

Projecto, construção e teste de agregados de antenas "microstrip"

Guilherme F. M. da Silva, Carlos A. T. Campos, José Rocha Pereira

Resumo- Este artigo descreve um estudo básico das antenas impressas do tipo "microstrip". É feita uma descrição breve dos métodos de análise usuais para este tipo de estruturas, sendo feita a análise e o projecto de "patches" rectangulares pelo método da cavidade ressonante.

Foram projectadas, construídas e testadas "patches" rectangulares e quadradas com o fim de se obter as suas características principais. Dedicou-se especial atenção ao método de adaptação, destas estruturas, a linhas "microstrip" de 50Ω .

Estas "patches" foram depois usadas na construção de agregados a 1.5GHz e a 11.626GHz, apresentando-se os resultados obtidos.

Abstract- This paper describes a first approach on the microstrip antennas design. Several theoretical analysis technics are summarized. The analysis and design of standard rectangular patches is done using the cavity model.

Some square and rectangular patches have been designed and measured in order to evaluate their main characteristics. Special attention was paid to the problem of matching these patches to 50Ω microstrip lines.

Finally arrays of rectangular patches have been design and measured at 1.5GHz and 11.626GHz. Their results are presented.

I. INTRODUÇÃO*

A configuração básica de uma antena "microstrip" consiste numa "patch" metálica, de espessura muito fina, ($t \ll \lambda$), impressa num substrato fino, com plano de massa. A espessura, do substrato é, apenas, uma pequena fracção do comprimento de onda, ($h \ll \lambda$) [1].

A "patch", radiante, pode ser quadrada, rectangular, circular, elíptica, ou pode assumir qualquer outra forma. Contudo, as formas mais utilizadas são a quadrangular, rectangular e a circular, por serem as formas que permitem um estudo analítico mais simples e por serem mais fáceis de projectar [1].

A linha de alimentação é frequentemente, também, uma linha do tipo "strip", geralmente de menor largura. Os cabos coaxiais também podem ser utilizados, como linhas de alimentação e, neste caso, liga-se o condutor interior ao elemento radiante. Pode-se obter polarização linear ou circular com este tipo de antenas. Agregados de elementos "microstrip", com apenas uma ou mais alimentações, podem, também, ser utilizados para obter maiores directividades [1].

Devido à espessura da "microstrip" ser muito pequena, as ondas geradas no interior do substrato dieléctrico (entre a "patch" e o plano de massa), sofrem reflexões

consideráveis quando chegam às extremidades da "patch". Apenas uma pequena fracção de energia incidente é radiada: a antena é pouco eficiente e comporta-se mais como uma cavidade [1].

Como as antenas "microstrip" têm um perfil muito baixo, podem ser fabricadas utilizando as técnicas de circuito impresso, podendo por isso ser fabricadas, facilmente, quer nas universidades quer noutros laboratórios de investigação e, potencialmente, a baixo custo. Outras vantagens incluem a fácil fabricação de agregados lineares ou planares e fácil integração com circuitos integrados de microondas [2].

Desde que a configuração original foi proposta, dezenas de formas da "patch", técnicas de alimentação e configurações de substrato bem como geometrias de agregados foram sendo desenvolvidas por investigadores de todo o mundo excedendo, portanto, as antenas "microstrip", em termos de projecto, qualquer outro tipo de antena [2].

Uma larga extensão do desenvolvimento foi conduzida por sistemas que impunham determinadas condições às antenas, tais como: baixo perfil, peso reduzido, fácil integração em agregados ou em circuitos integrados de microondas, ou diversidade de polarização e baixo preço [2].

TABELA I
ALGUMAS APLICAÇÕES DAS ANTENAS "MICROSTRIP"

PLATAFORMA	SISTEMAS
Aviação	Radar, comunicações, navegação, altímetro, sistemas de aterragem
Mísseis	Radar, Telemetria
Satélites	Comunicação, televisão, radiómetros e radares sensíveis controlados remotamente
Navios	Comunicações, radar e navegação
Veículos terrestres	Telemóvel via satélite, rádio móvel
Outros	Sistemas biomédicos, alarmes contra intrusos

As desvantagens da antena "microstrip" original incluem largura de banda estreita, radiação espúria pela alimentação, baixa pureza de polarização, capacidade limitada de potência e problemas de tolerância. Muito do trabalho foi desenvolvido no sentido de minimizar estes problemas, para satisfazer os requisitos, cada vez mais severos, dos sistemas. Este esforço envolveu o desenvolvimento de novas configurações e o desenvolvimento de modelos analíticos mais versáteis e precisos para a compreensão das limitações que estão

* Trabalho realizado no âmbito da disciplina de projecto

inerentes a este tipo de antenas bem como ao seu projecto e optimização [2].

II. MODELO DE RADIAÇÃO DE UMA "PATCH" DE FORMA RECTANGULAR

Na fig. 1(a) está representada uma "patch" rectangular alimentada por linha "microstrip". A estrutura do campo, no interior do substrato, entre a "patch" e o plano de massa é a indicada na fig. 1(b). O campo sofre uma inversão de fase, ao longo do comprimento, L, mas é, aproximadamente, uniforme ao longo da sua largura, W.

A "patch" pode ser considerada como sendo constituída por duas "slots", radiantes, cada uma de comprimento W e espessura, aproximadamente, igual à espessura do substrato, h, nas extremidades perpendiculares à linha de alimentação. As "slots" estão separadas por uma linha de transmissão, coplanar, de baixa impedância, de comprimento L, que actua como transformador. O comprimento desta linha de transmissão é, aproximadamente, metade do comprimento de onda, no substrato, para que as duas "slots" formem um agregado de dois elementos em fase. O campo eléctrico radiado é, portanto, máximo segundo a normal à "patch" [1].

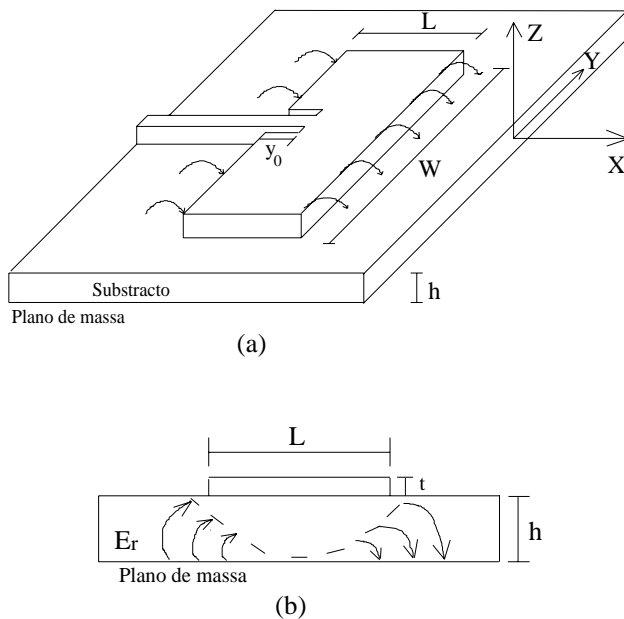


Fig. 1. (a) Antena rectangular alimentada por linha "microstrip". (b) Antena vista de perfil.

Na fig. 2 está representada a "slot" e o respectivo sistema de coordenadas.

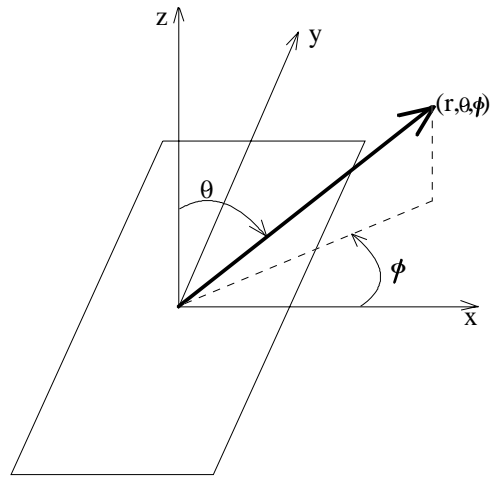


Fig. 2. Sistema de coordenadas, para a abertura.

Os campos radiados, pela "patch", podem ser determinados, se considerarmos a antena como sendo um agregado de duas aberturas (as "slots"). O campo eléctrico na abertura, de cada "slot", é orientado segundo o eixo dos xx e é constante ao longo da abertura e dado pela expressão [1],

$$E_a = \hat{a}_x E_0 \begin{cases} -h/2 \leq x' \leq h/2 \\ -w/2 \leq y' \leq w/2 \end{cases} \quad (1)$$

Pode-se mostrar, utilizando o principio da equivalência, que cada "slot" irá radiar os seguintes campos:

$$E_r = 0$$

$$E_\theta = j \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \cos(\phi) \cos(\theta) E_0 W \frac{\sin\left(\frac{h}{\lambda_0} \sin(\theta) \cos(\phi)\right) \sin\left(\frac{W}{\lambda_0} \sin(\theta) \sin(\phi)\right)}{\pi \frac{h}{\lambda_0} \sin(\theta) \cos(\phi) \pi \frac{W}{\lambda_0} \sin(\theta) \sin(\phi)} \quad (2)$$

$$E_\phi = -j \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin(\phi) \cos(\theta) E_0 W \frac{\sin\left(\frac{h}{\lambda_0} \sin(\theta) \cos(\phi)\right) \sin\left(\frac{W}{\lambda_0} \sin(\theta) \sin(\phi)\right)}{\pi \frac{h}{\lambda_0} \sin(\theta) \cos(\phi) \pi \frac{W}{\lambda_0} \sin(\theta) \sin(\phi)} \quad (3)$$

Na "patch", estes campos vêm multiplicados por dois factores de agregado:

$$2 \cos\left(\frac{L}{\lambda_0} \sin(\theta) \cos(\phi)\right) \quad (4)$$

que é o factor de agregado para as duas "slots" e

$$2 \sin \left(\pi \frac{h}{\lambda_0} \cos(\theta) \right) \quad (5)$$

que é o factor de agregado da "patch" com a sua imagem.

III. ANÁLISE E PROJECTO DE UMA ANTENA RECTANGULAR

Os métodos de análise das antenas "microstrip" são numerosos e variados e podem-se dividir em duas classes; os métodos analíticos e os métodos numéricos.

Os métodos analíticos são métodos muito simples, aproximados, e fáceis de usar, que permitem uma boa compreensão dos mecanismos físicos do funcionamento das antenas. De entre esta classe destacam-se o modelo da linha de transmissão e o da cavidade ressonante [2].

Contrastando com a simplicidade dos modelos analíticos, existem os métodos numéricos, que recorrem ao cálculo numérico intensivo em computador. Estes métodos têm a vantagem de proporcionarem uma análise rigorosa das antenas. São, no entanto, baseados em formulações teóricas de grande complexidade, que não permitem a compreensão dos mecanismos de radiação proporcionada pelos modelos analíticos simples, e são, normalmente, muito exigentes em termos de computação.

Devido, essencialmente, à grande complexidade computacional dos métodos numéricos e à boa explicação, intuitiva, do modo de funcionamento, deste tipo de antenas, proporcionada pelos métodos analíticos, decidiu-se que nos iríamos apoiar no modelo da cavidade ressonante [3]. Neste modelo a antena é assimilada a uma cavidade formada por condutores eléctricos perfeitos (superfície superior e respectiva projecção no plano de massa) e paredes laterais (ao longo dos bordos da antena), consideradas como condutoras magnéticas perfeitas. Os campos no interior da cavidade são obtidos pela sobreposição dos modos próprios da superfície ressonante que constitui o condutor superior da antena. Não se consideram, portanto, variações ao longo da direcção perpendicular ao plano de massa, o que resulta na principal limitação deste modelo, que assim também só é utilizável em estruturas onde o substracto é muito fino quando comparado com as dimensões da "patch". A radiação é contabilizada através de um aumento fictício da tangente do ângulo de perdas do substracto dieléctrico [3].

Segundo este modelo, o projecto de uma antena "microstrip", rectangular, inicia-se reconhecendo que o modo TM_{10} é excitado fazendo com que a distância entre "slots" seja ligeiramente menor que meio comprimento de onda, no substracto:

$$\lambda_s = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

portanto, fazendo com que as duas extremidades radiantes, paralelas, de comprimento W , se comportem como um agregado de dois elementos, em fase. O comprimento W é, tipicamente, $\frac{\lambda_0}{2}$. Se não ocorresse

nenhum efeito, nas extremidades radiantes, a frequência de ressonância seria dada por:

$$f_{ro} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

Contudo, na prática, o efeito da capacidade, associada às extremidades radiantes, provoca um ligeiro aumento da distância entre slots, L , e portanto a frequência de ressonância é ligeiramente menor que f_{ro} por um factor de redução, q [3]. Portanto

$$f_r = q \frac{c}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

Quanto maior for a espessura do substracto maior será a distância efectiva entre as "slots", devido ao incremento da capacidade, que lhes está associada, decrescendo, portanto, a frequência de ressonância de um modo aproximadamente linear com o incremento da espessura do substracto. A susceptância da parede radiante e , portanto, a capacidade nas extremidades radiantes, é aproximadamente proporcional ao comprimento das "slots", W [3]. Portanto, para uma dada espessura do substracto, um incremento no comprimento das "slots" provoca um decréscimo da frequência de ressonância.

A resistência de ressonância, pode ser obtida, em função do factor de qualidade e da capacidade da "patch" [3]. Esta análise revela que a resistência de ressonância também é função da espessura do substracto e do ponto de alimentação, y_0/L . Verifica-se que a resistência de ressonância, de uma "patch", com alimentação num ponto situado no seu interior, é dada por:

$$R_{rad} = R_{rad}^e \cos^2(\pi y_0/L) \quad (9)$$

isto é colocar o ponto de alimentação, no interior da "patch", provoca o decréscimo na resistência (R_{rad}^e é a resistência de radiação na extremidade da "patch"). A resistência de ressonância, também, pode ser diminuída pelo aumento do comprimento das "slots", permanecendo a distância entre "slots" aproximadamente igual a meio comprimento de onda no substracto. Contudo, não são aconselháveis razões W/L maiores que 2, porque a eficiência da abertura, de uma "patch", começa a diminuir, acentuadamente.

Com base neste formalismo elaborou-se um pequeno programa que permite dimensionar "patches" rectangulares bem como linhas de transmissão "microstrip".

IV. "PATCH" RECTANGULAR

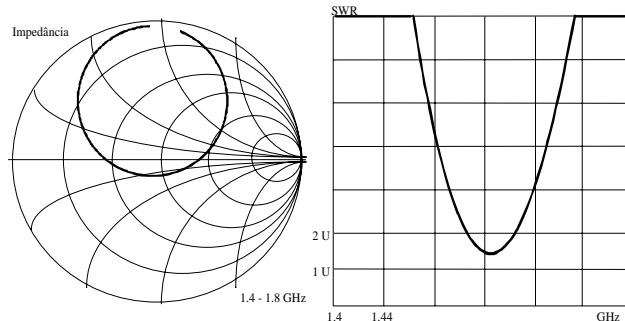
Com base no software mencionado, dimensionou-se uma "patch" rectangular para a frequência de 1.5GHz, num substracto com 1.5mm de espessura e $\epsilon_r = 4.47$.

A. Dimensões

- Distância entre "slots": 47mm;
- Comprimento das "slots": 70mm;
- Impedância de entrada: 353Ω

B. Resultados do Network analyzer

Para verificar as características eléctricas da "patch", a esta frequência, utilizou-se um Network analyser sendo de realçar as seguintes características:



- Frequência de ressonância: 1.506GHz;
- Impedância de entrada: 107.02Ω

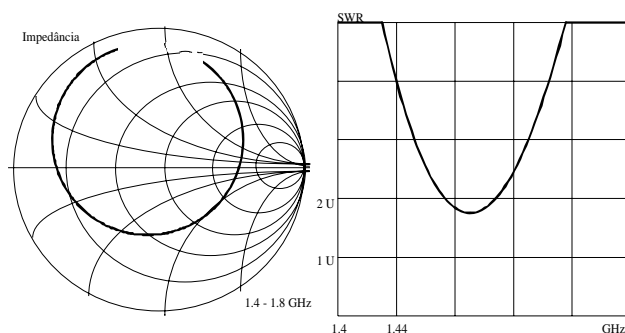
V. "PATCH" QUADRADA

Repetiu-se o procedimento para uma "patch" quadrada, com os seguintes resultados:

A. Dimensões

- Distância entre "slots": 47mm;
- Comprimento das "slots": 47mm;
- Impedância de entrada: 734Ω

B. Resultados do Network analyzer



- Frequência de ressonância: 1.465GHz;
- Impedância de entrada: 182.6Ω

C. Conclusões

Verificou-se que as "patches" são ressonantes a uma frequência muito próxima da frequência pretendida. Contudo, a impedância de entrada, de ambas as antenas, diferiu bastante do valor esperado.

Conhecida a impedância de entrada, de ambas as antenas, projectaram-se "patches" adaptadas a linhas de

transmissão, "microstrip", de 50 Ω por dois processos: reentrância e transformadores de $\lambda/4$.

VI. ADAPTAÇÃO POR REENTRÂNCIA NA "PATCH"

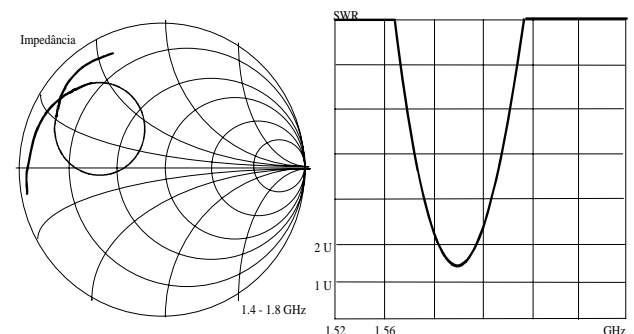
Usando o mesmo software, projectaram-se duas "patches", uma rectangular e uma quadrada, com reentrância, para as adaptar a uma linha de transmissão de 50Ω

A. "Patch" rectangular

A "patch" rectangular tinha as seguintes dimensões:

- Distância entre "slots": 43.8mm;
- Comprimento das "slots": 70mm;
- Reentrancia: 12mm;
- Largura da linha de alimentação: 2.83mm.

Esta "patch" apresentava as seguintes características eléctricas:



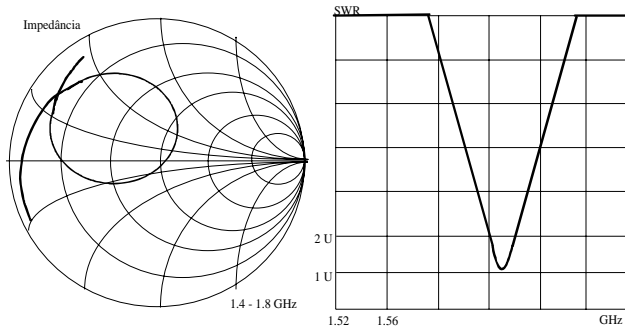
- Frequência de ressonância: 1.6256GHz;
- Erro relativo de frequência: 8.37%;
- Impedância de entrada: 31.76Ω;
- SWR: 1.57;
- Largura de banda:
 - i) Critério do dobro do SWRmin: 2.67%;
 - ii) Critério de metade da $P_{t_{max}}$: 3.1%.

B. "Patch" quadrada

A "patch" quadrada tinha as seguintes dimensões:

- Distância entre "slots": 43.8mm;
- Comprimento das "slots": 43.8mm;
- Reentrancia: 13.5mm;
- Largura da linha de alimentação: 2.83mm.

Esta "patch" apresentava as seguintes características eléctricas:



- Frequência de ressonância: 1.649GHz;
- Erro relativo de frequência: 9.9%;
- Impedância de entrada: 54.46Ω;
- SWR: 1.09;
- Largura de banda:
 - i) Critério do dobro do SWR_{min}: 2.18%;
 - ii) Critério de metade da $P_{t_{max}}$: 2.68%.

C. Conclusões

Confirmou-se que, efectivamente, a largura de banda aumenta com o aumento do comprimento das "slots", embora este aumento não seja muito significativo e que a impedância de entrada diminui fazendo a linha de alimentação reentrar na "patch".

VII. ADAPTAÇÃO POR TRANSFORMADORES DE $\lambda/4$

Pretendeu-se dimensionar uma "patch" rectangular, que estivesse adaptada a uma linha de transmissão, "microstrip", de 50Ω utilizando para o efeito um transformador de $\lambda/4$, que minimizasse as reflexões e, portanto, maximizasse a energia radiada ou recebida.

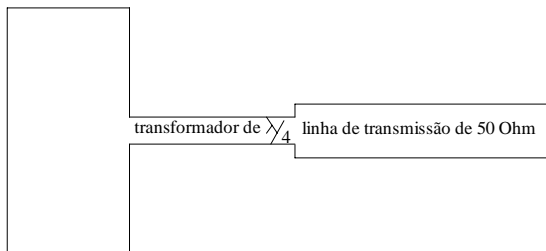


Fig. 3. "Patch" rectangular com adaptação, por transformador de $\lambda/4$, a uma linha de transmissão de 50Ω.

A. Dimensões

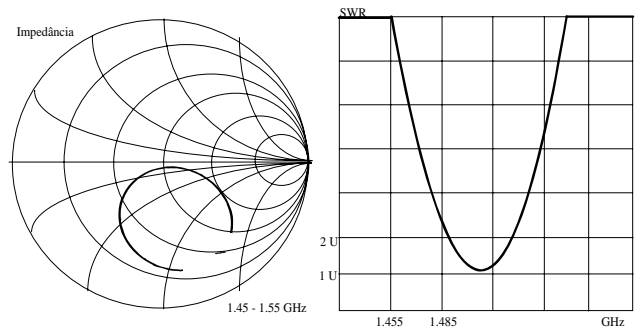
O software elaborado forneceu as seguintes dimensões:

- Distância entre "slots": 46.9mm;
- Comprimento das "slots": 70mm;

- Impedância de entrada: 107Ω;
- Transformador de $\lambda/4$: -Impedancia: 73Ω;
- Comprimento: 27.96mm;
- Largura: 1.40mm;
- Largura da linha de transmissão de 50Ω: 2.83mm.

B. Resultados do Network analyzer

Esta "patch" apresentava as seguintes características eléctricas:



- Frequência de ressonância: 1.509GHz;
- Erro relativo de frequência: 0.6%;
- Impedância de entrada: 50.79Ω;
- SWR: 1.09;
- Largura de banda:
 - i) Critério do dobro do SWR_{min}: 2.3%;
 - ii) Critério de metade da $P_{t_{max}}$: 3.3%.

C. Conclusões

Os resultados obtidos são bons pois quer a frequência de ressonância quer a impedância de entrada estão muito próximos dos valores pretendidos. Por isso, utilizou-se esta técnica, de adaptação, no projecto de agregados de antenas.

VIII. ESTUDO DE AGREGADOS DE ANTENAS A 1.5GHz

O passo seguinte foi arranjar uma maneira de agregar várias "patches", de modo a que estas constituíssem um agregado de vários elementos, alimentados em fase e que a partir dele se pudesse extrapolar um agregado de maiores dimensões em que cada elemento, deste novo agregado, fosse o agregado anterior e assim sucessivamente. Após pesquisa bibliográfica [4] e [5] e algumas experiências chegamos ao agregado da fig. 4 no qual, como se pode verificar, os elementos são alimentados em fase. Este agregado foi alimentado por cabo coaxial tendo sido o conector colocado por detrás, no plano de massa, com o condutor central ligado ao centro do agregado.

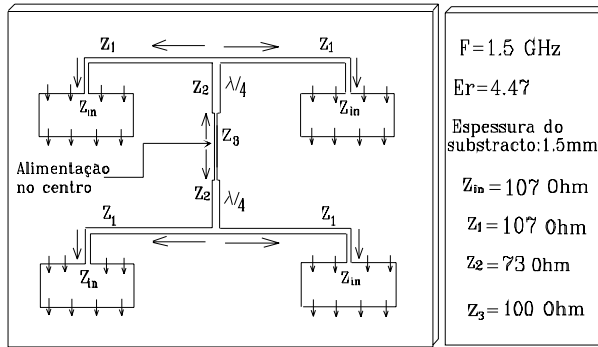


Fig. 4. Agregado de 4 elementos, alimentados em fase, com transformadores de $\lambda/4$ de 73Ω para a frequência de 1.5 GHz.

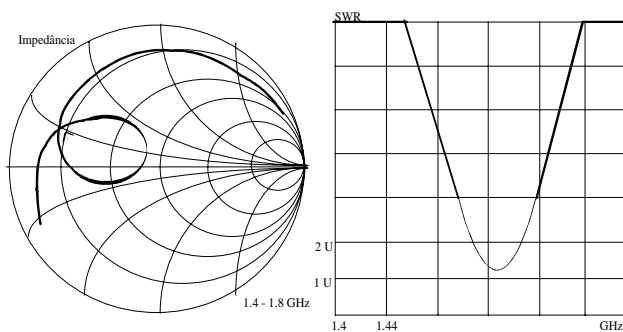
A. Dimensões

Mais uma vez, socorremo-nos do programa para dimensionar as "patches" e os transformadores de $\lambda/4$. Obteve-se os seguintes valores:

- Distância entre "slots": 46.9mm;
- Comprimento das "slots": 70mm;
- Transformador de $\lambda/4$, Z_2 : -Impedância: 73 Ω ;
 -Comprimento: 27.96mm;
 -Largura: 1.40mm;
- Linha de transmissão, Z_1 : -Impedância: 107 Ω ;
 -Largura: 0.537mm;
- Linha de transmissão, Z_3 : -Impedância: 100 Ω ;
 -Largura: 0.65mm.

B. Resultados do Network analyser

O agregado apresentava as seguintes características eléctricas:



- Frequência de ressonância: 1.523GHz;
- Frequência que minimiza o SWR: 1.5226GHz;
- Erro relativo de frequência: 1.5%;
- $SWR_{F_{res}} = 1.109$;
- $SWR_{min} = 1.107$;
- Largura de banda:
 - i) Critério do dobro do SWR_{min} : 2.76%;
 - ii) Critério de metade da $P_{I_{max}}$: 3.37%.
- Impedância de entrada: 55.25 Ω .

C. Diagrama de radiação teórico

O módulo do campo eléctrico é dado por:

$$|E| = (F.E.) (F.A.)_x^1 (F.A.)_x^2 (F.A.)_y (F.A.)_z \quad (10)$$

sendo

$$(F.E.) = \sqrt{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2} \quad (11)$$

$$(F.A.)_x^{(1)} = 2 \cos \left(\frac{\pi}{\lambda_0} L \sin(\theta) \cos(\phi) \right) \quad (12)$$

$$(F.A.)_x^{(2)} = 2 \cos \left(\frac{\pi}{\lambda_0} D_2 \sin(\theta) \cos(\phi) \right) \quad (13)$$

$$(F.A.)_y = 2 \cos \left(\frac{\pi}{\lambda_0} D_1 \sin(\theta) \sin(\phi) \right) \quad (14)$$

$$(F.A.)_z = 2 \sin \left(\frac{\pi}{\lambda} h \cos \theta \right) \quad (15)$$

No plano E $\phi = 0^\circ$ e no plano H $\phi = 90^\circ$

Diagrama de radiação do plano E

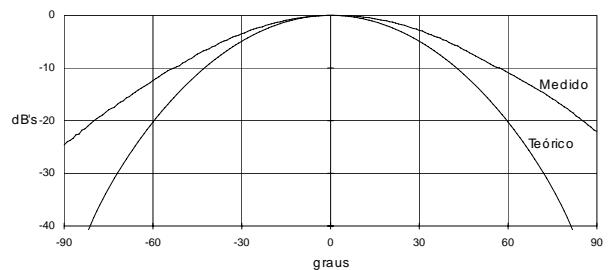


Diagrama de radiação do plano H

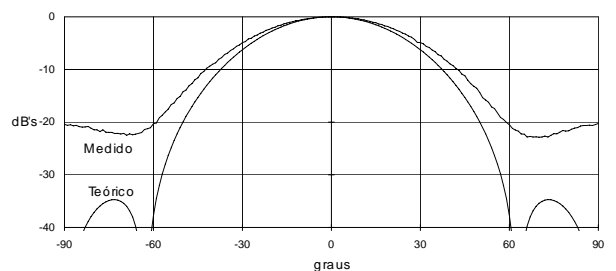


TABELA II
LARGURA DE FEIXE A MEIA POTÊNCIA

	Teórico	Medido
Plano E	47°	59°
Plano H	42°	48°

D. Ganho

Para se determinar o ganho, deste agregado, utilizou-se o método das duas antenas. Seguindo este método é necessário ter uma antena padrão, da qual se conheça o ganho, ou então ter duas antenas exactamente iguais.

Como não tínhamos nenhuma antena padrão, para esta frequência, fez-se um duplicado do agregado.

Este método baseia-se na fórmula de Friis, por isso, é necessário obedecer à condição de campo distante,

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (16)$$

em que r é a distância entre as antenas e D é a maior dimensão das antenas. Temos, então que

$$P_r = P_{in} \frac{G_A G_B}{4\pi r^2} \quad (17)$$

Como as antenas são iguais, $G_A = G_B = G$, pelo que

$$P_r = P_{in} \frac{G^2}{4\pi r^2} \quad (18)$$

$$G = \sqrt{\frac{P_r}{P_{in}} \frac{4\pi r^2}{\lambda^2}} \quad (19)$$

O ganho em dB's é $G_{dB} = 20 \log(G)$. Portanto, para se determinar o ganho, do agregado, tem-se que conhecer a distância entre as antenas, saber qual a potência injectada na antena emissora, P_{in} , e medir a potência recebida pela antena receptora, P_r .

As medições podem ser feitas em espaço livre ou então simular essa condição utilizando, para o efeito, uma câmara anecoica. Utilizou-se a câmara anecoica.

$$G_{dB} \approx [11.5, 12.5] dB$$

E. Conclusões

Os diagramas de radiação medidos diferem, um pouco, dos teóricos. Esta diferença deve-se, essencialmente, ao facto da dedução, utilizada para obter o diagrama de radiação teórico, ser muito simplista, mas de fácil compreensão, que modela, apenas de forma grosseira, o mecanismo de radiação de uma "patch".

Os resultados obtidos são aceitáveis pois quer a frequência de ressonância quer a impedância de entrada e a largura de banda, estão dentro dos valores esperados. Por isso, utilizou-se esta geometria no estudo de agregados a uma frequência mais elevada ($F=11.626GHz$).

IX. ESTUDO DE AGREGADOS À FREQUÊNCIA DE 11.626 GHz

Projectou-se um agregado de 4 elementos para a frequência de 11.626GHz. O substrato utilizado tem 0.254mm de espessura e a sua constante dieléctrica é 2.33. Como a impedância de entrada, de cada "patch", era de, aproximadamente, 130Ω foi necessário aplicar um transformador de $\lambda/4$, à sua entrada, pois não é possível implementar linhas de transmissão com essa impedância característica, neste substrato. O conector não foi colocado no plano de massa porque o substrato utilizado é flexível não permitindo um contacto perfeito entre o conector e o plano de massa, sendo necessário, para o

efeito, utilizar uma placa de latão ou cobre o que dificultava, em muito, a operação. Por isso resolveu-se colocar o conector como mostra a fig. 6.

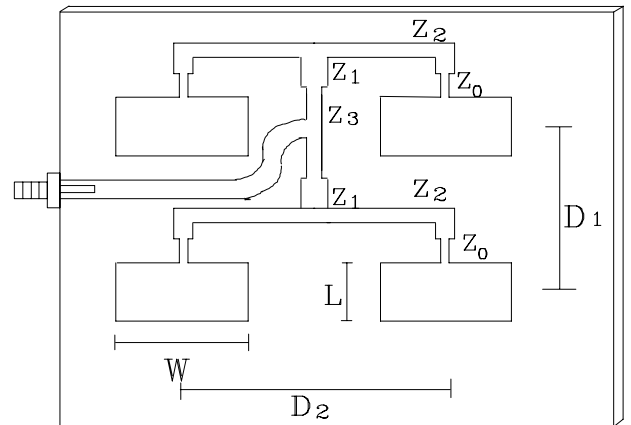


Fig. 6. Agregado de 4 elementos com 4 transformadores de $\lambda/4$ para a frequência de 11.626 GHz.

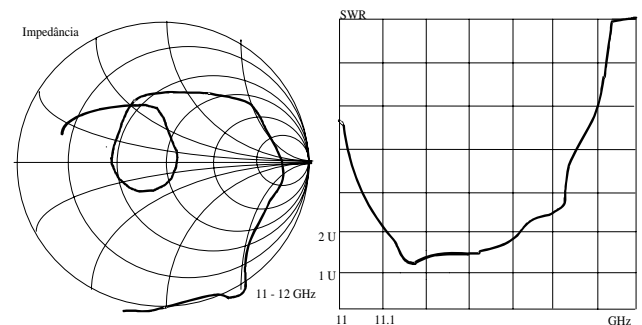
A. Dimensões

O software elaborado forneceu as seguintes dimensões:

- Distância entre "slots": 8.2 mm;
- Comprimento das "slots": 15 mm;
- Transformador de $\lambda/4$, Z_0 : -Impedância: 99Ω;
 - Comprimento: 4.76 mm;
 - Largura : 0.22 mm;
- Transformador de $\lambda/4$, Z_1 : -Impedância: 61.4Ω;
 - Comprimento: 4.65 mm;
 - Largura: 0.546 mm;
- Linha de transmissão de 50 Ω: -Largura: 0.755 mm;
- Linha de transmissão Z_2 : -Impedância: 75.4 Ω;
 - Largura: 0.38mm.
- Linha de transmissão Z_3 : -Impedância: 100 Ω;
 - Largura: 0.217mm.

B. Resultados do Network analyzer

O agregado apresentava as seguintes características eléctricas:



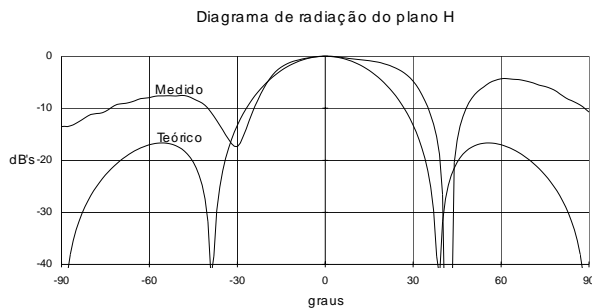
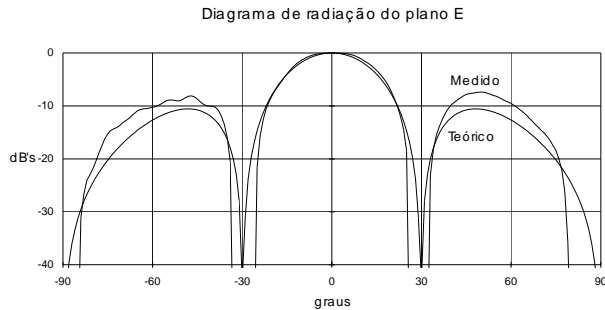
- Frequência: -Frequência de ressonância: 11.186 GHz;
- Erro relativo de frequência: 3.8%;
- SWR_{min} : 1.295;

-Largura de banda:

i) Critério do dobro do SWR_{\min} : 3.66%;

-Impedância de entrada: 67.4Ω .

C. Diagrama de radiação



As diferenças entre os diagramas de radiação teórico e medido devem-se, essencialmente, aos factos já mencionados na secção VIII. E

As assimetrias, no diagrama de radiação medido, devem-se, muito provavelmente, a imperfeições nas linhas de transmissão que alimentam as "patches".

D. Conclusões

O erro, na frequência de ressonância e na impedância de entrada, deve-se, fundamentalmente, a não termos conseguido testar apenas uma "patch", para determinarmos, com exactidão, o valor da impedância de entrada e do factor de redução e, à dificuldade em passar, para o substracto, o agregado com as dimensões desejadas. A esta frequência, um erro de uma ou duas décimas de milímetro provoca alterações significativas nos resultados.

REFERÊNCIAS

- [1] Constantine A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design*, Harper & Row, 1982.
- [2] David M. Pozar, "Microstrip Antennas", *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, No. 1, January 1992.
- [3] Keith R. Carver and James W. Mink, "Microstrip Antenna technology", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-29, No.1, January 1981.
- [4] Ely Levine, Gabi Malamud, Shmuel Shtrikman e David Treves, "A Study of Microstrip Array Antennas with the feed Network", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-37, No.4, April 1989.
- [5] J. Ashkenazy P. Perlmutter e David Treves, "A Modular approach for the Design of Microstrip Array Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, No. 1, January 1983.