

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC

DANILO OLIVEIRA SILVA

DESENVOLVIMENTO DE UM RADAR MONOPULSO

SANTO ANDRÉ

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC

DANILO OLIVEIRA SILVA

DESENVOLVIMENTO DE UM RADAR MONOPULSO

Relatório da matéria Trabalho de Graduação III
apresentado ao curso de Engenharia de Informação
da Universidade Federal do ABC

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Bender Perotoni

SANTO ANDRÉ

2016

Resumo

O presente trabalho desenvolve um radar monopulso. Este radar é um dispositivo de micro-ondas passivo que utiliza a técnica de rastreamento por monopulso para determinar a posição angular de um alvo. Nesta técnica, usa-se um array de antenas cujas amplitudes e fases são utilizadas para estimar o posicionamento de um alvo através de uma operação de detecção de fase. Com o objetivo de realizar essa operação, desenvolveu-se um rat-race, que é uma junção híbrida de 180° em microlinhas. Esse rat-race foi desenvolvido no software CST, construído e homologado em um analisador de redes. Duas antenas também foram desenvolvidas para compor esse radar, cujo funcionamento foi testado e validado emitindo um sinal a ser localizado e o identificando pela análise dos sinais de saída do rat-race. Este trabalho propõe uma forma de identificação de alvos que pode ser utilizado em um sistema de antenas inteligentes que visa enviar sinais direcionados para um alvo a fim de reduzir o gasto de energia ao emitir esses sinais e receber menos interferência de sinais de outros sistemas.

Palavras-chave: Radar; Monopulso; Acoplador; Rastreamento.

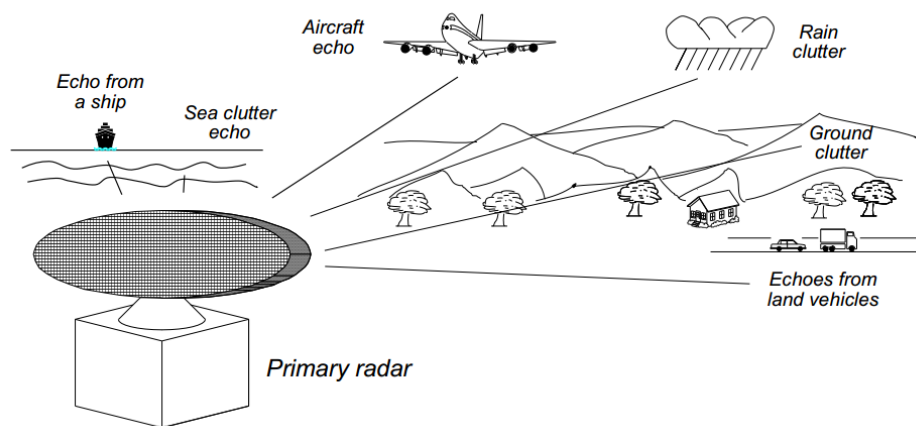
Sumário

1. Sistema de Radar	05
1.1. Radares Monoestáticos e biestáticos	07
1.2. Radar Monopulso	08
1.3. Antena para radar monopulso	11
2. Acopladores direcionais	12
2.1. Junção híbrida com fase em 180° (180° <i>hybrid</i>)	14
3. Antenas Inteligentes	16
3.1. <i>Switched-Beam Systems</i>	16
3.2. <i>Adaptative Array Systems</i>	17
4. Desenvolvimento do radar monopulso	18
5. Construção do rat-race	27
6. Medição do rat-race	31
7. Antenas para o radar.....	42
8. Funcionamento do radar.....	44
Conclusão	49
Referências Bibliográficas	50

1. Sistema de Radar

Sistema de radar é um dos campos de aplicação de sistemas de micro-ondas, que aborda a detecção e localização de alvos utilizando ondas eletromagnéticas. Em sua operação, uma antena transmissora envia um sinal que é parcialmente refletido em um alvo. O sinal refletido é detectado por uma antena receptora (figura 1) [1]. A partir da análise do sinal refletido dados sobre o alvo podem ser obtidos, tais como sua identificação e posicionamento.

Figura 1 - Sistema básico de radar

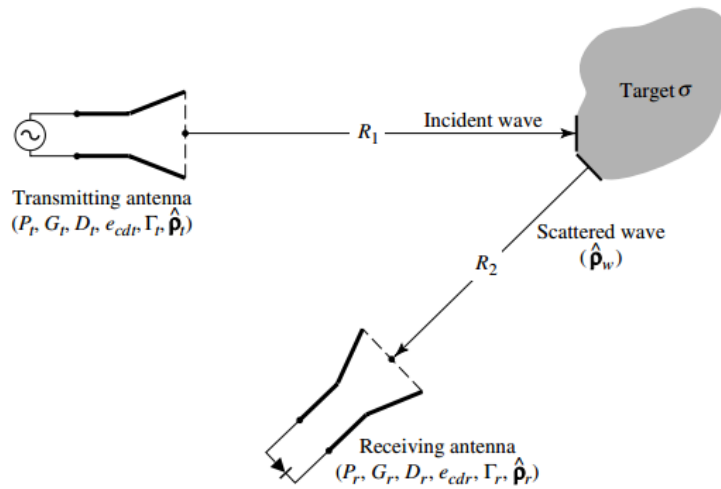


Fonte: [1]

Os radares são amplamente utilizados em sistemas militares (tal como em detecção e localização de alvos, orientação de mísseis e posicionamento de equipamentos e veículos), comerciais (tal como em controle de tráfego aéreo, GPS e detectores de movimento) e científicos (tal como em diagnósticos médicos, estimativa de mudanças climática e identificação de alvos para sistemas de monitoramento) [1].

A reflexão (*scattering* ou espalhamento no inglês) é caracterizada por um parâmetro que qualifica as propriedades de espalhamento dos alvos e portanto, é um parâmetro dos alvos dos radares [2]. Considerando um sistema com uma antena transmissora, uma antena receptora e um alvo que irá refletir as ondas do sistema (figura 2), a potência espalhada capturada pela antena receptora pode ser relacionada com a potência emitida pela antena transmissora. A área de reflexão do alvo não é necessariamente a sua área física completa, podendo ser uma parte pequena de sua estrutura física ou mesmo maior que a antena.

Figura 2 - Arranjo geométrico de um sistema de radar.



Fonte: [2]

Já para os alvos, haverá uma *RCS* (*Radar Cross Section*, em português seção reta do radar, a área que de fato a onda eletromagnética “enxerga” no espalhamento) para os casos quando a antena transmissora e a antena receptora estiverem no mesmo local (radar monostático) e uma outra *RCS* para quando essas antenas estiverem em locais diferentes (radar biestático). Portanto, a *RCS* é uma função da polarização de uma onda incidente sobre um alvo, que considera o ângulo, o formato, a frequência de operação e as propriedades elétricas do alvo [2].

A *RCS* é calculada por:

$$\sigma = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_0^2 |A - \Gamma^*|^2 \quad (1)$$

Em que σ é o valor da *RCS* (amplitude, quanto maior, maior é o tamanho elétrico do alvo para as condições de incidência particulares), λ_0 é o comprimento de onda de operação do radar, G_0 é o ganho da antena (considerando aqui antenas transmissora e receptora de mesmo ganho), Γ é o coeficiente de reflexão e A é um parâmetro da antena. Para antenas dipolo, A vale aproximadamente 1 [2].

Antenas por si mesmas são alvos de radares e são localizadas mais facilmente (devido a sua ressonância). O conhecimento da localização das antenas em um sistema auxilia no direcionamento de uma onda e caracteriza o princípio básico de antenas inteligentes [2]. Já no

caso de aeronaves ou veículos furtivos (*stealth*), invisíveis ao radar, trata-se do problema oposto: esconder as antenas embarcadas do sinal de radar inimigo, para que o mesmo possa adentrar sem ser detectado na área de cobertura inimiga.

1.1. Radares Monoestáticos e Biestáticos

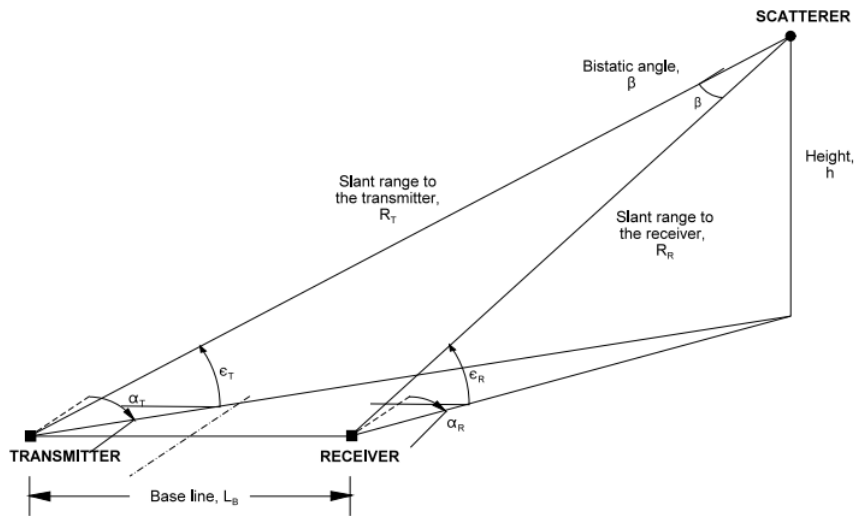
Uma das formas de classificar os sistemas de radares de acordo com a utilização de suas antenas é dividi-los em radares monoestáticos e biestáticos

Radares monoestáticos são radares que utilizam apenas uma antena para transmissão e recepção, ou duas antenas ocupando posições muito próximas. Eles compõem a maioria dos radares e contam com um sistema que comuta a operação da antena entre o modo de transmissão e o modo de recepção ou então empregam circuladores (dispositivos não recíprocos passivos de micro-ondas). Esse tipo de radar, quando não é utilizado apenas para localização de objetos refletoras, mas também para troca de informações, necessita que o alvo possua também um sistema que comute entre o modo de transmissão e o modo de recepção de maneira síncrona [3].

Por utilizar uma única antena, a mesma direciona um lóbulo principal, para iluminar a área em torno do alvo. Os sinais de retorno são coletados pela antena RX e direcionados aos receptores, que definem o nível do ruído e a sensibilidade do radar. A partir disso, o receptor pode separar o sinal recebido entre uma componente original e componentes distorcidas ou de ruído (*clutter*). Avaliando essas componentes separadamente, o radar usa um controle de sensibilidade (*STC – sensitivity time control*). Com isso, o radar consegue controlar a recepção dos sinais sem prejudicar a operação como transmissor. A grande diferença de níveis de potência entre o pulso transmitido e o pulso recebido faz com que seja necessária uma altíssima isolamento no front-end do radar, para que sinais do transmissor vazem para o LNA (Low-Noise Amplifier), diretamente na entrada do receptor.

Radares biestáticos ao contrário, possuem antenas de recepção e transmissão localizadas em locais diferentes. Esses são utilizados usualmente quando não há um dispositivo adequado para comutar a antena entre os modos de transmissão e recepção, ou ainda quando estes sistemas se tornam caros para serem construídos ou operados [3]. O arranjo geométrico de um sistema biestático de radar pode ser visto na figura 3.

Figura 3 - Arranjo Geométrico de um radar biestático



Fonte: [3]

Neste sistema de radar, os sinais de recepção medidos são calculados baseando-se na emissão do sinal do transmissor para o alvo e depois retornando para o receptor. As medidas são baseadas no tempo que o sinal leva para percorrer todo o trajeto $R_T + R_R$. Conhecendo a linha base L_B (a linha entre as antenas de transmissão e recepção) e a direção na qual o lóbulo da antena transmissora está apontando, é possível calcular a distância do alvo para o receptor, R_R , com base na soma $R_T + R_R$.

$$R_R = \frac{\overline{R_T + R_R}^2 - L_B^2}{2(\overline{R_T + R_R} + L_B \sin \alpha_R)} \quad (2)$$

Junções híbridas podem ser conectadas com antenas na montagem de sistemas de radares. Nesse caso, estes radares possuem duas antenas que irão realizar as medidas do sinal soma e recepção do sinal recebido, tal como será visto mais adiante.

1.2. Radar Monopulso

Radares de rastreamento são radares que realizam a medição contínua do posicionamento de um alvo em movimento. Nesses radares, as antenas geralmente ficam

viradas para o alvo durante todo o tempo de rastreamento de modo a manter o lóbulo principal da radiação apontado para o radar e assim, pode-se aumentar a relação sinal ruído. Esses radares podem ser rotacionados por um controle mecânico, na qual servo-motores mudam a direção da antena, como o radar SSR (Secondary surveillance radar, radar de vigilância secundário, figura 4), mas movimentos bruscos dos alvos e movimentos em direção ao centro do lóbulo principal podem gerar erros de tensão que são direcionados aos servo-motores. Essa questão implica no desenvolvimento de padrões para radares de rastreamento [4].

Figura 4 - Radar SSR com movimento giratório da antena



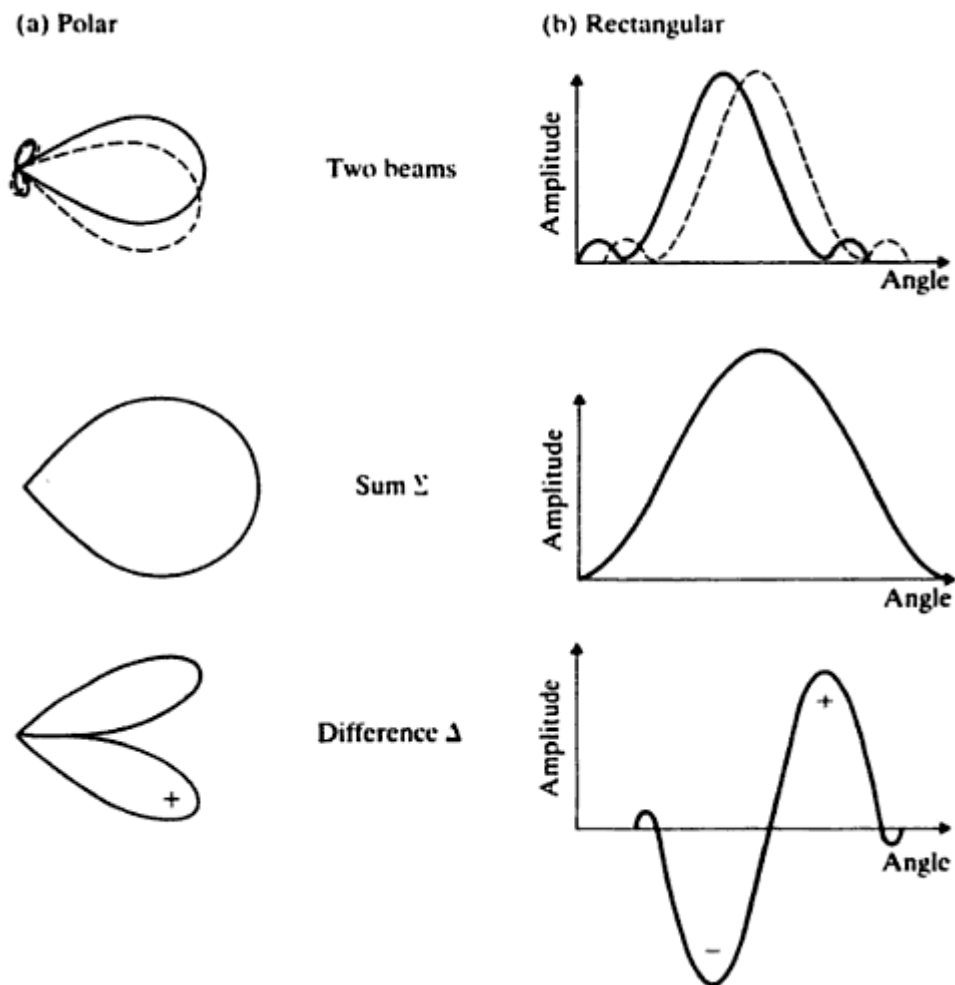
Fonte: [4]

Para resolver os problemas na amplitude da onda refletida, foi utilizada uma técnica na qual mais de um lóbulo é utilizado na medição da posição angular de um alvo. A essa técnica foi dado o nome de rastreamento por monopulso. Neste rastreamento, a amplitude e a fase das antenas são utilizadas para estimar o posicionamento de um alvo através de uma comparação das amplitudes de diferentes antenas em rede (array). Basicamente, duas antenas são utilizadas como receptoras de uma onda refletida. As mesmas são conectadas a uma junção híbrida que retorna a soma e a diferença entre as potências percebidas pelas duas antenas [4]. Considera-se soma como as duas antenas tendo mesma fase; diferença como tendo 180° de defasagem.

A soma dos sinais é utilizada para detectar a presença de um alvo pois retornará uma componente de alta amplitude (figura 5). Entretanto, o lóbulo possui uma largura maior que a largura dos lóbulos recebidos separadamente pelas duas antenas e isso não auxilia a estimar o posicionamento do alvo [4].

Já a diferença entre os sinais produz um sinal que não possui uma alta amplitude mas que se aproxima do desvio de ângulo entre o alvo e a direção na qual o sistema do radar está apontando (figura 5). Portanto, é possível estimar o controle do servo-motor para direcionar a antena ao alvo em movimento [4].

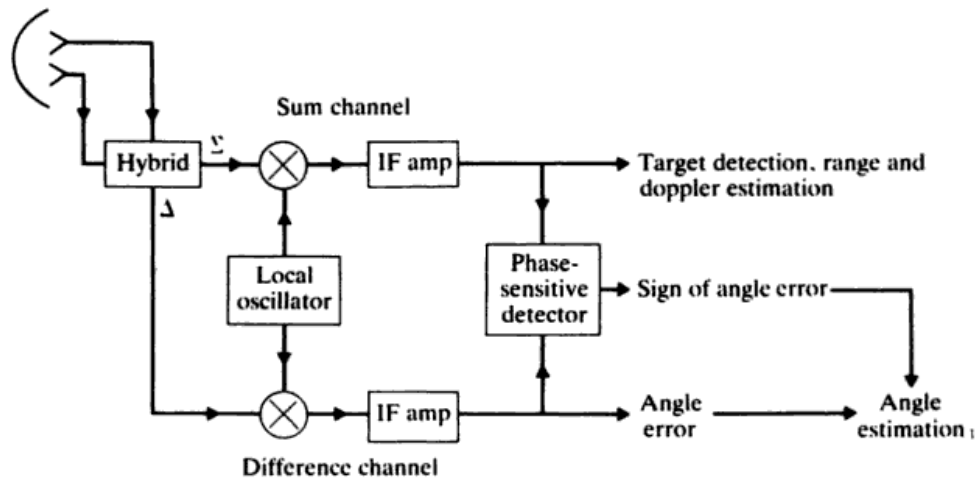
Figura 5 - Padrão dos feixes das antenas monopulso. (a) em coordenadas polares. (b) em coordenadas retangulares



Fonte: [5]

Uma vez que os sinais soma e diferença são obtidos, os mesmos servem de entrada para um detector de fase (figura 6), que obtém o quociente entre o sinal soma e o sinal diferença, independentemente da potência do sinal e o utiliza em uma combinação de amplificadores logarítmicos (obtendo relações de potência em escalas logarítmicas, com maior faixa dinâmica) para estimar o ângulo do alvo [4].

Figura 6 - Detector de fase para um sistema com radar monopulso



Fonte: [6]

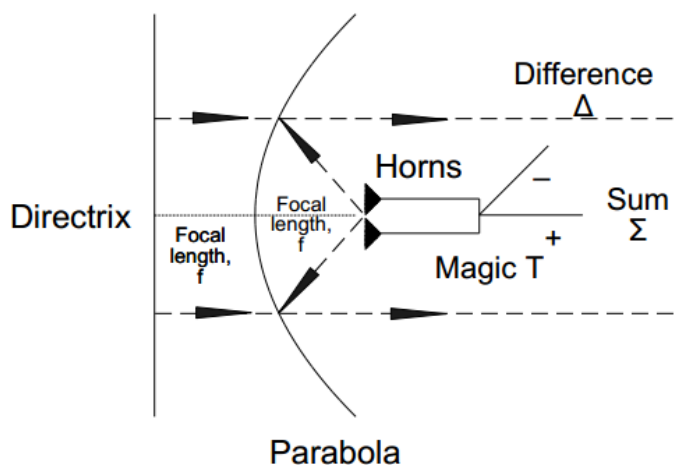
1.3. Antena para radar monopulso

Devido ao direcionamento do lóbulo principal utilizado no radar monopulso, antenas que reduzem os lóbulos laterais, baixo SSL (*Side Lobe Level*), favorecem o funcionamento deste radar. Dados os diversos modelos geométricos de antenas, as antenas tipo *horn* (cornetas) são as que mais se adequam a este padrão [3].

Antenas tipo *horn* são utilizadas amplamente no rastreamento de satélites e em sistemas de comunicação de alto ganho pois seus formatos favorecem uma grande abertura física.

Estas são tipicamente acopladas a junções híbridas e usadas como excitadoras em antenas refletoras. Esse funcionamento pode ser melhor visualizado na figura 7 [3].

Figura 7 – Sistema com antena e refletor monopulso



Fonte: [7]

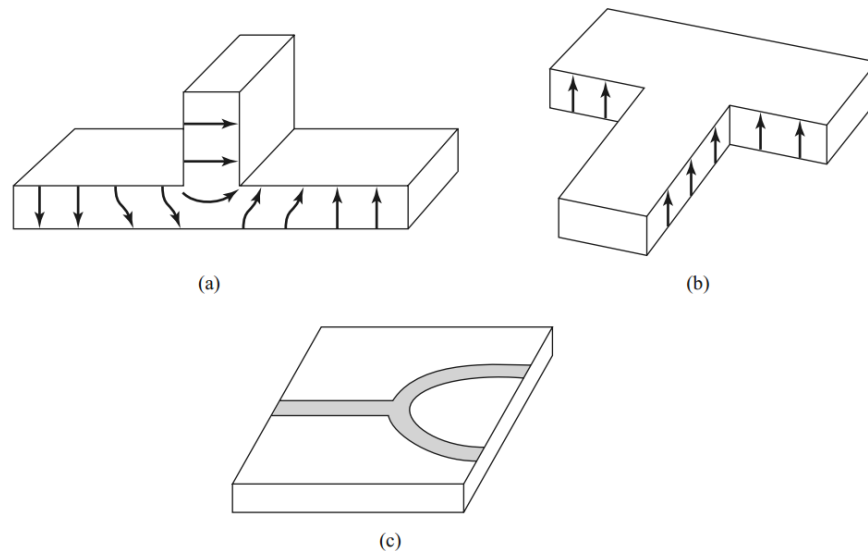
A redução dos lóbulos laterais também auxilia no funcionamento do radar monopulso devido à redução de *jamming* (sinal de rádio frequência interferente ao sinal desejado) na recepção [3].

2. Acopladores direcionais

Acopladores direcionais apresentam importante papel em radares monopulso. Estes são componentes de micro-ondas passivos usados na combinação de sinais ou na divisão de potência com certa fase entre portas, na qual duas linhas de transmissão trafegam perto o suficiente para que a propagação de energia de uma linha se combine com a outra linha, na implementação de linhas acopladas. Esses componentes podem conter duas ou mais portas e trabalham passivamente na combinação de um sinal ou na divisão arbitrária de potência. Junções híbridas, os mais mencionados neste projeto, são acopladores que usualmente possuem mais de uma saída com fase de 90° ou 180° entre as portas [1].

As redes de acopladores mais comuns possuem 3 ou 4 portas. As de 3 portas são as mais simples e se tratam de uma junção em T (figura 8), na qual duas portas são de entrada e uma porta é de saída, sendo que a combinação das potências dos sinais de entrada é dado pela configuração do sistema.

Figura 8 - Junção em T



Fonte: [8]

As redes de 4 portas, porém, possuem 2 portas de entrada e 2 portas de saída. Através do princípio de superposição é possível estudar duas configurações ortogonais separadamente e então soma-las. Em cada configuração, uma das portas de saída é uma porta acoplada enquanto a outra é uma porta isolada. Com a combinação das duas configurações possíveis (duas portas de saída) é possível obter os sinais de soma e diferença. Isso facilita o projeto do acoplador para o funcionamento semelhante ao de uma junção T onde cada porta de saída é estudada separadamente e unida por superposição [1].

Basicamente, em um acoplador ideal de 4 portas, a primeira porta é alimentada e acoplada para uma segunda porta (porta acoplada) através de uma função. O restante da potência de entrada que não é acoplada, é direcionada para uma terceira porta (porta direta), enquanto a quarta porta fica isolada [1].

As portas isoladas em geral, possuem uma carga acoplada de 50Ω para evitar eventuais reflexões que prejudiquem o desempenho do sistema.

2.1. Junção híbrida com fase em 180° (180° hybrid)

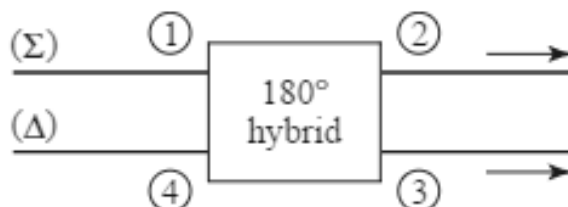
O foco deste projeto está em acopladores que possuem saída com fase de 180°, portanto, variando a porta que está acoplada e qual está isolada, ao realizar a superposição destas duas portas, tem-se a formação de sinais em fase e contra-fase respectivamente nas portas soma e diferença necessárias para o monopulso. A porta soma quando configurada como saída, irá resultar na soma das duas portas de entrada, enquanto a porta diferença, quando saída, irá resultar na diferença entre as duas portas de entrada, não se preocupando com o isolamento da outra porta de saída [1].

Entretanto, quando a porta soma é alimentada, o acoplador irá liberar duas saídas de amplitudes iguais e em fase entre si, sendo que a porta diferença estará isolada. Quando a porta diferença é alimentada, o acoplador irá liberar duas saídas com uma fase de 180° entre si e a porta soma estará isolada [1].

O funcionamento desta junção pode ser melhor visualizada na figura 9. Utilizando uma configuração com duas alimentações, se um sinal é aplicado na porta 2 e um segundo é aplicado na porta 3, na porta 1 (soma) sairá a soma dos sinais 2 e 3 e na porta 4 (diferença) sairá a diferença entre os sinais 2 e 3 [1].

Utilizando uma configuração com apenas uma alimentação, se um sinal é aplicado na porta 1 (soma), o mesmo será dividido em fase entre as portas 2 e 3 e a porta 4 estará isolada. Se um sinal é aplicado na porta 4 (diferença), o mesmo será dividido entre as portas 2 e 3 com uma fase de 180° entre eles e a porta 1 (soma) estará isolada [1].

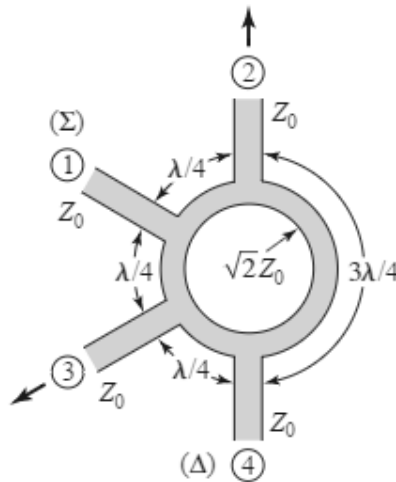
Figura 9 - Junção híbrida em 180°



Fonte: [9]

O acoplador de junção híbrida pode ser construído utilizando diversos formatos. O formato planar em anel, conhecido como rat-race (figura 10) pode ser construído com *striplines* e implementado através de circuitos impressos. Este modelo também será a referência para o desenvolvimento deste projeto [1].

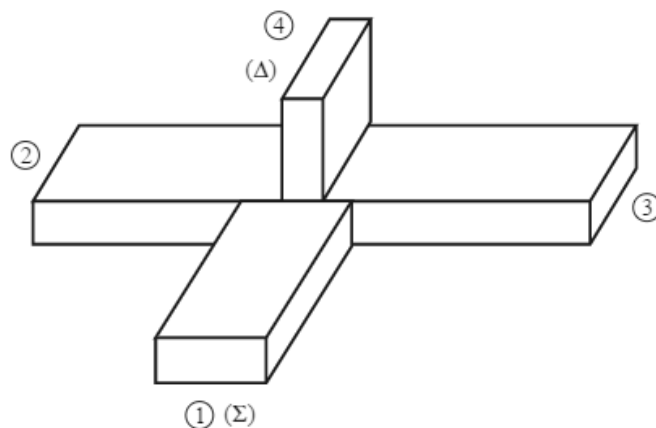
Figura 10 - Rat Race



Fonte: [10]

Um segundo formato é construído através de guias de onda, conhecido como magic-T (figura 11).

Figura 11 - Magic-T



Fonte: [11]

Os sistemas monopulso implementados funcionam tanto para o rat-race como para o magic-T, mudando apenas o fato de um ser planar e o outro um guia de onda. As portas do rat-

race, por funcionar com microlinha, são implementados usualmente com portas coaxiais e a impedância da microlinha para cada porta é a impedância característica do sistema [1].

3. Antenas Inteligentes

Sistemas de antenas inteligentes são sistemas nas quais as antenas focam a radiação para um determinado dispositivo ignorando os sinais interferentes vindos de outras direções. Isso aumenta a relação sinal ruído e proporciona uma qualidade de sinal melhor para uma determinada comunicação. Além de ignorar um maior número de sinais interferentes em comparação com um sistema omni-direcional, este acaba por interferir menos em sistemas concorrentes que não estejam na direção do lóbulo principal. Tal processo também reduz a necessidade de uma área de cobertura e aumenta a qualidade do sinal sem a necessidade de aumentar a potência do sinal enviado, reduzindo o consumo de energia [2].

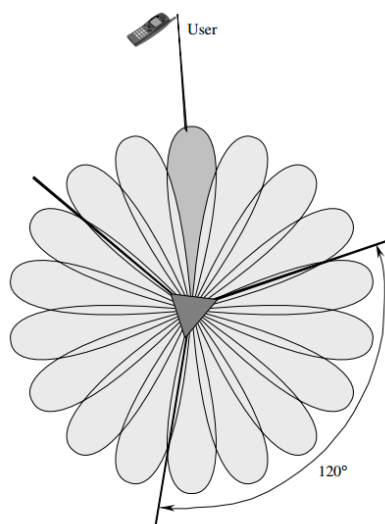
Antenas inteligente são desenvolvidas baseando-se nos conceitos abordados anteriormente sobre radares, no qual, o dispositivo alvo deve ser localizado para que o sinal seja direcionado ao mesmo. A direção é pré-calculada em sistemas de predição e utiliza os resultados da localização atual e em momentos anteriores do alvo para determinar uma possível posição do alvo para instantes posteriores.

Estes sistemas são usualmente divididos entre um sistema de escolha de lóbulos (*switched-beam systems*) e um sistema de arrays adaptativos (*Adaptative array systems*) [2].

3.1. Switched-Beam Systems

Neste sistema, a antena escolhe entre um *range* pré-determinado de lóbulos principais para se comunicar com algum dispositivo. Neste caso, algumas localizações são mais bem atendidas, pois estão na direção exata de um dos lóbulos principais de escolha, enquanto outras localizações são menos privilegiadas devido a estarem entre dois lóbulos principais. Este sistema é mais bem descrito na figura 12 [2].

Figura 12 - Switched-Beam System

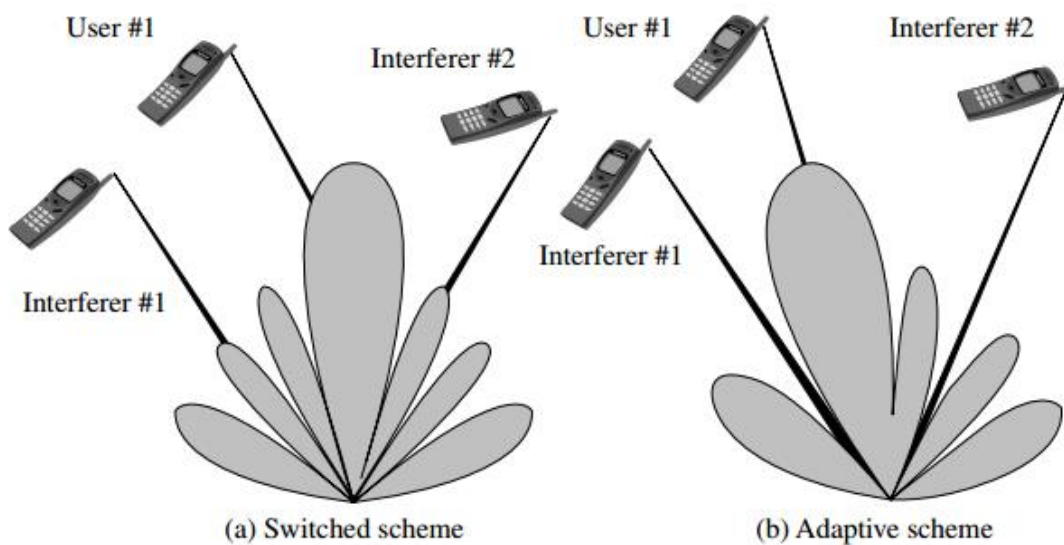


Fonte: [12]

3.2. Adaptive Array Systems

Nessa configuração, o sistema pode alterar em tempo real a direção de um lóbulo principal. Com isso, um determinado dispositivo alvo estará com um padrão de radiação favorecido independente do ângulo que o mesmo esteja em relação à antena [2].

Figura 13 – Comparação entre um sistema Switched-Beam (a) e um sistema Adaptativo (b)



Fonte: [13]

4. Desenvolvimento do radar monopulso

O acoplador escolhido para a construção do radar monopulso é o rat-race. Esta implementação permite a construção do acoplador planar, cujo formato pode ser implementado com técnicas de construção de circuitos impressos.

A placa de circuito impresso que deve ser utilizada é a feita com chapas de fibra de vidro (FR-4, FR significando *Flame Retardant*) de 2 mm de espessura, padrão mais comum no mercado e os conectores para as portas deverão ser N, devido às dimensões do projeto e à frequência de operação.

Com as características de dimensão e tipo de material dos conectores e da placa de circuito impresso, o sistema foi simulado com o software CST MWS, software de simulação de sistemas eletromagnéticos, onde as dimensões do arco e das portas do rat-race foram simuladas a fim de obter as portas soma e diferença e o funcionamento na faixa de frequências desejado.

As antenas utilizadas poderão ser antenas planares e as mesmas poderão ser acopladas diretamente ao rat-race ou conectadas pelo coaxial.

O desenvolvimento no CST começa com os cálculos de dimensão. A circunferência do rat-race deve ter segundo a teoria, o comprimento de seis quartos do comprimento de onda. Essa se torna a primeira referência para o desenvolvimento do projeto e avaliação da matriz de parâmetros S no CST. Baseando-se na teoria do rat-race, foi escolhida a frequência de 1GHz, o que retorna em termos de tamanho o seguinte.

O comprimento de onda é dado por:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{1 \cdot 10^9} = 0,3m \quad (3)$$

Entretanto, as dimensões são calculadas sobre o comprimento de onda no guia, que depende da permissividade efetiva do material de valor 4,3 na placa FR-4. Dessa forma, o comprimento de onda no guia é dado por:

$$\lambda_G = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} = \frac{0,3}{\sqrt{4,3}} = 0,1447m \quad (4)$$

Com esse valor, pode-se calcular o comprimento da circunferência e então do raio do rat-race, retornando os valores:

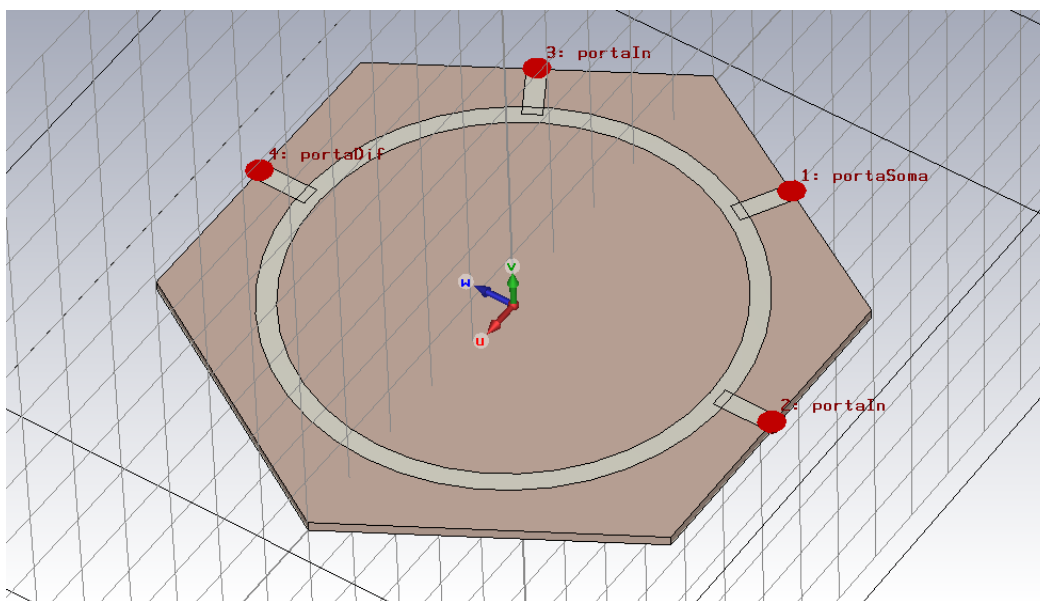
$$circ = \frac{6}{4} \lambda_G = 0,217m \quad (5)$$

$$R = \frac{circ}{2\pi} = \frac{0,217}{2\pi} = 0,0345m = 3,45cm \quad (6)$$

Nesta base de conhecimento, o rat-race pode ser desenvolvido no CST. O tamanho obtido pelo cálculo é coerente e viável para a construção. A escolha da frequência de 1GHz foi baseada nesse cálculo, transcrito no Matlab, onde diversos valores de frequência foram experimentados a fim de verificar o melhor tamanho, tanto para construção, como para utilização de conectores adequados.

O rat-race foi desenvolvido com a placa de fenolite em formato de hexágono para melhor alocar as portas, tal como descrito na figura 14. O material escolhido para o substrato foi o FR-4 com 4,3 de permissividade relativa e o material condutor escolhido foi o PEC.

Figura 14 – Rat-race desenvolvido nas dimensões ideais.



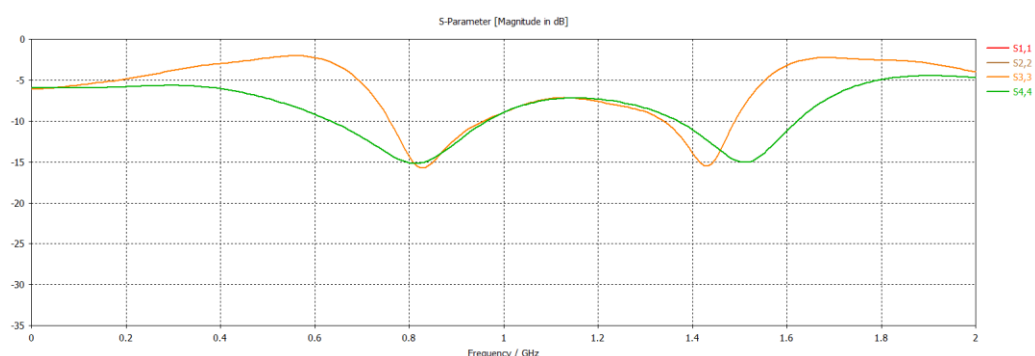
As portas foram numeradas e nomeadas de acordo com a melhor leitura da matriz de parâmetros S. As portas adotadas no CST foram as portas discretas, pois o CST não aceita que portas *waveguides* sejam colocadas em um sentido que não seja paralelo a um dos eixos coordenados. Como o rat-race possui portas alocadas com 60° de ângulo entre si, as portas discretas tiveram de ser utilizadas. Essas portas são posicionadas no plano de espessura do FR-4 criando uma conexão entre a microlinha e o plano terra disposto na parte inferior da placa. A dimensão das portas foi calculada usando a própria macro do CST para uma impedância de 50 Ω , resultando em uma largura de 3 mm.

Com essas medidas, os parâmetros S foram calculados em primeira instância sendo que os índices de reflexão foram os primeiros parâmetros a serem analisados. A matriz de parâmetros S mostra uma forma de relacionar a potência de entrada de uma porta com a potência de saída em alguma outra porta ou na mesma. Os itens da matriz, assinalados pelo índice S_{yx} , dizem respeito a relação entra a potência que entra por uma porta x e sai na porta y.

Parâmetros S analisados com a entrada e saída na mesma porta, ou seja, a diagonal da matriz, são os coeficientes de reflexão nas portas, quando todas as outras portas do acoplador estão casadas. No caso do rat-race, espera-se um valor baixo nesses valores pois não se deseja uma perda de potência nas portas de entrada ou saída. Os outros itens da matriz dizem respeito aos coeficientes de transmissão de uma porta para outra e estes dados dependem da rede de micro-ondas que está sendo estudada.

Por analogia no formato do acoplador, os parâmetros S11 tiveram o mesmo resultado de S33 e S22 teve o mesmo resultado de S44. Os valores em dB em função da frequência estão descritos na figura 15.

Figura 15 - Parâmetros SXX para rat-race



Nota-se que na faixa de frequência de 1GHz, o parâmetro S é superior a -10dB. Esse resultado não é satisfatório se tratando da reflexão, pois nesse caso, uma grande parcela da

potência de entrada seria perdida na reflexão da própria porta lembrando que nesse parâmetro, resultados maiores representam transmissão. Tratando-se de um parâmetro S na qual a entrada e a saída medida estão na mesma porta (S_{xx}), quanto menor o resultado, melhor o contexto. Espera-se para este caso, resultados abaixo de -20dB.

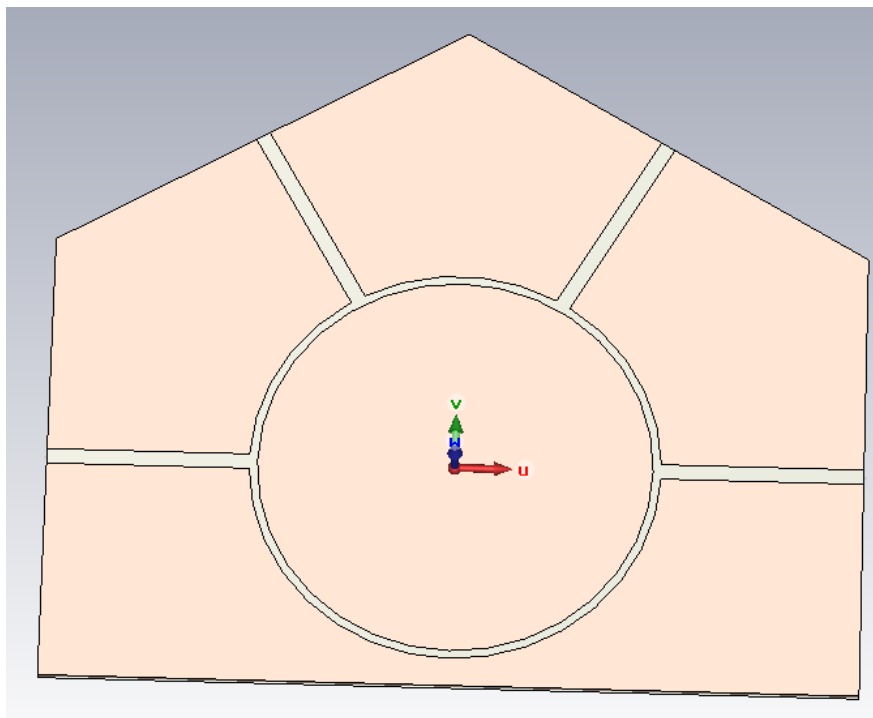
A partir desse primeiro caso de referência, modificações no modelo 3D foram realizadas. Tratando-se de uma frequência pouco acima da faixa de UHF na qual o comprimento de onda guiado é de 14cm, resolveu-se realizar o experimento aumentando a circunferência do rat-race e o comprimento das portas. Esse aumento de tamanho respeitou alguns limites apropriados para a construção do acoplador tal como a espessura, largura e altura das placas de FR-4 encontradas comercialmente.

A primeira modificação realizada foi no tamanho da circunferência, que foi criado com 3,97cm de raio. Modificações dessa categoria respeitam o fato do parâmetros S com entrada e saída na mesma porta terem valores de reflexão menores em frequências próximas da frequência escolhida de 1GHz. A modificação na dimensão da circunferência não foi muito distante do especificado na teoria, pois, essa é a única especificação de dimensão que a mesma possui e para que as ondas percorridas na microlinha respeitem a relação de fase entre as portas, a dimensão deve ser adequada.

A maior modificação realizada foi com relação à dimensão das portas. As portas, que não possuem especificação de comprimento no rat-race, tiveram seu comprimento aumentado, tendo agora o comprimento de 4,16cm. Esse comprimento está próximo da relação de um quarto do comprimento de onda guiado.

Essa modificação faz com que seja necessária uma placa com 16,4cm de comprimento por 14,2cm de largura. Essas especificações são contempladas pelas placas vendidas comercialmente e que são encontradas no varejo para fabricação de um protótipo. O modelo 3D da placa está descrito na figura 16.

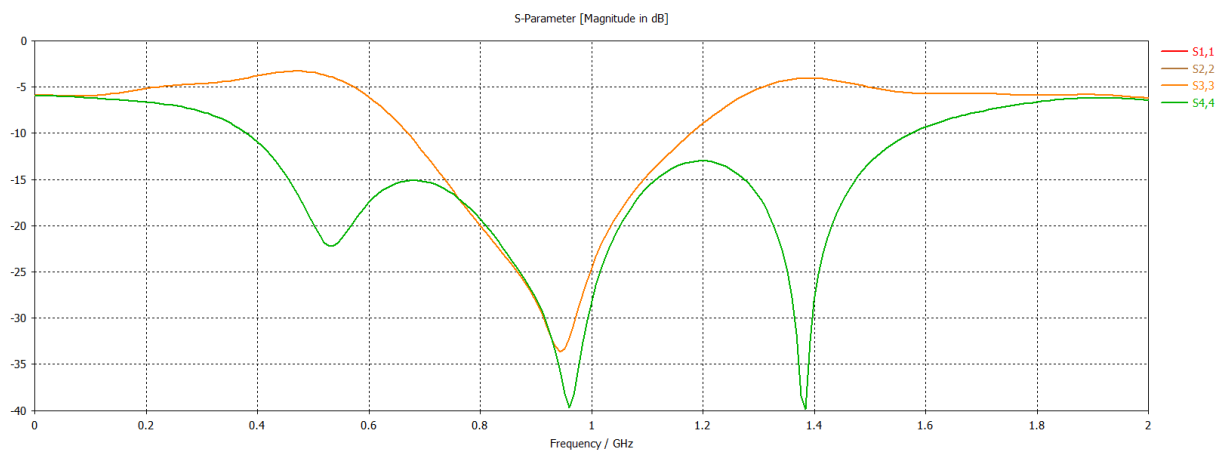
Figura 16 – Rat-race desenvolvido com as dimensões modificadas.



A configuração e numeração das portas se manteve a mesma do primeiro modelo, ainda salvo.

Após a simulação dos dados no CST, verificou-se novamente a reflexão nas portas através dos parâmetros S. Os valores estão descritos na figura 17. Nota-se nesse caso que para a frequência de 1GHz, os parâmetros S estão abaixo de -20dB. Com isso, menos potência será perdida nas portas e será transmitida ao acoplador.

Figura 17- Parâmetros SXX para rat-race

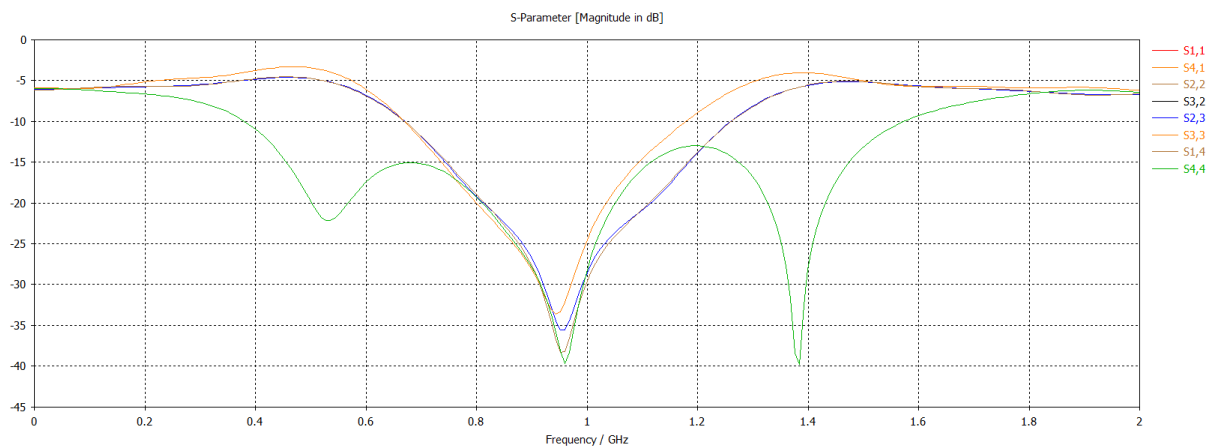


Uma vez que a perda por reflexão é aceitável, os outros parâmetros S foram analisados para verificar o funcionamento do rat-race. A matriz de parâmetros S ideal do rat-race sob essa numeração de portas é dada por:

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

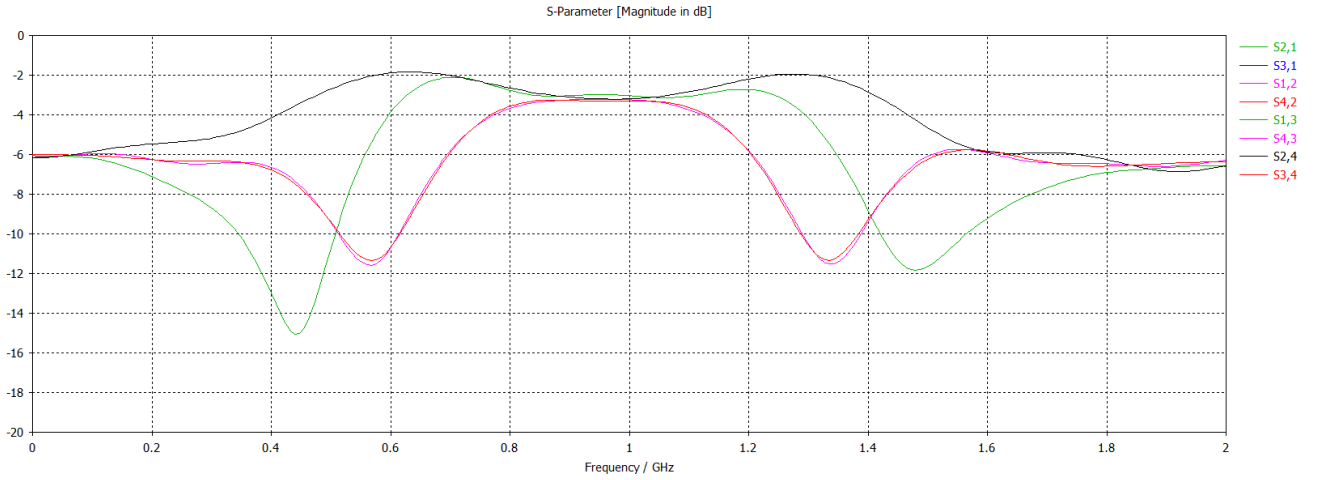
Baseando-se nessa construção, os parâmetros S com módulo 0 na matriz (S11, S14, S22, S23, S32, S33, S41 e S44), deverão ter os parâmetros S em dB com valores baixos, preferencialmente abaixo de -20dB na frequência de 1GHz, tal como descrito na figura 18.

Figura 18 - Parâmetros S dos itens sem transmissão



Os parâmetros S com 1 ou -1 na matriz (S12, S13, S21, S24, S31, S34, S42 e S43), deverão ter os parâmetros S em dB caracterizados por transmissão, ou seja, próximos de -3dB na frequência de 1GHz, tal como descrito na figura 19.

Figura 19 - Parâmetros S dos itens com transmissão



As análises sobre os parâmetros S no CST auxiliam na comparação dos resultados dos modelos 3D com a teoria da rede do sistema de micro-ondas. Uma vez que os parâmetros S no CST são obtidos através de uma análise de malhas, os resultados concordantes com a teoria são confiáveis. Os parâmetros S entretanto fazem uma análise do comportamento das outras portas quando apenas uma porta é alimentada e as outras que não sejam saída estejam casadas. No uso do rat-race como um radar monopulso, as portas 2 e 3 são alimentadas.

Para fazer a análise da concordância nesses casos, a potência que entra em ambas as portas de entrada e que passam para cada uma das portas de saída devem ser as mesmas em módulo. Nesse caso:

$$|S_{13}| = |S_{12}| \quad (5)$$

$$|S_{42}| = |S_{43}| \quad (6)$$

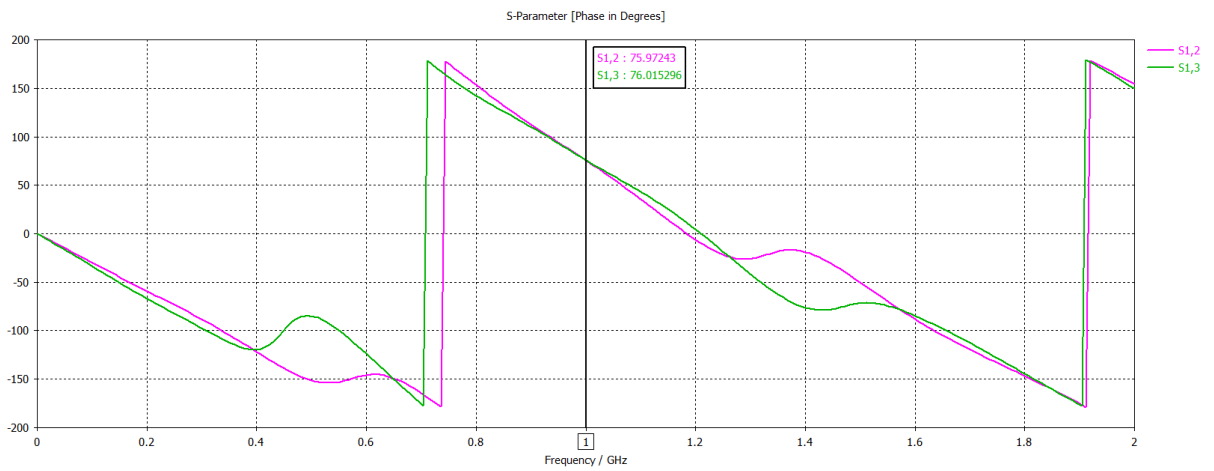
Pela matriz de parâmetros S é possível comprovar que as Equações 5 e 6 são atendidas e com a figura 19 foi demonstrado que o modelo produzido no CST é atendido. Entretanto, nota-se que S13 e S12 são iguais a 1, enquanto S42 e S43 possuem sinal invertido, concordando apenas em módulo. Isso é explicado pela diferença de fase que ocorre na transmissão, que é o que garante que o rat-race pode ser utilizado no sistema de radar quando alimentado nas portas 2 e 3. No caso:

$$\arg(S_{13}) - \arg(S_{12}) = 0^\circ \quad (7)$$

$$\arg(S_{43}) - \arg(S_{42}) = 180^\circ \quad (8)$$

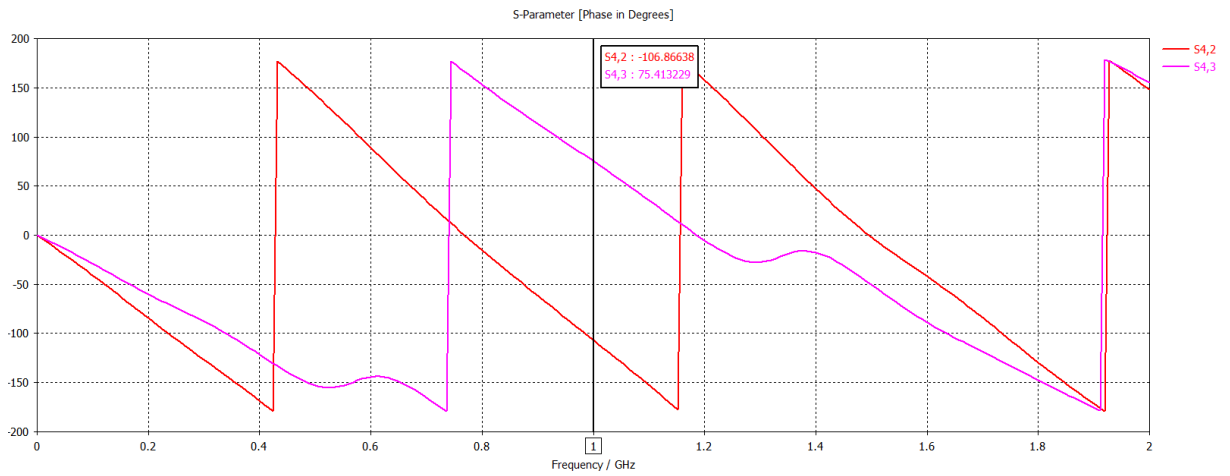
Para checar se estes valores estão corretos, o gráfico dos parâmetros S deverá ser expresso pela fase na qual o CST oferece um gráfico de fase em graus pela frequência. Primeiramente, para checar a equação 7, temos as curvas de S13 e S12 em graus. Adicionando um *marker* paralelo ao eixo Y na frequência de 1GHz, o CST retorna o valor exato das duas curvas em graus. Os dados estão descritos na figura 20 e é possível visualizar que a diferença de fase nesse ponto é de 0,04°, valor que atende o esperado de 0°.

Figura 20 - Parâmetros S em fase para S12 e S13



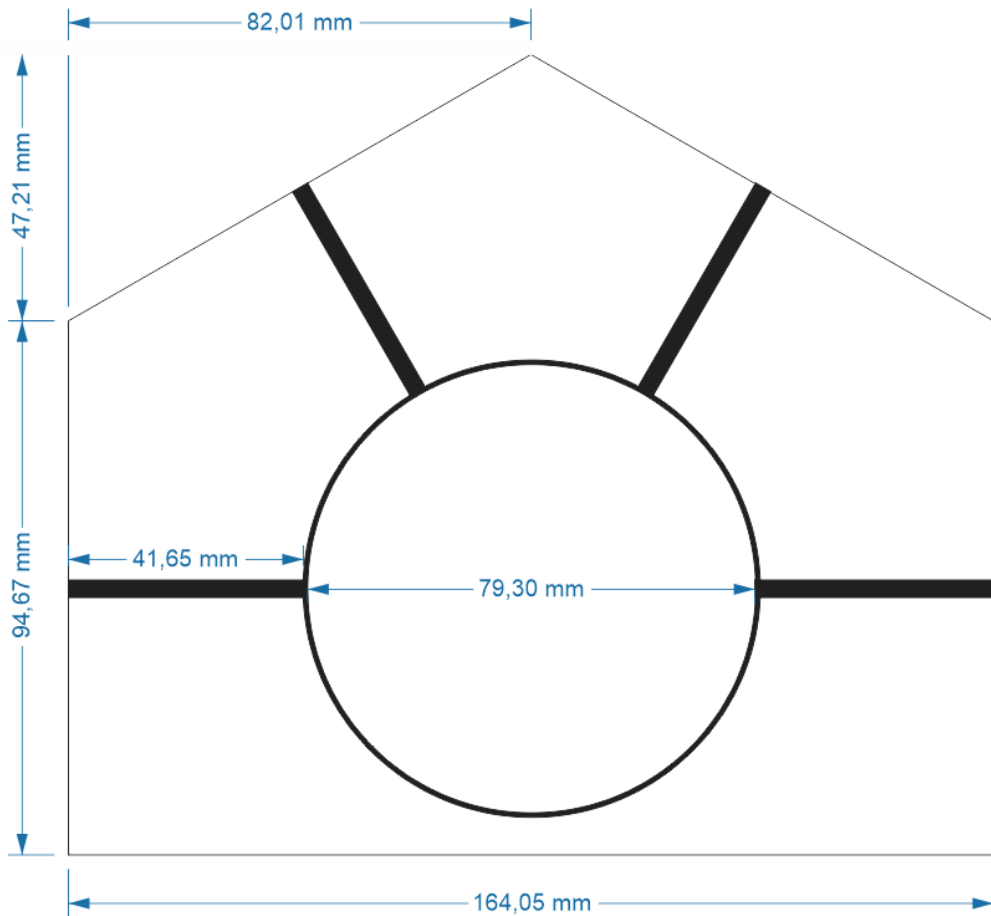
Para checar a equação 8, o mesmo procedimento da equação 7 é realizado. Os valores estão descritos nas figura 21 e a diferença de fase obtida foi de 182,08°, diferença maior para o esperado de 180° se comparado ao obtido na equação 7, mas com parâmetro aceitável.

Figura 21 - Parâmetros S em fase para S42 e S43



Uma vez que esses dados foram verificados, as dimensões do rat-race escolhido são as descritas na figura 22.

Figura 22- Dimensões do rat-race



5. Construção do *rat-race*

Uma vez que as dimensões do *rat-race* foram obtidas para o funcionamento em 1GHz, os materiais foram obtidos para a construção. A placa de fenolite foi obtida no comércio varejista na espessura comercial já conhecida e tomada como base para o desenvolvimento no CST.

A placa foi recortada usando uma serra circular para as duas portas que estão a 60° das portas diretas. O corte foi realizado na forma do desenho previsto e foi lixado com uma lima para acertar a dimensão. Isso garantiu que o material condutor nos dois lados esteja completamente alinhado com o material isolante, precisão que a serra circular não consegue acertar.

Para o desenvolvimento das trilhas, como as dimensões do *rat-race* estão em grandezas que permitem o manejo sem a utilização do processo de usinagem, usou-se percloroeto de ferro, também obtido comercialmente. No desenho das trilhas, utilizou-se a técnica de *transfer*, realizando a impressão da trilha no papel fotográfico e passando para a placa por aquecimento. No caso, utilizou-se um ferro de passar roupa e uma toalha entre o papel e o ferro para que o mesmo apenas aquecesse sem queimar. Após a retirada do papel, reforçou-se o centro das trilhas utilizando marcador permanente.

Para a proteção do plano terra, utilizou-se papel contact. O lado do plano terra foi limpo para que o papel contact não formasse bolhas ou permitisse que o percloroeto entrasse em contato com o plano terra. Após a corrosão, o resultado obtido foi descrito nas figuras 23 e 24.

Figura 23 – *Rat-race* construído

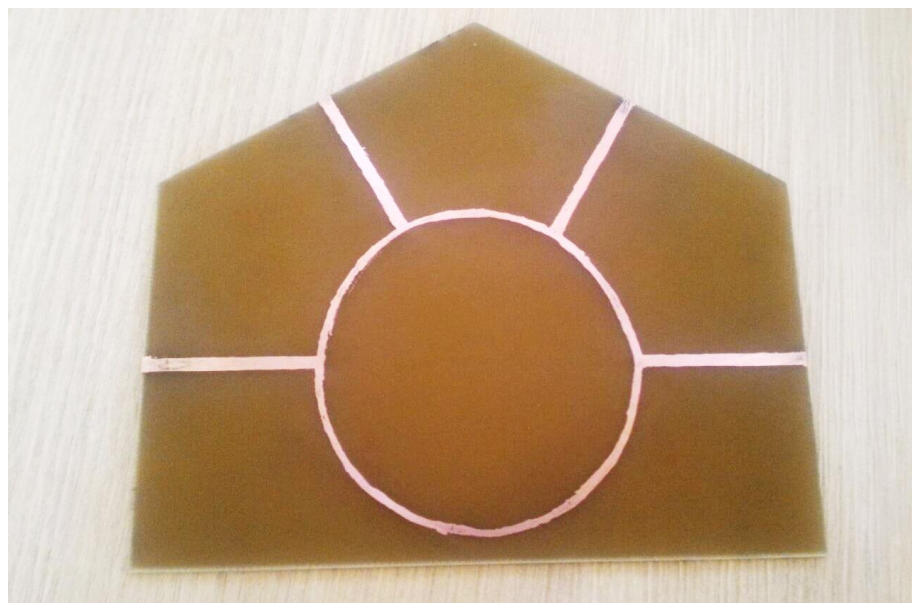
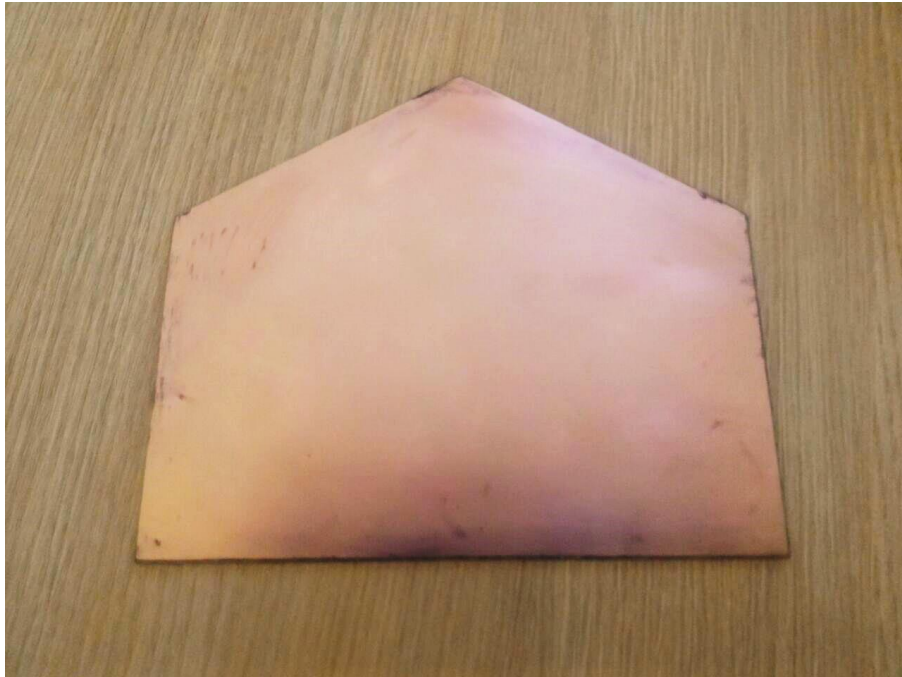


Figura 24 - *Rat-race* construído - Plano terra



O material condutor foi lixado após a corrosão e procedeu-se a limpeza da placa.

Para a instalação dos conectores, uma adaptação teve que ser realizada. O pino vivo do conector foi soldado às trilhas do *rat-race*, entretanto, a parte externa do conector deve ter contato com o plano terra. Colocando o conector de modo que o vivo fique em ângulo com a placa, o plano terra fica em perpendicular com o conector. Além disso, o conector possui um ressalto devido ao substrato do mesmo, dificultando o contato do plano terra. O conector N utilizado está apresentado na figura 25.

Figura 25 - Conector N



Para contornar este problema, foi adaptada uma chapa de alumínio em L que foi soldada ao conector e à placa. Devido ao difícil contato do estanho à chapa de alumínio foi necessário o uso de um fluxo para solda que facilita a solda em alumínio, cobre ou latão. Esse processo de contato também pode ser realizado com parafina. O resultado dessa adaptação pode ser visto na figura 26.

Figura 26 - Adaptação do conector ao plano terra



Realizando a solda dos quatro conectores, tem-se o rat-race descrito nas imagens 27 e 28. A placa está sustentada fisicamente pelos conectores e pode já ser utilizada para realizar as medidas de parâmetros S simuladas no CST.

Figura 27 - *Rat-race* construído

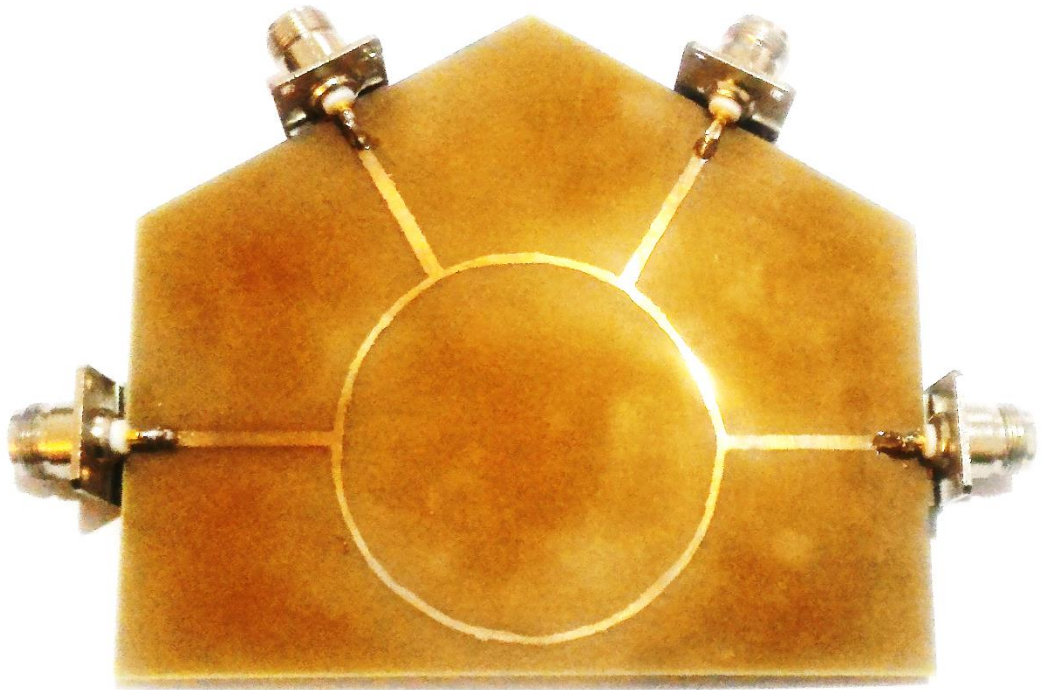
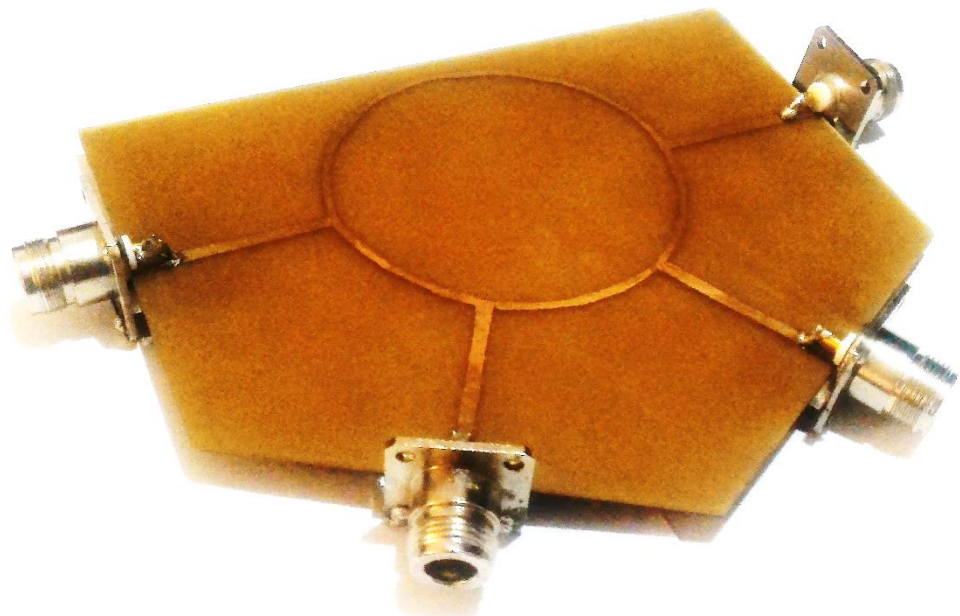


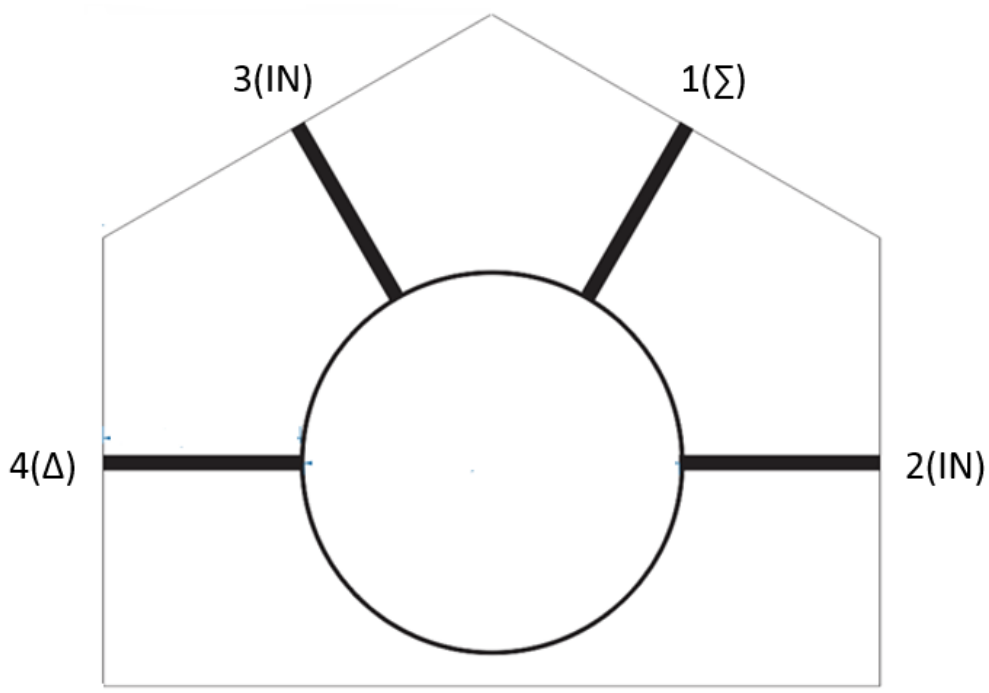
Figura 28 - *Rat-race* construído



6. Medição do *rat-race*

Para a verificação do *rat-race* construído, usou-se um analisador de rede para verificar os parâmetros S entre as portas. O analisador de rede utilizado foi o modelo ZVB8 da Rohde & Schwarz para duas portas, com capacidade de realizar medições de 300MHz até 8GHz. Como este analisador de rede possui apenas duas portas, as medições foram realizadas de duas em duas portas casando as outras portas do sistema com cargas de 50Ω. A numeração de portas seguiu o mesmo formato utilizado para realizar o projeto no CST, tal como descrito na figura 29.

Figura 29 -Numeração das portas do *rat-race*



Os valores lidos no analisador de rede foram salvos no formato s2p. Este formato permite importação no CST e a visualização dos gráficos de parâmetros S tal como vistos na simulação. Foram realizadas 06 medidas entre as portas. As medidas invertendo as portas apresentam o mesmo resultado e as medidas de reflexão, entre uma porta e a mesma, podem ser obtidas em qualquer medida que use a mesma.

As operações de medidas realizadas estão descritas nas figuras de 30 a 35.

Figura 30 - Medição do *rat-race* entre as portas 3 e 4

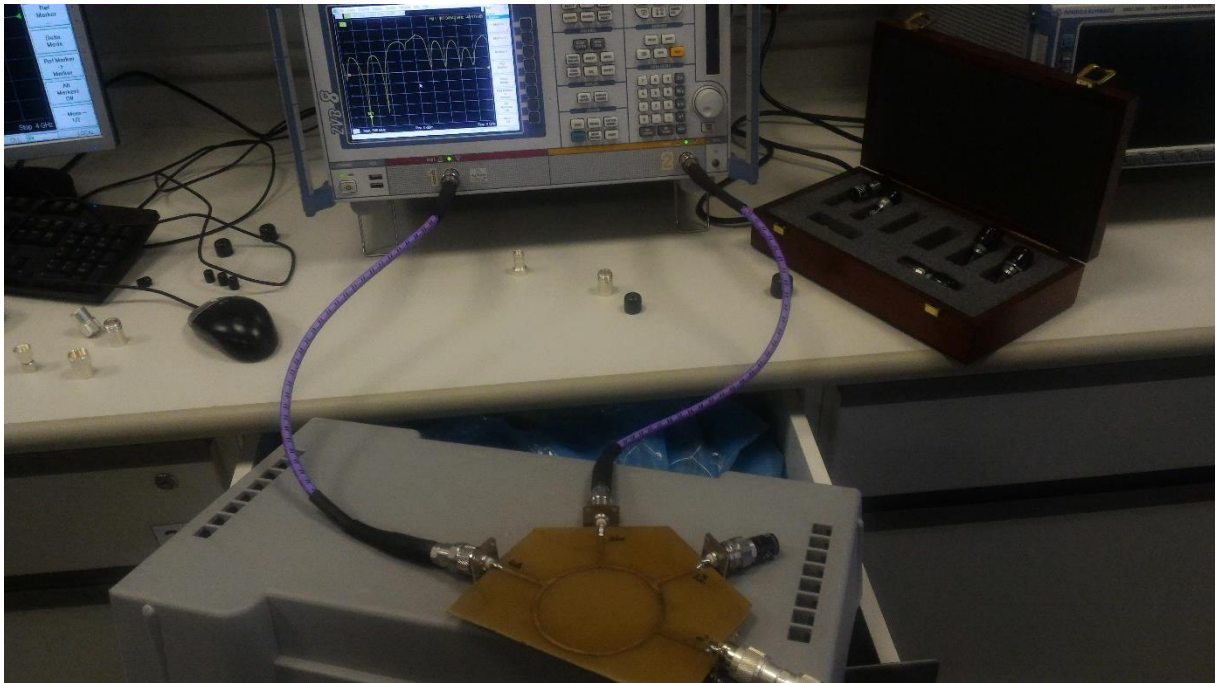


Figura 31 - Medição do *rat-race* entre as portas 1 e 4

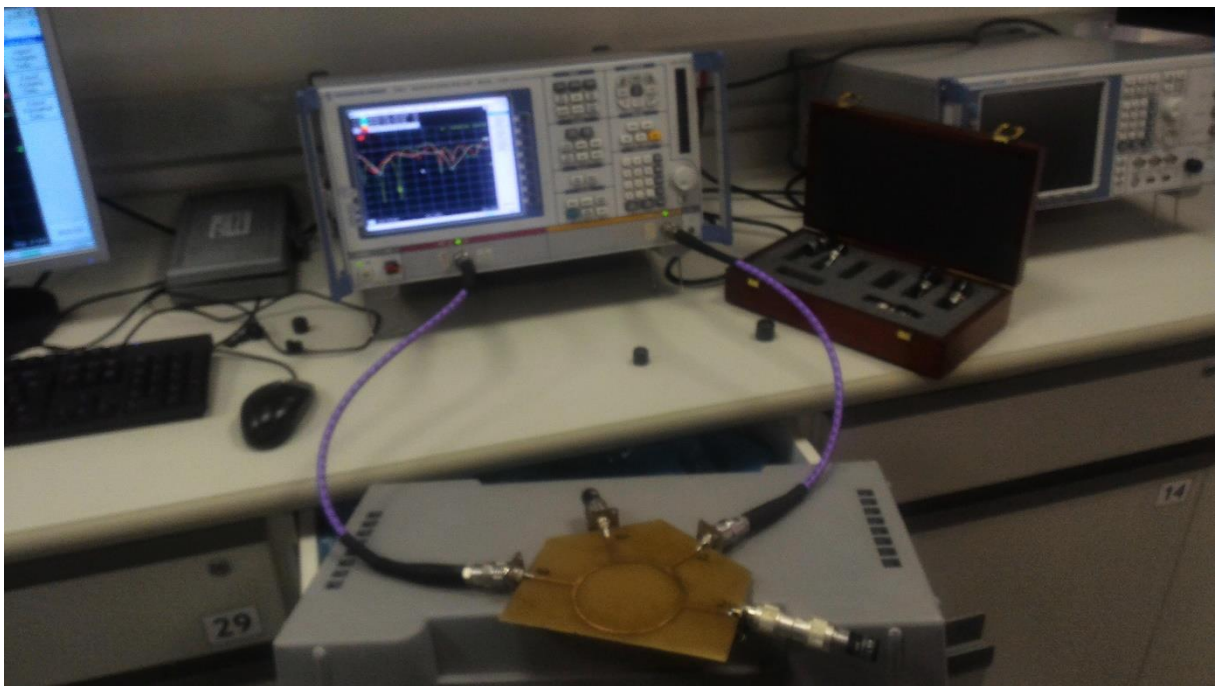


Figura 32 - Medição do *rat-race* entre as portas 2 e 4

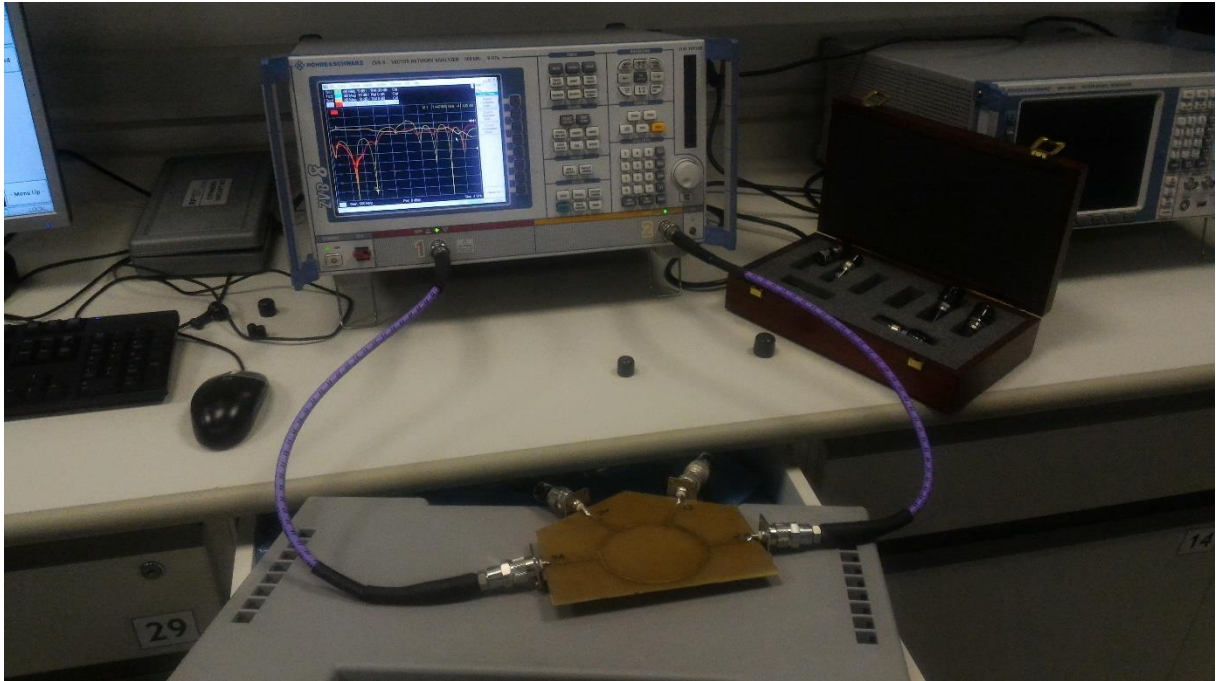


Figura 33 - Medição do *rat-race* entre as portas 2 e 3

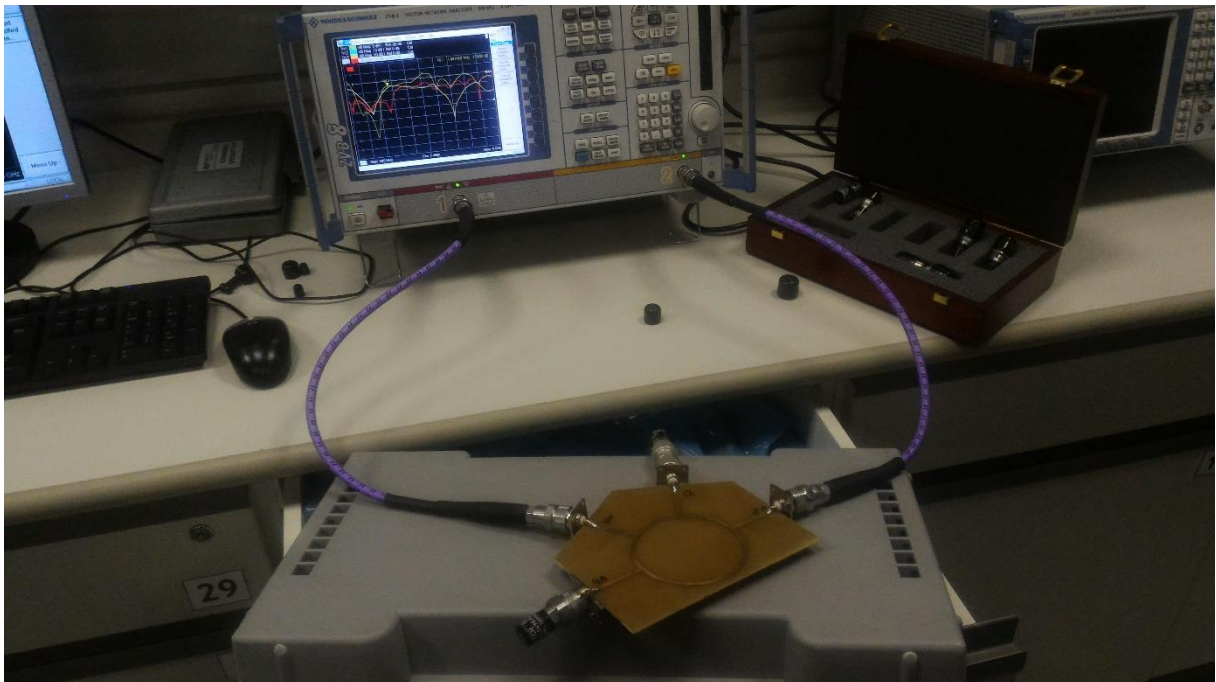


Figura 34 - Medição do *rat-race* entre as portas 2 e 3

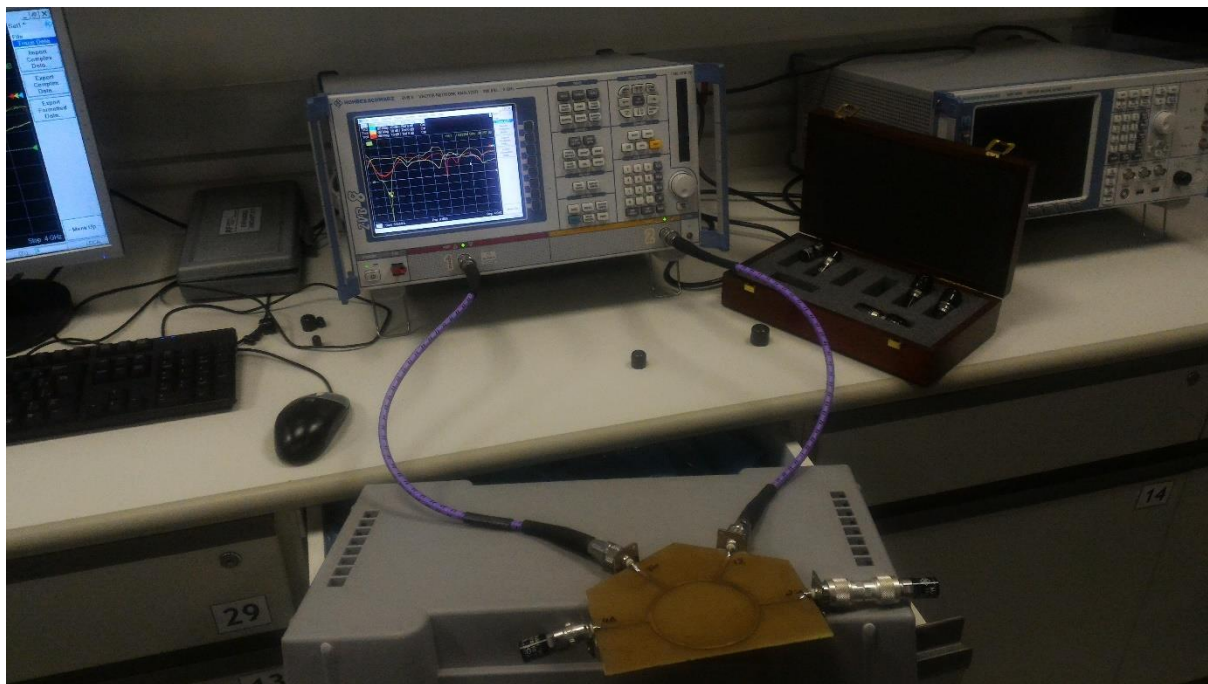
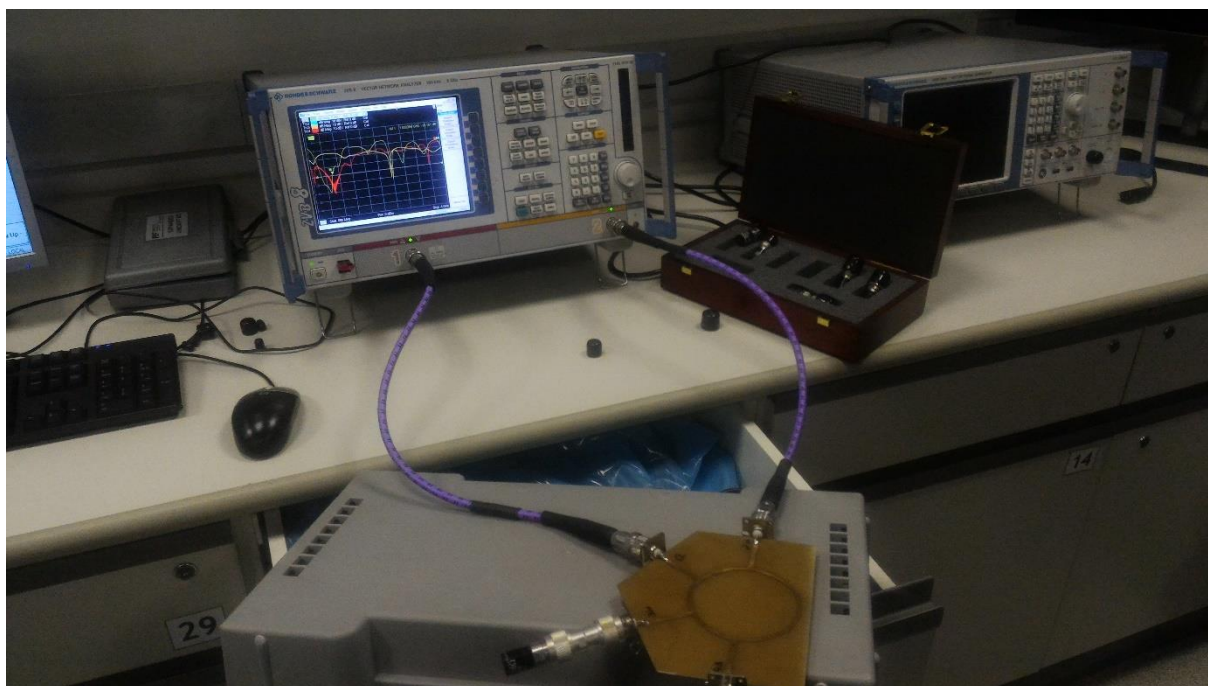


Figura 35 - Medição do *rat-race* entre as portas 1 e 2



Os valores medidos foram importados no CST para visualizar gráfica dos parâmetros S. Primeiramente, os valores de parâmetro S com módulo 0 na matriz (S_{11} , S_{14} , S_{22} , S_{23} , S_{32} , S_{33} , S_{41} e S_{44}), devem ter os parâmetros S em dB com valores baixos, preferencialmente

abaixo de -20dB na frequência de 1GHz, tal como já citado na teoria. Analisando o gráfico entre 0,5 e 2GHz, tem-se as figuras de 36 a 43.

Figura 36 - S11 medido no analisador de rede

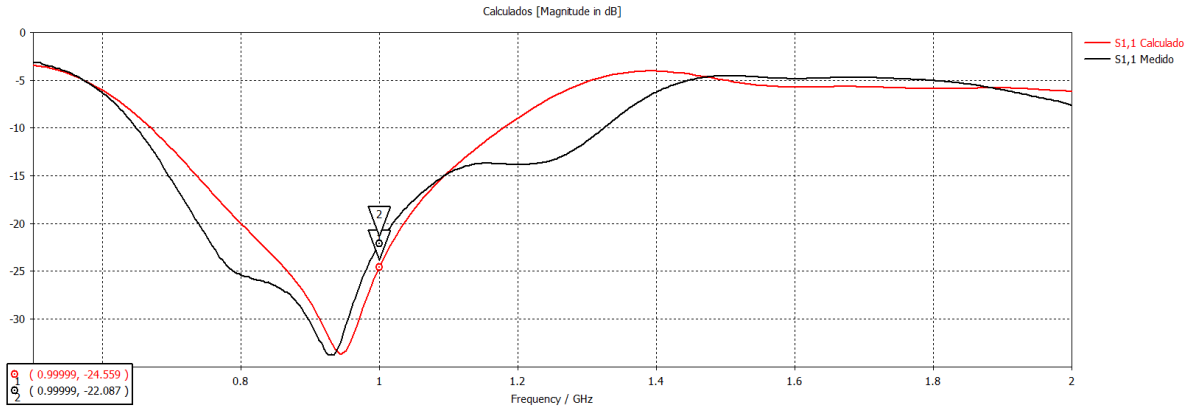


Figura 37 - S14 medido no analisador de rede

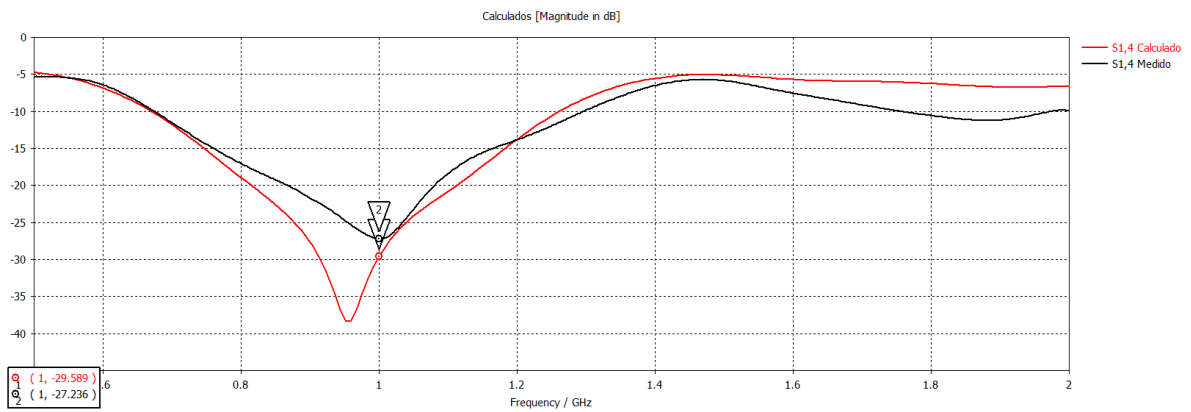


Figura 38 - S22 medido no analisador de rede

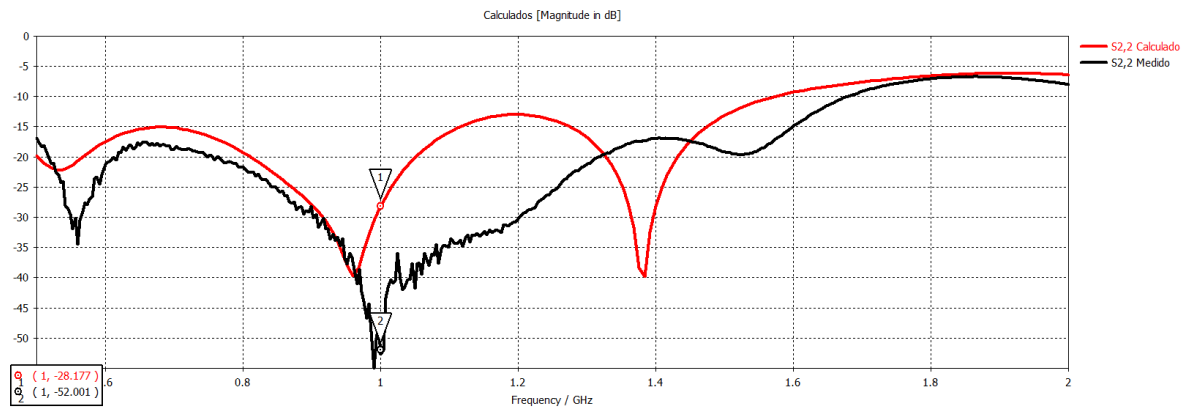


Figura 39 - S23 medido no analisador de rede

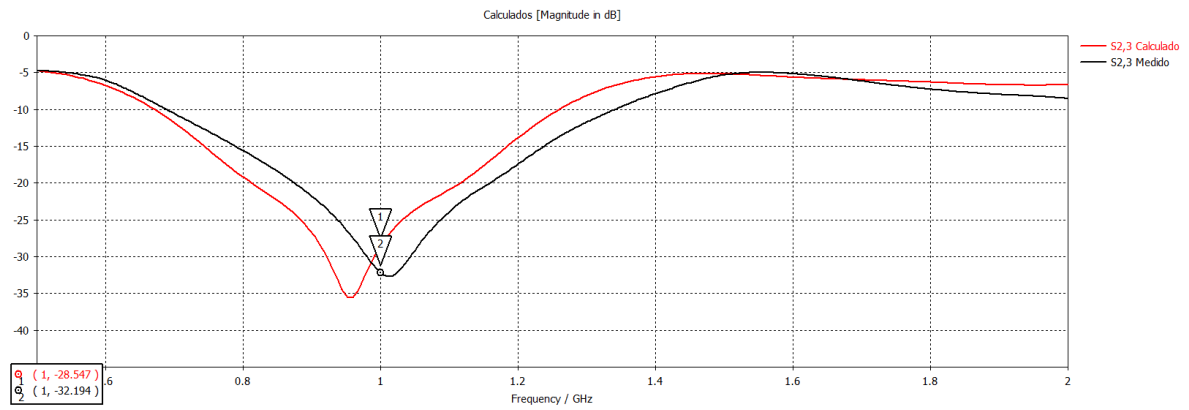


Figura 40 - S32 medido no analisador de rede

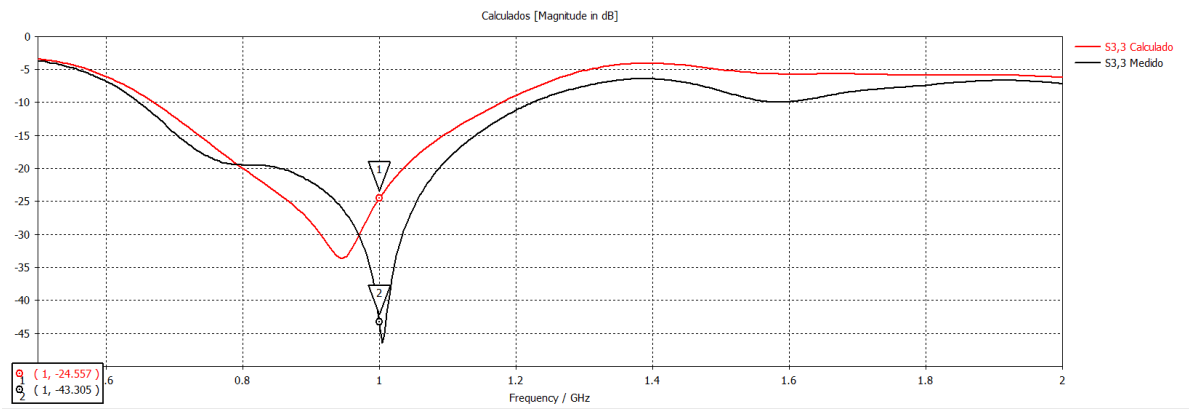


Figura 41 - S33 medido no analisador de rede

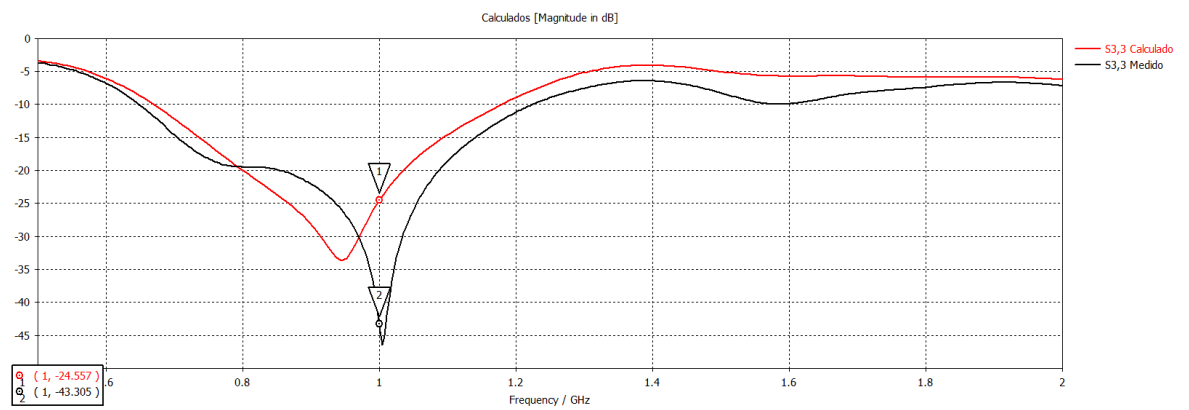


Figura 42 - S41 medido no analisador de rede

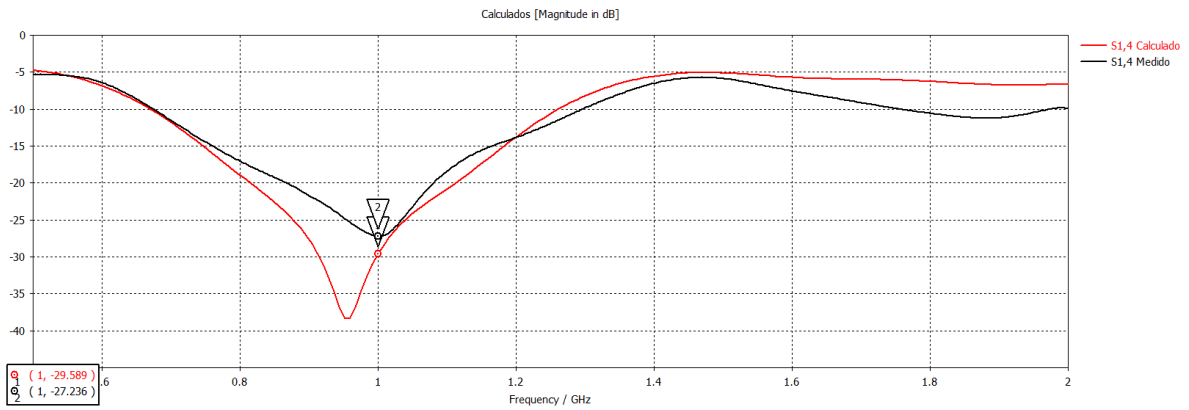
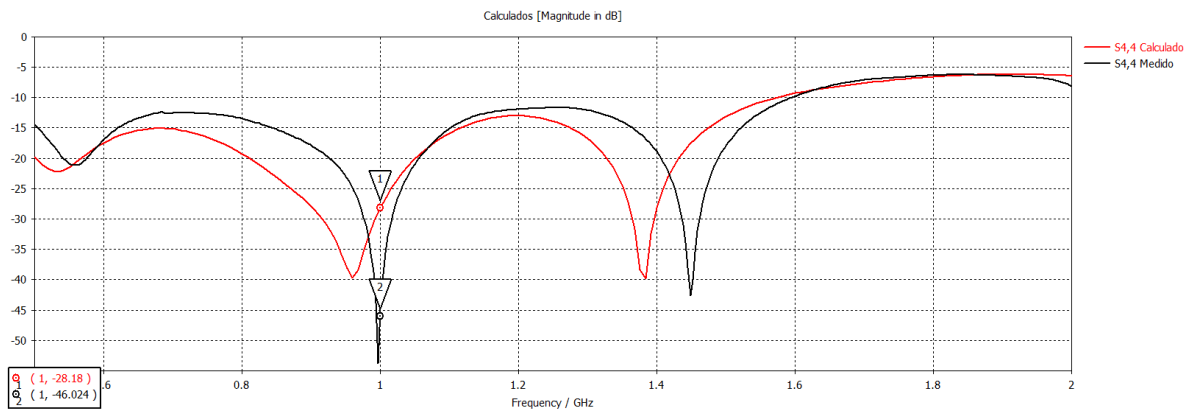


Figura 43 - S44 medido no analisador de rede



Os parâmetros S com 1 ou -1 na matriz (S12, S13, S21, S24, S31, S34, S42 e S43), devem ter os parâmetros S em dB caracterizados por transmissão, ou seja, próximos de -3dB na frequência de 1GHz, tal como descrito nas figuras de 44 a 51

Figura 44 - S12 medido no analisador de rede

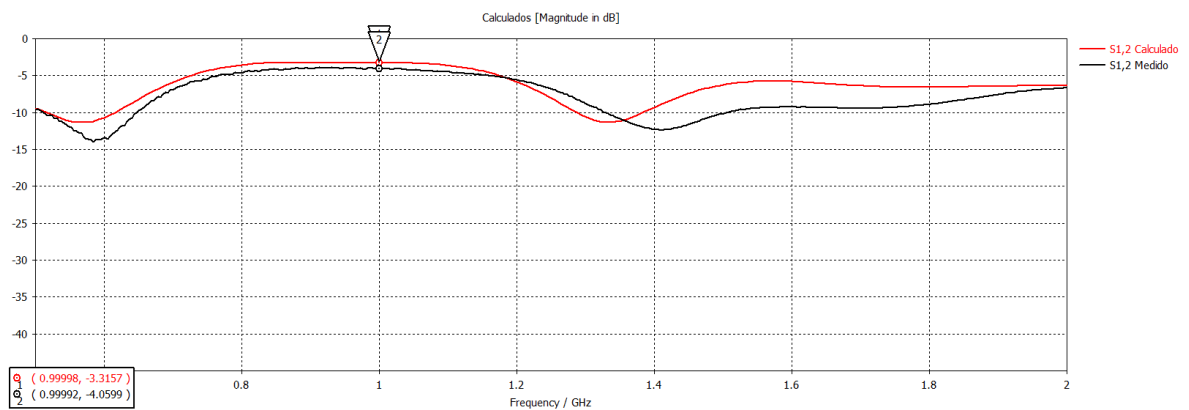


Figura 45 - S13 medido no analisador de rede

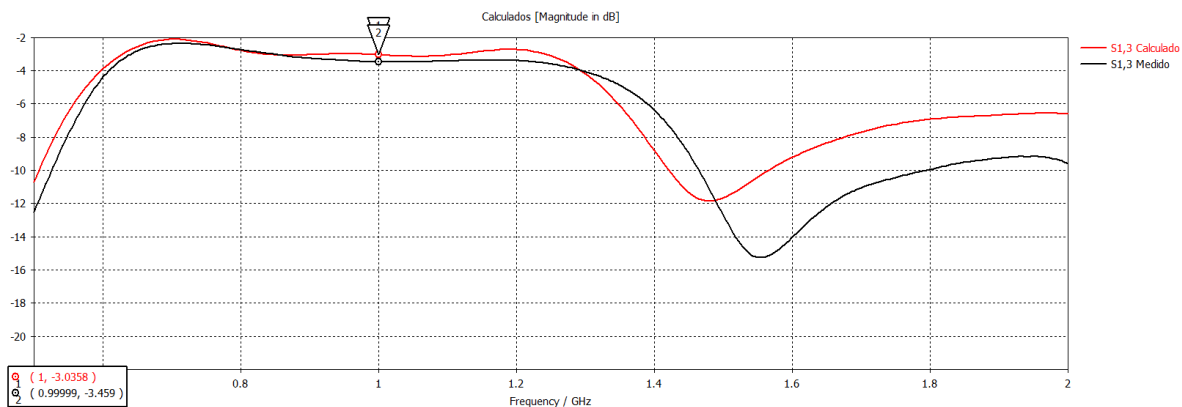


Figura 46 - S21 medido no analisador de rede

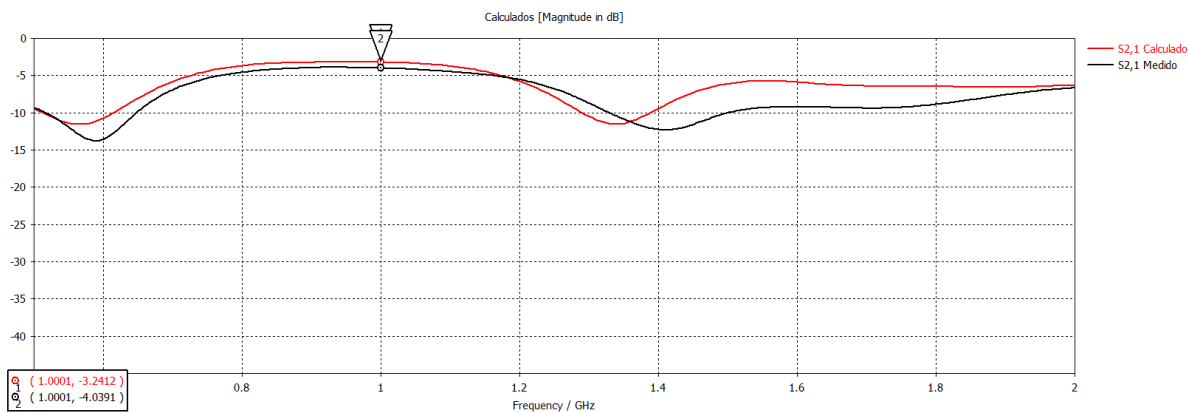


Figura 47 - S24 medido no analisador de rede

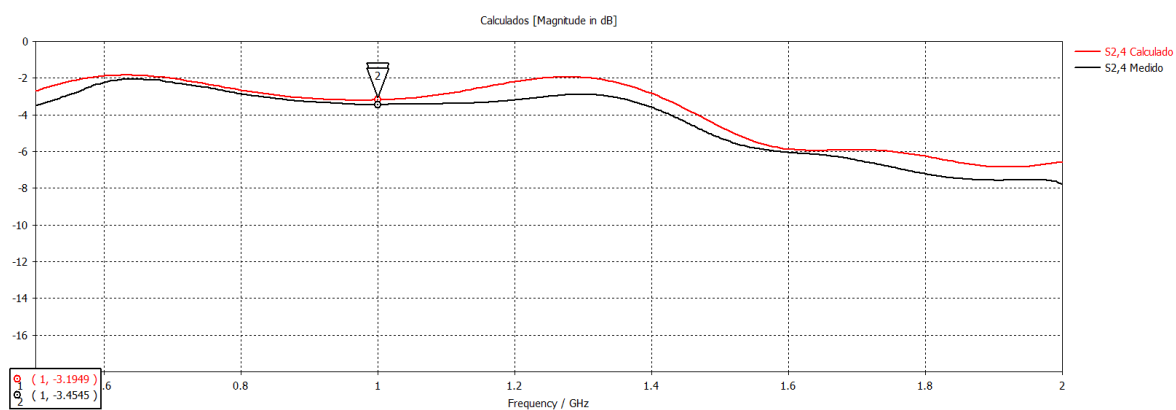


Figura 48 - S31 medido no analisador de rede

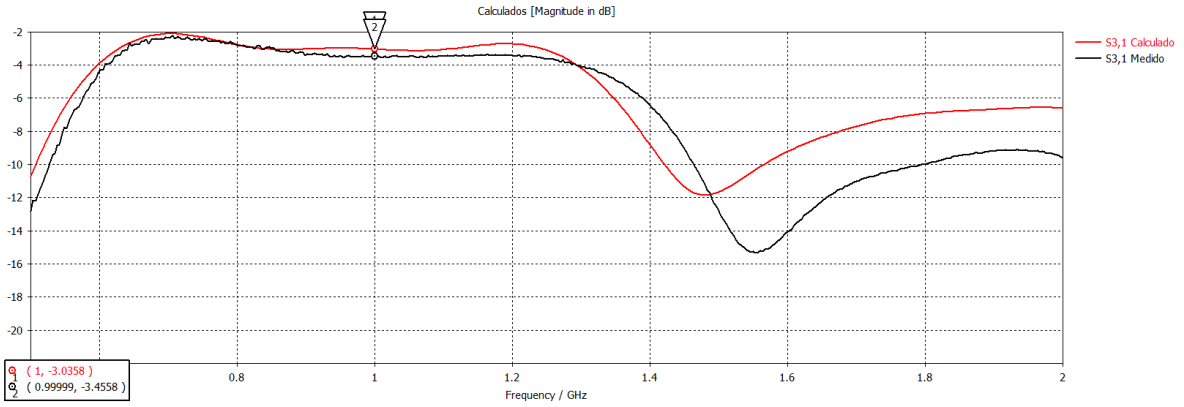


Figura 49 - S34 medido no analisador de rede

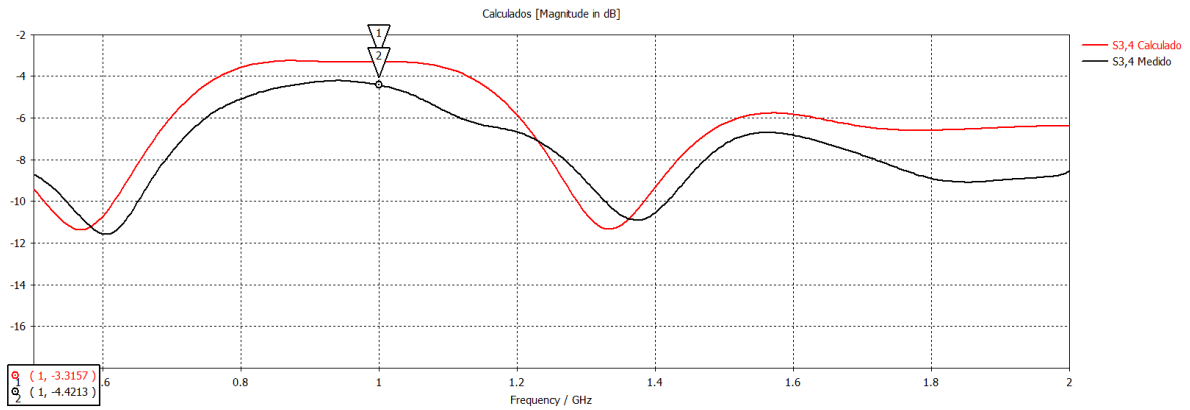


Figura 50 - S42 medido no analisador de rede

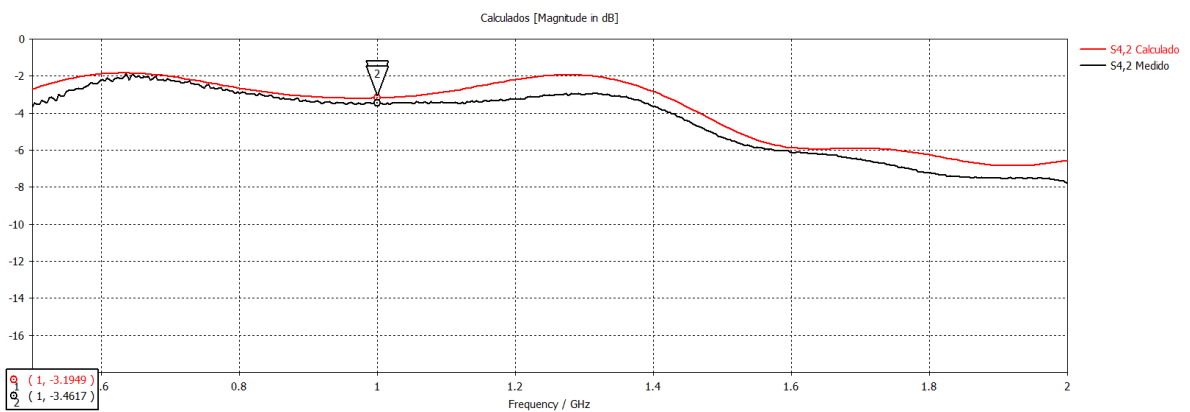
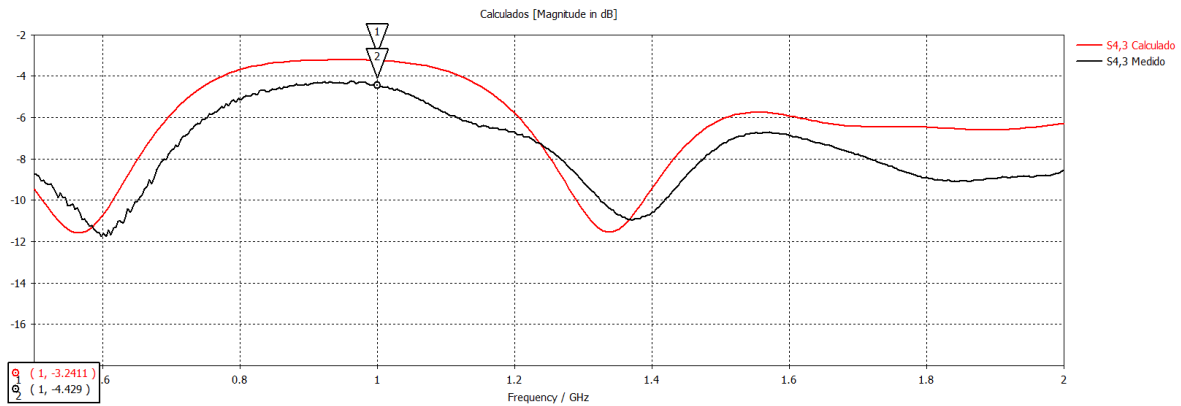


Figura 51 - S43 medido no analisador de rede



Para auxiliar na comparação entre os valores calculados e medidos, a tabela 1 mostra os mesmos valores em dB na frequência de 1GHz. Nota-se que os valores foram separados em duas características: os parâmetros de reflexão, cujos valores deveriam ser abaixo de -20dB e os parâmetros de transmissão com valores próximos de -3dB. Todos os valores medidos para valores baixos atenderam às expectativas. Os valores próximos a -3dB não saíram muito do valor esperado sendo o valor mais distante em -4,429dB.

Tabela 1 - Valores calculados e medidos dos parâmetros S do *rat-race* em dB

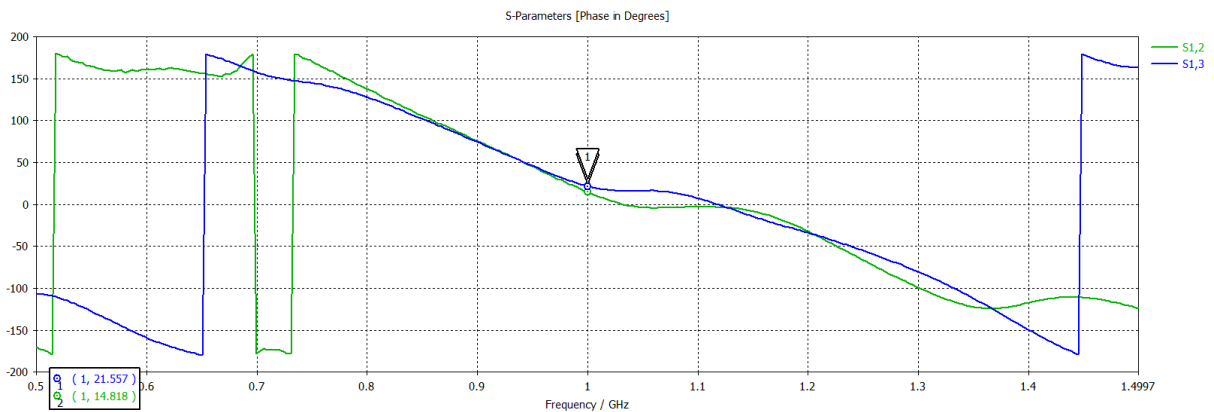
Característica	Parâmetro S	Calculado (dB)	Medido (dB)
Caracterizados por valores baixos, preferencialmente abaixo de -20dB	S11	-24,559	-22,087
	S14	-29,589	-27,236
	S22	-28,177	-52,001
	S23	-28,547	-32,194
	S32	-29,586	-31,971
	S33	-24,557	-43,305
	S41	-29,589	-27,236
	S44	-28,180	-46,024
Caracterizados por transmissão, próximos de -3dB	S12	-3,3158	-4,0599
	S13	-3,0358	-3,459
	S21	-3,2412	-4,0391
	S24	-3,1949	-3,4545
	S31	-3,0358	-3,4558

	S34	-3,3157	-4,4213
	S42	-3,1949	-3,4617
	S43	-3,2411	-4,4290

Seguindo a análise do acoplador, as diferenças de fase também tiveram de ser analisadas e são essenciais pois explicam o porquê do rat-race funcionar. Primeiro, para a porta soma, a diferença de fase entre os parâmetros S entre as portas 1 e 2 e as portas 1 e 3 deve ser zero, independentemente do valor em graus na qual se encontra a fase. Isso garante que a porta soma esteja em fase com os sinais que chegam nas entradas.

O valor medido está descrito na figura 52. Pode-se notar que a diferença de fase em 1GHz é de $6,739^\circ$, quando se esperava 0° ou o valor apontado no projeto da figura 20. Esse valor está próximo ao esperado e não atrapalha demasiadamente o funcionamento do rat-race já que a diferença de fase na porta diferença deve ser de 180° . Esse desvio irá atrapalhar na precisão do rat-race diminuindo a potência máxima esperada quando o emissor de sinal estiver idealmente entre as antenas.

Figura 52 - Diferença de fase medida entre os parâmetros S12 e S13 em 1GHz

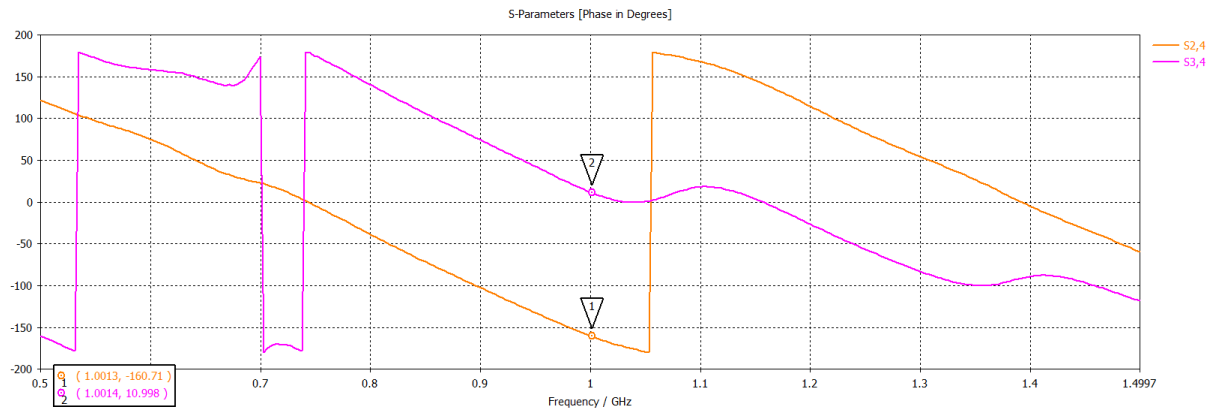


Já para a porta diferença, a diferença de fase entre os parâmetros S entre as portas 2 e 4 e as portas 3 e 4 deve ser 180° . independentemente do valor em graus na qual se encontra a fase. Isso garante que a porta diferença subtraia uma potência de uma porta em relação à outra quando as mesmas estiverem chegando em fase nas entradas.

O valor medido está descrito na figura 53. Pode-se notar que a diferença de fase em 1GHz é de $171,708^\circ$, quando se esperava 180° ou o valor apontado no projeto da figura 21.

Apesar da diferença, este valor não atrapalhará demasiadamente a visualização do funcionamento do *rat-race*, atrapalhando apenas a sua precisão.

Figura 53 - Diferença de fase medida entre os parâmetros S24 e S34 em 1GHz



7. Antenas para o radar

Para a construção deste radar deve-se utilizar antenas que irão alimentar as entradas do acoplador. Apesar de antenas tipo *horn* serem as mais indicadas para os sistemas de radares, tal como citado anteriormente, antenas monopolo foram desenvolvidas já que a análise será feita utilizando apenas uma antena por porta de entrada e uma antena enviando o sinal. Dessa maneira, as mesmas ficam no mesmo plano alterando apenas a distância e o ângulo entre elas.

A antena monopolo construída utiliza um plano terra junto de uma haste para o sinal com um quarto do comprimento de onda. O projeto realizado fez uso de um plano terra quadrado com largura de 15cm e no caso, uma haste para o sinal com 7,5cm de comprimento. Para a construção da antena, um tamanho maior para a haste do sinal foi previsto e cortado de acordo com a diminuição na reflexão da porta da antena.

A antena foi projetada e está descrita na figura 54. O seu parâmetro S11 na frequência de 1GHz ficou em -9dB e está descrito na figura 55. O modelo construído está descrito nas figuras 56 e 57. A partir deste modelo foram construídas 03 antenas iguais sendo 02 para as portas e 01 para ser excitada com uma portadora de 1GHz. Um conector BNC foi utilizado como conector das antenas e 03 cabos RG58 com pontas em BNC e N foram feitos para conectar as antenas ao *rat-race* e ao gerador de sinais.

Figura 54 - Projeto da antena monopolo no CST

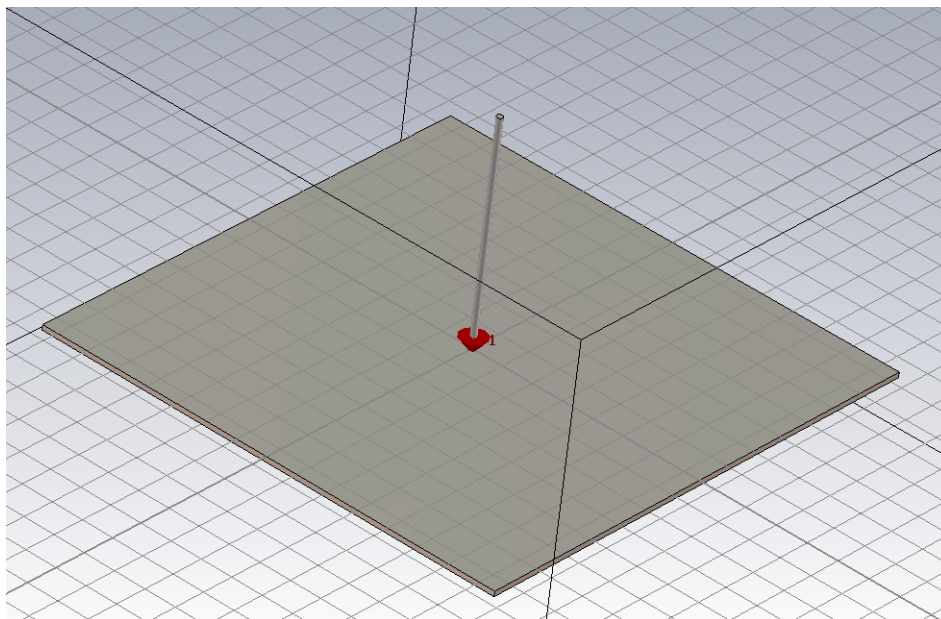


Figura 55 - Parâmetro S11 da antena projetada

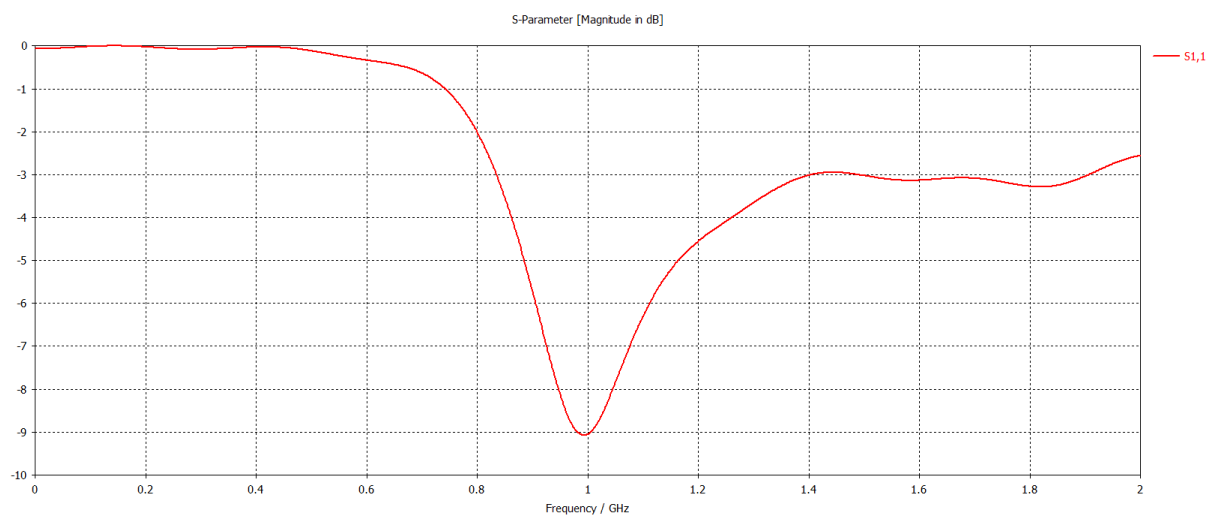


Figura 56 - Antena construída

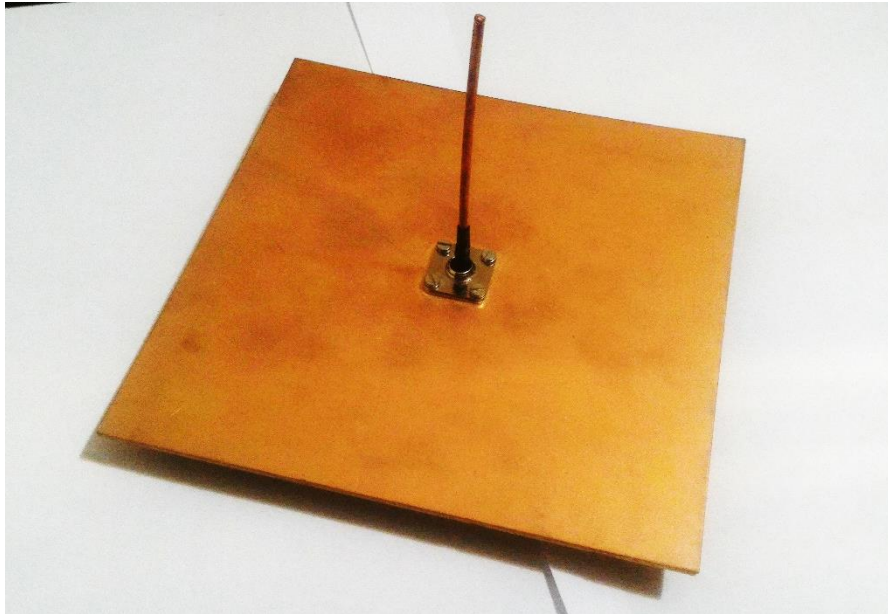


Figura 57 - Antena construída - conector BNC



8. Funcionamento do radar

Com o objetivo de testar e validar o funcionamento do radar, o esquema foi montado com os dispositivos passivos desenvolvidos.

Duas antenas foram conectadas nas portas de entrada do acoplador, portas 2 e 3. As mesmas foram posicionadas no mesmo plano com as hastes do sinal espaçadas a meio comprimento de onda (15 cm). Como os planos terra das mesmas possuem 15cm e a hastes estão exatamente no centro do plano terra, as duas antenas foram instaladas em um suporte exatamente uma ao lado da outra. Essas antenas foram conectadas ao acoplador com cabos RG58 de mesmo comprimento para que não tenha diferença de fase entre eles.

As portas soma e diferença foram conectadas a analisadores de espectros para analisar a intensidade da potência que chega nas duas portas. Estes dispositivos conectados caracterizam o radar monopulso, tal como descrito na figura 58 e montado na figura 59.

Figura 58 - Esquema de montagem do radar

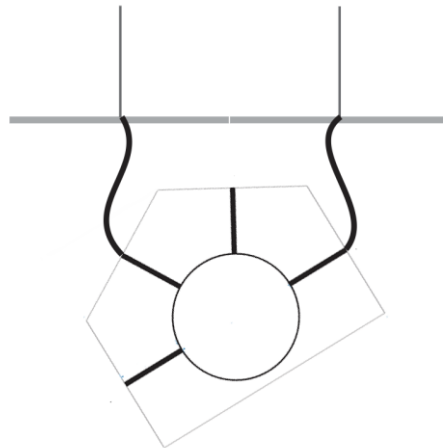
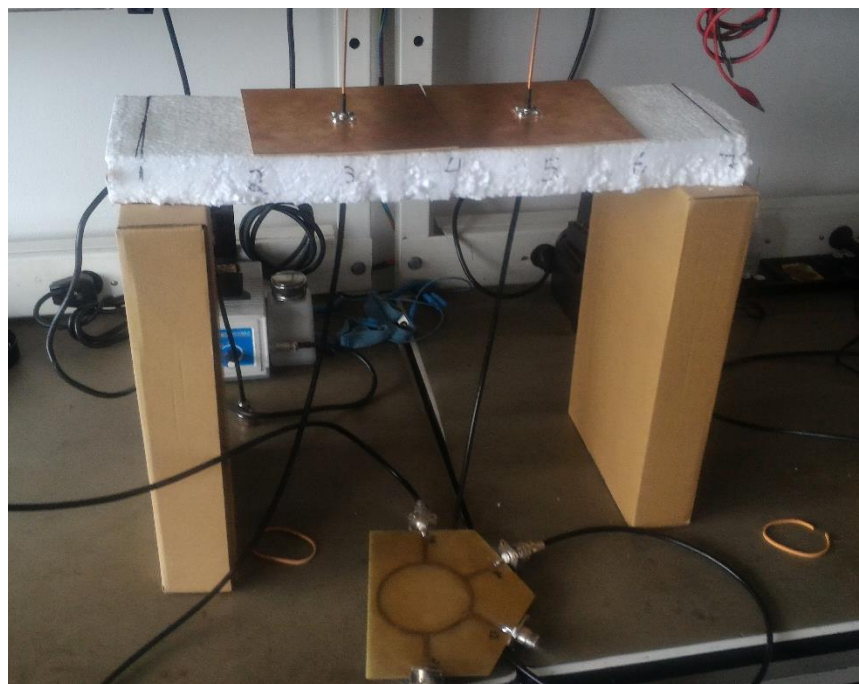
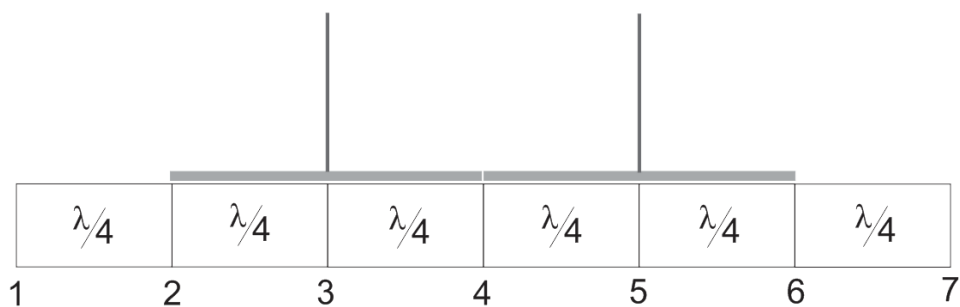


Figura 59 - Radar monopulso construído



A terceira antena foi conectada a um gerador de RF configurado em 1GHz. Essa antena representa o objeto a ser detectado e se posiciona em diversos pontos em torno do radar. Para as medições, foram estipulados 07 pontos em uma reta paralela ao radar sendo que esta reta está a meio comprimento de onda do radar. Os 07 pontos estão separados a um quarto do comprimento de onda (7,5cm), tal como exemplificado na figura 60. Nestes pontos fica o monopolo da terceira antena, transmitindo a portadora.

Figura 60 - Esquema de medição

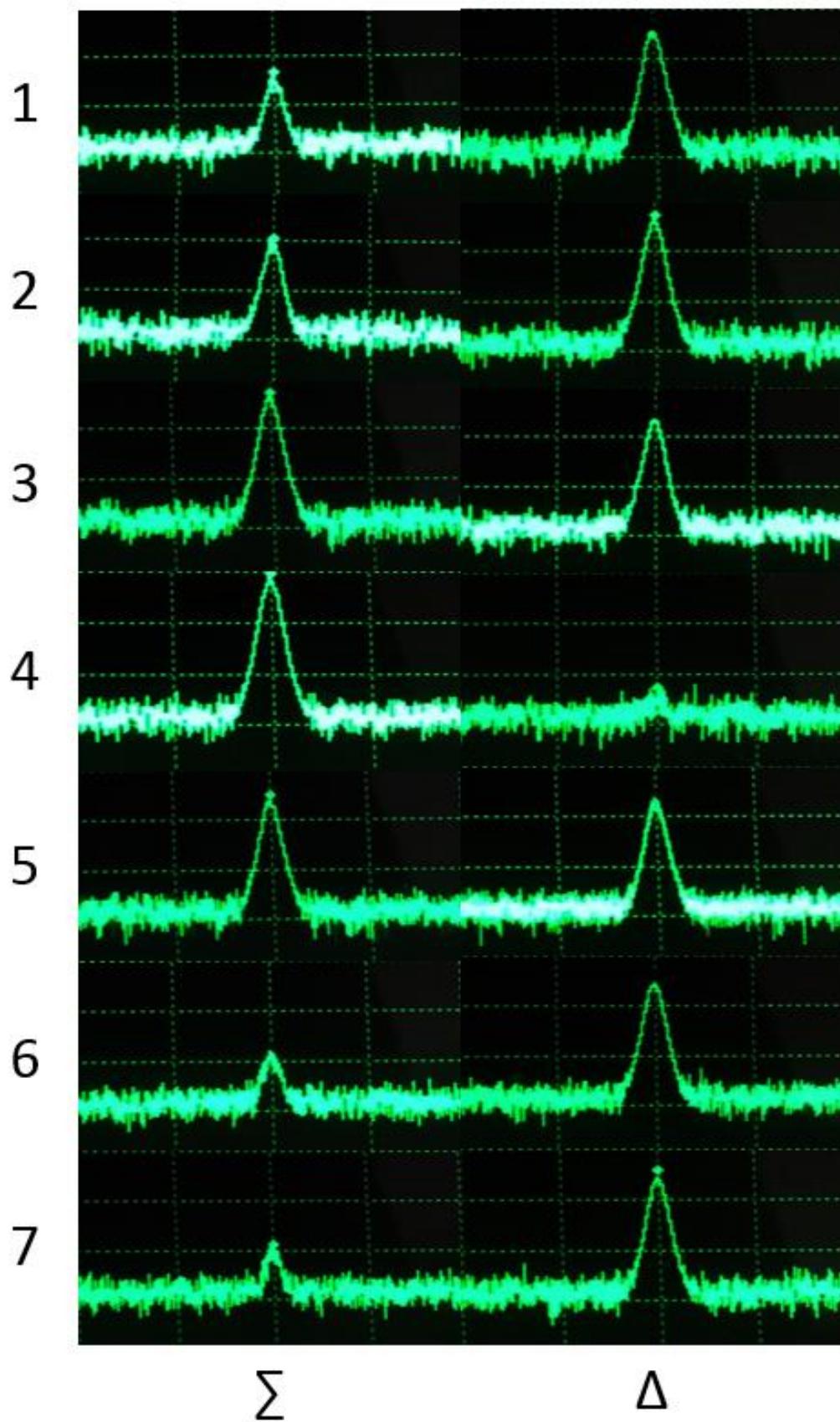


Unindo as imagens obtidas no analisador de espectro para cada porta e a antena emissora em cada ponto, tem-se os dados mostrados na figura 61. Nesta figura, pode-se ver que quando o objeto está equidistante das duas antenas do radar, a porta soma tem o seu valor máximo e a porta diferença o seu valor mínimo. Isso ocorre porque neste caso, não há diferença de fase entre os sinais que estão posicionados na entrada do acoplador. Dessa maneira, a porta soma fica com fase 0° e a diferença com fase 180° , anulando o sinal nesta saída.

Conforme o objeto se movimenta, passa a existir uma diferença de fase na entrada do acoplador dado o fato do sinal estar chegando primeiro em uma antena em relação a outra. Isso faz com que a porta soma apenas registre essa diferença de fase diminuindo o pico na sua porta. A porta diferença, que naturalmente opera uma fase de 180° entre os sinais que chegam nas duas antenas, ao se deparar com sinais que já estão defasados, acaba por responder um sinal não mais com fase de 180° , mas com uma defasagem menor, o que explica o aumento da potência nestes pontos que não estão equidistantes.

O processamento existente da intensidade do sinal nos dois analisadores de espectros representa o funcionamento do radar e a identificação do ângulo em que o objeto se encontra em relação ao radar.

Figura 61 - Resultados do analisador de espectro para cada porta e objeto em diferentes posições



A montagem desse sistema e os resultados obtidos já validam o uso deste acoplador como um radar monopulso. Todo o processamento necessário para identificação de fase pode ser substituído pela simples identificação da potência recebida nas duas portas. O projeto pode se transformar em um produto comercial dando continuidade para uma interface que processasse esses valores de potência nas duas portas e indicasse em alguma interface gráfica de fácil uso e leitura, o ângulo que a antena emissora de RF está em relação ao radar.

Conclusão

Conclui-se com a realização deste projeto que o acoplador híbrido de 180° pode ser utilizado como parte do processamento para o desenvolvimento de um radar monopulso. Validou-se que o funcionamento do mesmo junto do uso das entradas certas nas antenas, pode ser utilizado para localizar uma antena emissora de um sinal de rádio frequência. Este radar não necessitou de qualquer envio de sinal a partir do mesmo, tornando-se um dispositivo de micro-ondas completamente passivo. O mesmo apenas opera com o sinal vindo de uma fonte emissora.

Conclui-se que a construção deste acoplador necessita que as dimensões sejam bem projetadas para uma frequência de operação não possibilitando a construção do mesmo para uma banda larga, não pela reflexão nas portas, mas pela importância que a diferença de fase tem no mesmo. Qualquer frequência fora da frequência de uso faz com que as diferenças de fase na porta soma e diferença em relação às entradas não sejam 0° e 180° .

Conclui-se também que esta precisão na diferença de fase é essencial para a precisão do radar. Nesta construção, a diferença de fases nas portas não foram exatamente 0° e 180° . Notou-se com isso que os picos no analisador de espectro não estão bem definidos quando a antena emissora de RF está equidistante às antenas do radar, entretanto, o funcionamento foi bem visualizado. Em um produto comercial, a precisão necessária seria muito superior à utilizada no teste deste projeto (um quarto de comprimento de onda) e por isso, as diferenças de fase devem estar mais bem definidas.

Referências Bibliográficas

1. POZAR, David M.. Microwave Engineering. 4. ed. Danvers: John Wiley & Sons Inc., 2012.
2. BALANIS, CONSTANTINE A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3. ed. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005.
3. MEIKLE, Hamish. Modern Radar Systems. 2. ed. Boston: Artech House, 1992
4. KINGSLEY, Simon; QUEGAN, Shaun. Understanding Radar Systems. Mendham: McGraw-Hill Book, 1992. p. 48-54.

Fonte das Imagens

1. MEIKLE, Hamish. Modern Radar Systems. 2. ed. Boston: Artech House, 1992. p. 1
2. BALANIS, CONSTANTINE A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3. ed. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005. p. 96.
3. MEIKLE, Hamish. Modern Radar Systems. 2. ed. Boston: Artech House, 1992. p. 18
4. Disponível em < http://aeromagazine.uol.com.br/artigo/radares-aposentados_1541.html>. Acessado em 25 nov 2015.
5. KINGSLEY, Simon; QUEGAN, Shaun. Understanding Radar Systems. Mendham: McGraw-Hill Book, 1992. p. 51.
6. KINGSLEY, Simon; QUEGAN, Shaun. Understanding Radar Systems. Mendham: McGraw-Hill Book, 1992. p. 51.
7. MEIKLE, Hamish. Modern Radar Systems. 2. ed. Boston: Artech House, 1992. p. 120

8. POZAR, David M.. Microwave Engineering. 4. ed. Danvers: John Wiley & Sons Inc., 2012. p. 325.
9. POZAR, David M.. Microwave Engineering. 4. ed. Danvers: John Wiley & Sons Inc., 2012. p. 361.
10. POZAR, David M.. Microwave Engineering. 4. ed. Danvers: John Wiley & Sons Inc., 2012. p. 363.
11. POZAR, David M.. Microwave Engineering. 4. ed. Danvers: John Wiley & Sons Inc., 2012. p. 363.
12. BALANIS, CONSTANTINE A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3. ed. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005. p. 951
13. BALANIS, CONSTANTINE A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3. ed. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005. p. 951