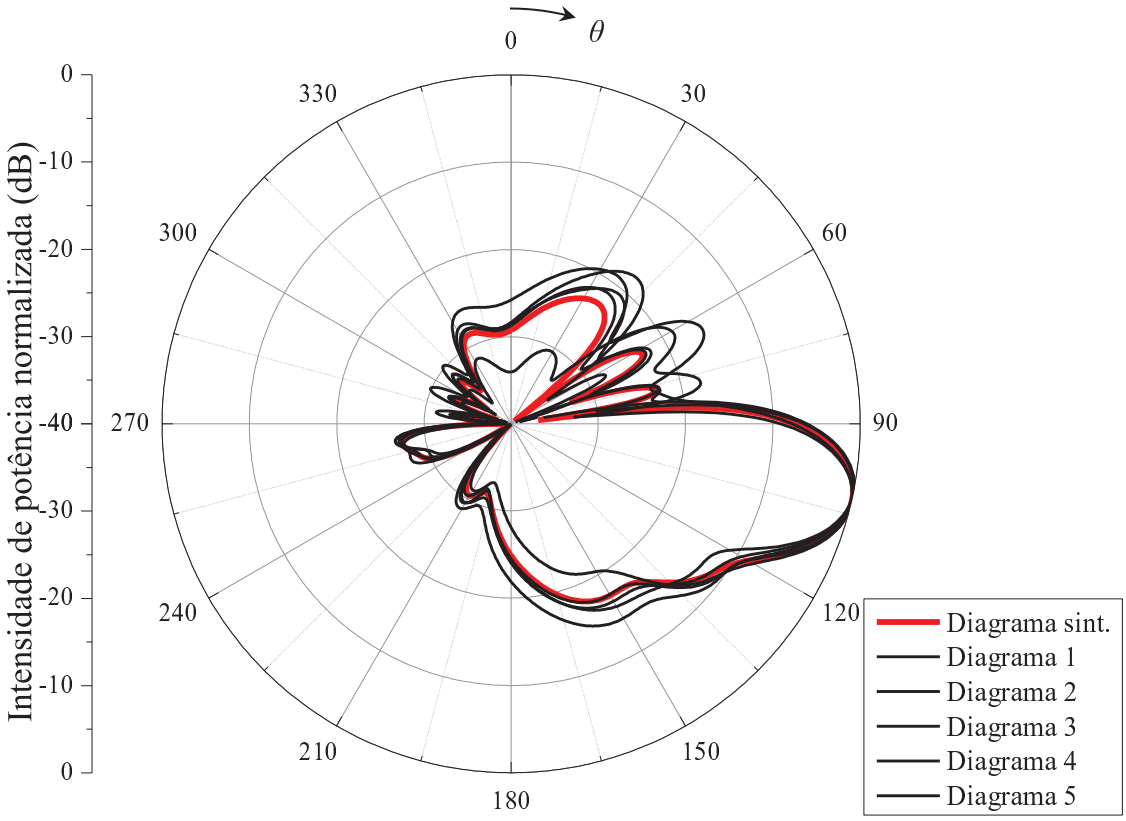


Figura 5.47 - Diagramas dados pela variação aleatória de ±10% dos coeficientes de excitação

Analisando os resultados, pode-se concluir que uma variação de 1% dos coeficientes de excitação pouco modificou os diagramas de irradiação em relação ao diagrama sintetizado. Já para uma variação de 10%, foi verificada uma considerável mudança dos diagramas. Por fim, quando analisados os diagramas com 5% de erro nos valores dos coeficientes de excitação, verificam-se variações em torno do diagrama sintetizado que mais se aproximam do diagrama obtido pela rede simulada no *HFSS* com o sistema alimentador. Desta forma, estima-se que o acoplamento eletromagnético provocou uma alteração de aproximadamente 5% nas correntes impressas nos elementos da rede pelo sistema alimentador.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, foi apresentado um estudo sobre redes lineares de antenas isotrópicas e de microfita com diagrama de irradiação conformado em forma de cossecante ao quadrado e com controle dos lóbulos secundários. Inicialmente, uma revisão dos principais métodos de síntese foi realizada, com ênfase no método da Transformada de Fourier, Woodward-Lawson e mínimos quadrados. Para a aplicação pretendida, esses métodos não apresentaram bom desempenho.

A solução proposta foi um algoritmo baseado na combinação de algoritmo genético e programação quadrática sequencial. O GA possibilitou a obtenção de uma região com um valor ótimo global, enquanto que a SQP teve como ponto de partida a melhor solução encontrada pelo GA após 500 gerações, e foi empregada para o refinamento da solução.

Aplicando-se a ferramenta computacional, foram obtidos os coeficientes de excitação dos elementos das redes de antenas analisadas, os quais resultaram em diagramas de irradiação que fornecem uma distribuição praticamente uniforme de potência ao longo da área de cobertura de uma ERB, além de permitirem uma redução significativa do percentual de energia irradiada acima do horizonte em comparação às antenas atualmente em utilização. Com o diagrama de irradiação em forma de cossecante ao quadrado, tendo o máximo do diagrama apontado para a borda da área de cobertura, pôde-se atenuar em aproximadamente 3 dB a potência irradiada para a direção da célula co-canal ($\theta \sim 90°$), o que possibilita uma melhora na qualidade da comunicação e permite a redução do tamanho das células. Como principal consequência, tem-se a possibilidade de aumento da capacidade do sistema.

Neste trabalho, demonstrou-se a influência da consideração do formato do diagrama da antena de microfita durante o processo de síntese diferentemente de muitos trabalhos encontrados na literatura, os quais consideram um diagrama individual isotrópico. Também foram apresentados os efeitos observados em redes de antenas de microfita, tais como efeito de borda e acoplamento mútuo, que foram responsáveis por mudar o diagrama individual e, de maneira direta, o diagrama obtido pela rede. A partir disso, foi apresentada uma alternativa para compensar estes efeitos e considerá-los durante o processo de síntese, o que resultou em coeficientes de excitação confiáveis, permitindo, assim, reproduzir o diagrama sintetizado através do modelo de simulação no *HFSS*.

Por fim, projetou-se o alimentador para a rede de antenas, o que permitiu entregar os coeficientes calculados para os elementos a partir de apenas uma porta de alimentação. Os

resultados obtidos após finalização do projeto no *HFSS* apresentaram boa concordância com o sintetizado, onde constatou-se pequenas diferenças entre os diagramas devido ao acoplamento da rede de antenas nas linhas do sistema de alimentação. Este efeito não fora considerado durante o projeto, já que, nesta etapa, os elementos irradiadores não estavam incluídos no modelo de simulação.

Como sequência deste trabalho, pretende-se reprojetar o divisor em tecnologia *stripline*, o que possibilitará isolação do meio externo. Adicionalmente, pretende-se aplicar a técnica estudada para conformação de outros formatos de diagrama. Além disso, serão melhor exploradas as configurações do GA, a fim de se obter convergência mais rápida do método.

REFERÊNCIAS

Ansys Corp., ANSYS HFSS version 15.0 – User's guide, 2013. Link: http://www.ansys.com/Products/

Ansys Corp., ANSYS DESIGNER version 8 – User's guide, 2013. Link: http://www.ansys.com/Products/

ANATEL. Resolução nº 454, de 11 de dezembro de 2006.

Disponível em: http://legislacao.anatel.gov.br/resolucoes/21-2006/89-resolucao-454, acessado: Janeiro de 2012.

BALANIS, C. A. "Teoria de Antenas: Análise e Síntese", 3° edição, vol. 1 e 2, ed. LTC, pp. 17-50; 146 - 176, 2009.

BERGAMANN, J. R.; MOREIRA, F. J. S. "ADE Omnidirectional Dual Reflector Antennas". Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), vol.1, pp. 387 - 390, 2003.

DEHGHANI, M. J.; KARBALAEE, Z.; Mahzon, M. "Design of a Wide Band Antenna Array with Cosecant Square Pattern using Genetic Algorithm". 20th Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrade, Serbia, pp. 564 - 567, 2012.

DE JONG, K. A. "An Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptative Systems". Doctoral dissertation, University of Michigan, 1975.

DI PIAZZA, G. C.; PLITKINS, A.; ZYSMAN, G. I. "Advanced mobile Phone Service: The Cellular Test Bed" The Bell System Technical Journal, vol. 58, n° 1, 1978.

FALCIASECCA G.; VALOTTI B. "Guglielmo Marconi: the Pioneer of Wireless Communications". Proceedings of the 39th European Microwave Conference (EuMA), pp. 544 - 546, 2009.

FERREIRA, D. B.; PAULA, C. B.; NASCIMENTO, D. C. "Técnica para Apontamento de Feixe em Redes de Antenas de Microfita Esféricas e Hemisféricas". Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (MOMAG), João Pessoa, 2012.

GARG R.; BARTHIA P.; BAHL I.; ITTIPIBOON A. Microstrip antenna design handbook, Ed. Artech House, 2001.

HECKLER, M. V. T.; FARIAS, R. L.; PEREIRA, L. ; SCHLOSSER, E. R.; LUCATEL, C. "Design of Circularly Polarized Annular Slot Antennas for Satellite Navigation Systems". 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gotemburgo, Suécia, Mar. 2013.

HOLLAND, J.H. “Adaptation in natural and artificial systems”. Michigan: University of Michigan Press, Ann Harbor, 1975.

HU, J. L.; CHAN, C. H.; LIN, S. M. “Synthesis of Shaped-Beam Pattern for Mobile Antenna”. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.3, pp. 1596 - 1599, 1999.

HSU W. H.; WONG K. L. “Broadband probe-fed patch antenna with reduced cross-polarization radiation”. International Conference on Antennas and Propagation, vol. 2, pp. 525 - 528, 2001.

JOHNSON, J. M.; RAHMAT-SAMII, Y. “Genetic Algorithm Optimization and its Application to Antenna Design,” Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp. 326 - 329, 1994.

KENNEDY, J.; EBERHART, R. “Particle Swarm Optimization”. IEEE International Conference on Neural Network. Perth, Australia, pp. 1942 - 1948, 1995.

KHODIER, M. M.; CHRISTODOULOU, C. G. “Linear Array Geometry Synthesis With Minimum Sidelobe Level and Null Control Using Particle Swarm Optimization”. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vol. 53, N° 8, pp. 2674 - 2679, 2005.

KOZIEL, S.; OGURTSOV, S. “Linear Antenna Array Synthesis Using Gradient-Based Optimization with Analytical Derivatives”. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS-URSI), pp. 1 - 2, Jul. 2012.

LEE, W. C. Y. “Elements of Cellular Mobile radio Systems”. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-35, n° 2, 1986.

LEE, W. C. Y. “Smaller Cells for Greater Performance”. IEEE Communications Magazine, Nov. 1991.

LI, W. T.; LIU, S. F.; SHI, X. W. “Application of Improved Particle Swarm Optimization in Antenna Array Pattern Synthesis”. Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM), 2008.

MACIEL, D.M.; LACAVA, J. “Rede de Antenas de Microfita Circularmente Polarizada com Apontamento de Feixe e Controle de Nível dos Lóbulos Secundários”. Tese de Mestrado – ITA, Campo Montenegro, São José dos Campos, SP - Brasil, 2005.

MAC DONALD, V. H. “Advanced mobile Phone Service: The Cellular Concept” The Bell System Technical Journal, vol. 58, n° 1, 1979.

MITRA, A. Lecture Notes on Mobile Communication. Department of Electronics and Communication Engineering, Indian Institute of Technology, 2009.

NEVES, E. S.; LACAVA, J. “Análise e Projeto de Antenas de Microfita Multibanda”. Tese de Mestrado – ITA, Campo Montenegro, São José dos Campos, SP - Brasil, 2002.

PENA, F. J. A.; GONZALEZ, J. A. R.; LOPEZ, E. V.; RENGARAJAN, S. R. “Genetic Algorithms in the Design and Optimization of Antenna Array Patterns ”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, n° 3, pp. 506 - 510, 1999.

POZAR, D. M. Microwave Engineering, 2ª Edição, John Wiley & Sons, 1997.

RAPPAPORT, T. S. Wireless Communications: principles and practice. Editora: Prentice Hall 2° edition. Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2001.

ROBINSON, J.; RAHMAT-SAMII, Y. “Particle Swarm Optimization (PSO) in Electromagnetics,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, pp: 397 - 407, 2004.

ROCCA P.; OLIVERI G.; MASSA A. “Differential Evolution as Applied to Electromagnetics”. IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 53, pp. 38 - 49, 2011.

SCHLOSSER, E. R.; HECHLER, M. V. T.; SPERANDIO, M.; MACHADO, R.: “Synthesis of Linear Antenna Arrays for Radio Base Stations”, 2013 IEEE Antennas Propagation Society International Symposium, Orlando, USA, Jul. 2013.

SCHLOSSER, E.; HECKLER, M. V. T.; LUCATEL, C.; SPERANDIO, M.; MACHADO, R. “Synthesis of linear antenna array for 4G mobile communication systems”. 2013 SBMO/IEEE MTTS International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Rio de Janeiro, Brasil, Ag. 2013.

SINGH, S. K.; CHANDRUDU, V. B. and MAHANTI, G.K. “Synthesis of Linear Array Antenna for fixed level of Side Lobe Level and First Null Beam Width using Particle Swarm Optimization”. International Communications and Signal Processing (ICCSP), pp. 275 - 279, Abril 2013, India.

TSENG, C. Y.; GRIFFITHS, L. J. “A Simple Algorithm to Achieve Desired Patterns for Arbitrary Arrays”. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 40, n° 11, pp. 2737 - 2746, 1992.

YANG F.; ZHANG X.; YE X.; RAHMAT-SAMII, Y. “Wide-Band E-Shaped Patch Antennas for Wireless Communications”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, n°. 7, 2001.

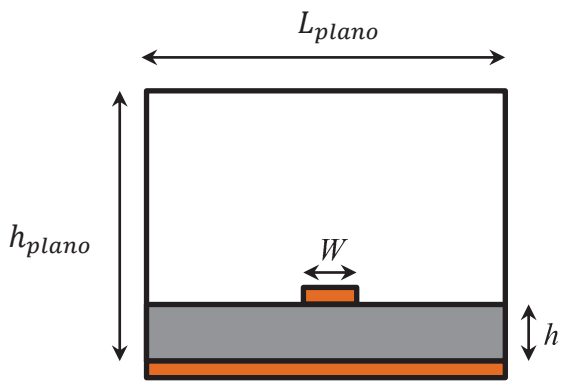
YOUNG, W. R. “Advanced mobile Phone Service: Introduction, Background and Objectives” The Bell System Technical Journal, vol. 58, n° 1, 1979.

YUAN J.; ZHOU H.; GUO C.; DING J. “Efficient Optimization of Shaped-Beam Sparse Linear Antenna Arrays using Genetic Algorithm”. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), vol. 1, pp. 1 - 4, 2012.

ANEXO I

A medição de potência através do *HFSS* é determinada a partir da integração do vetor de Poynting através de um plano. Para isto, deve-se realizar a seguinte configuração para a execução do cálculo correto.

Passo 1: deve-se adicionar um retângulo 2D na geometria (ver Figura 5.31) definindo a secção transversal para o cálculo do fluxo de potência. Este retângulo deve tocar o plano de terra (GND) na borda inferior e seguir as recomendações de tamanho para uma *waveport*, conforme ilustração abaixo.



h_{plano} = 6 h a 10h
L_{plano} = 10W, *se* $W \geq h$ ou L_{plano} = 5W (3h a 4h), se $W < h$

Passo 2: clique em *HFSS* → *Fields* → *Calculator*. Crie uma expressão entrando com os seguintes comandos na sequência:

- Quantity > *Poynting;*
- Complex > *Real;*
- Geometry > *Surface...*> {selecione o retângulo onde a potência deve ser calculada};
- Selecionar a opção *Normal;*
- Selecionar a opção $\int$;
- Deve-se *Add* e, em seguida, determinar um nome para a expressão;

Done.

Passo 3: deve-se clicar em *Reports* → *Create* → *Fields* → *Report* → *Rectangular* → *Plot*. A expressão para ser plotada encontra-se em *Calculator Expressions*. Selecione *Freq*. em *Primary Sweep*.

Observação: Para plotar o *Field calculation* em função da frequência, deverá adicionar um *Fast sweep* ou *Discrete sweep,* ao invés de um *Interpolation sweep*, pois esta última não salva os campos pós-processamento.