

Antena Dual-Band para UAV

Ricardo Figueiredo Gomes de
Oliveira
Academia Militar
Lisboa, Portugal
oliveira.rfg@exercito.pt

António Carlos de Campos
Simões Baptista
Instituto Superior Técnico
Lisboa, Portugal
baptista@tecnico.ulisboa.pt

Maria João Marques Martins
Academia Militar
Lisboa, Portugal
mariajoaomartins2@gmail.com

Resumo — A Força Aérea Portuguesa, através do Programa de Investigação e Tecnologia em Veículos Aéreos Não Tripulados (UAV), desenvolve tecnologia com o objetivo de melhorar as capacidades desta tipologia de veículos. Nesse contexto, surge a necessidade de otimizar o seu sistema de transmissão, atendendo aos requisitos propostos pela Força Aérea. Este artigo apresenta os princípios teóricos considerados no dimensionamento de uma antena microstrip de banda dupla. A operação em banda dupla com um patch retangular pode ser alcançada pela gravação de fendas no plano terra da antena (Defect Ground Structures) ou na superfície do patch metálico. Além disso, são apresentados os resultados da simulação obtidos. Estas foram realizadas para o substrato RT Duroid 5870. O objetivo final é dimensionar uma antena patch de banda dupla (1,33 GHz e 5 GHz) para a transmissão de um canal de vídeo. O melhor resultado de simulação foi obtido para a inserção de ranhuras num patch alimentado por inset-feed. O trabalho de simulação no desenvolvimento da antena foi feito usando o COMSOL Multiphysics.

I. INTRODUÇÃO (ESTILO: HEADING/TÍTULO 1)

O emprego de Veículos Aéreos Não Tripulados (UAV) em Teatros de Operações tem crescido ao longo do tempo, principalmente pela flexibilidade, alcance operacional e por serem capazes de reunir informações sem colocar vidas humanas em risco [1].

Para cumprir as suas missões, o Exército Português e a Força Aérea Portuguesa começaram a adquirir e a desenvolver plataformas de UAV. No caso da Força Aérea, isso foi realizado no âmbito do Projeto de Investigação e Tecnologia em Veículos Aéreos Não-Tripulados - PITVANT.

Este trabalho surge no contexto do aprimoramento dos sistemas de UAV das Forças Armadas. O progresso tecnológico impõe novos desafios a esses sistemas, surgindo daí a necessidade de melhorar os seus sistemas de comunicação. O principal desafio associado ao uso de UAV é a necessidade de *links* de dados para controlar o voo, monitorar a aeronave e transmitir os dados recolhidos pelos sensores da mesma.

O objetivo principal deste trabalho é a análise teórica, projeto e simulação de uma antena planar direcional de banda dupla, que opera nas frequências de 1,33 GHz e 5 GHz. Os requisitos operacionais da antena são uma largura de banda de 8 MHz em ambas as bandas de frequência, um ganho maior que

3 dB e um coeficiente de reflexão inferior a -10 dB. Este trabalho surge no seguimento das dissertações realizadas pelo Tenente Pedro Marques, pelo Tenente António Carneiro e pelo Tenente João Pinto [2][3][4].

II. ESTADO DA ARTE

A. Sistemas de Comunicação

A comunicação entre um UAV e a sua Estação Terrestre requer dois *links* de dados: o *uplink*, que garante a transmissão dos parâmetros de controlo de voo, e o *downlink*, no qual o UAV transmite a informação recolhida pelos seus sensores de bordo [5].

Existem três formas diferentes de estabelecer a comunicação entre o UAV e a Estação Terrestre, sendo elas as seguintes: por laser, por fibra ótica ou por rádio. Qualquer um destes métodos deve transmitir dados de forma segura e confiável e a uma taxa adequada [5].

A comunicação do laser é limitada pelo seu alcance, enquanto os links de fibra ótica são usados apenas em alguns cenários de voo de baixa altitude. Os *links* de rádio são o principal método implantado em sistemas de comunicação de UAV [5].

B. Antenas de UAV

Em relação aos UAV, os requisitos operacionais ditam o dimensionamento das antenas, tendo como fator limitante as características aerodinâmicas da mesma.

As antenas mais comuns neste tipo de aplicação assumem a forma de um chicote, lâmina ou antena planar. As antenas de chicote (normalmente monopólo) tendem a dobrar a altas velocidades e têm ganhos reduzidos. As antenas do tipo lâmina apresentam melhor desempenho aerodinâmico, porém tanto as antenas do tipo chicote como as antenas do tipo lâmina apresentam um nulo de radiação associado ao elemento metálico da antena [6].

As antenas planas permitem maior versatilidade nas suas características de irradiação, mantendo um bom desempenho aerodinâmico e tendo como principal desvantagem uma largura de banda menor quando comparada às antenas monopólo tradicionais [7].

III. ANTENAS PLANARES

As antenas planares são uma solução comum para aplicações em que as dimensões, custo, desempenho e perfil aerodinâmico da antena são fatores limitadores. Estas antenas são bastante versáteis em termos de frequência de ressonância, polarização e impedância, além de terem um custo de fabricação relativamente baixo e de permitirem uma grande adaptabilidade a diversos tipos de superfícies de montagem [7].

O seu peso e tamanho reduzidos permitem uma instalação simples na asa do UAV, com mínima interferência aerodinâmica, o que as torna adequadas para este tipo de aplicação.

A. Características Básicas

As antenas planares convencionais consistem num *patch* de metal com espessura $t \ll \lambda_0$ (onde λ_0 representa o comprimento de onda em espaço livre) colocado no topo de um substrato dielétrico, que por sua vez é colocado no topo de um plano metálico (plano terra). O substrato dielétrico tem, tipicamente, uma espessura de $h \ll \lambda_0$ (normalmente $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$). O substrato dielétrico possui uma constante dielétrica (ϵ_r), cujo valor depende do tipo de substrato utilizado, mas geralmente está compreendida no intervalo $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ [7].

B. Modelo da Linha de Transmissão

A existência de meios dielétricos não homogêneos e a configuração geométrica dos elementos da antena tornam complexa a análise deste tipo de antenas. Portanto, é necessário recorrer a modelos analíticos para simplificar a compreensão das características de funcionamento da antena [7].

Um *patch* retangular pode ser descrito por uma linha de transmissão *microstrip* que, por sua vez, pode ser descrita por um guia de onda retangular com paredes que são condutores magnéticos perfeitos. Como o comprimento (L) e a largura (W) do *patch* são dimensões finitas, existem radiações espúrias nas extremidades do *patch* [7].

Este efeito faz com que algumas das ondas se propaguem no *patch* e outras no ar, sendo portanto necessário definir uma constante dielétrica efetiva (ϵ_{reff}), que é dada por [7]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad \text{for } W/h > 1 \quad (1)$$

O comprimento de onda no guia é descrito por [7]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\epsilon_{reff}} \quad (2)$$

Esta cavidade é ressonante quando o comprimento do *patch* é aproximadamente igual a $\lambda_g/2$. A existência de radiações espúrias nas extremidades do *patch* provoca um aumento do comprimento elétrico do mesmo. Este aumento (ΔL) deve ser tido em conta no dimensionamento do *patch* [7]:

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (3)$$

$$L_{eff} = \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (4)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (5)$$

onde c_0 representa a velocidade da luz em espaço livre.

A largura do *patch* depende da frequência de ressonância e do valor da constante dielétrica do substrato, sendo descrita por [7]:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (6)$$

A frequência de ressonância do modo dominante TM_{010} varia com o comprimento do *patch* e é dada pela seguinte expressão [7]:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{c_0}{2L \sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e ϵ_0 é a permitividade elétrica do vácuo.

No entanto, como a expressão (7) não tem em conta os efeitos introduzidos pelas radiações espúrias, esta expressão é modificada para [7]:

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = q \frac{c_0}{2L \sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

onde q é o fator de efeito de bordo [7]:

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \quad (9)$$

O aumento do comprimento elétrico da antena é equivalente à introdução de duas ranhuras irradiantes, que podem ser descritas pela sua admitância equivalente. Numerando estas ranhuras como 1 e 2, a admitância de uma ranhura é descrita por [7], (figura 1):

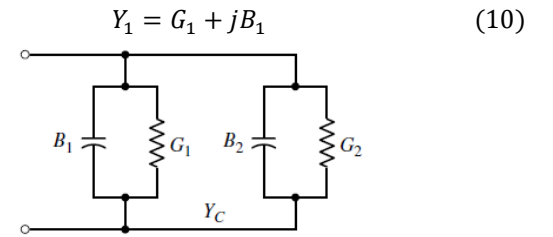


Figura 1: Circuito equivalente da linha de transmissão [7]

A condutância (G) e a susceptância (B) de uma única ranhura de largura finita (W) são dadas por [7]:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right], \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (11)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \ln(k_0 h)], \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (12)$$

Como ambas as ranhuras são idênticas, verifica-se o seguinte [7]:

$$Y_2 = Y_1, G_2 = G_1, B_2 = B_1 \quad (13)$$

A potência irradiada é dada por [7]:

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (14)$$

A condutância de uma ranhura também pode ser descrita por [7]:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (15)$$

onde:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta = -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (16)$$

e:

$$X = k_0 W \quad (17)$$

A admitância de ressonância de entrada é dada por [7]:

$$Y_{in} = 2G_1 \quad (18)$$

Quando a antena está adaptada, a ressonância de entrada tem apenas parte real. Desprezando os efeitos de acoplamento, esta é descrita por [7]:

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (19)$$

Considerando os efeitos de acoplamento, modifica-se a expressão anterior para [7]:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (20)$$

onde G_{12} representa a condutância mútua entre as duas ranhuras [7]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^{-2} J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (21)$$

onde J_0 é a 1ª função de Bessel de 1ª espécie e ordem 0.

Quando a antena é alimentada por uma linha *microstrip*, a impedância característica da linha é descrita por [7]:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \quad (22)$$

quando $W_0/h \leq 1$, e:

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (23)$$

quando $W_0/h > 1$.

Sabendo Z_c , a largura da linha de alimentação pode ser calculada com recurso às expressões (22) ou (23).

A resistência de entrada de um dado ponto da linha de alimentação (y_0) é dada por [7]:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \quad (24)$$

A resolução da expressão (24) em ordem a y_0 permite encontrar o ponto de alimentação, ou seja, o ponto onde a impedância de entrada da antena está adaptada à impedância da linha de alimentação [7], (figura 2).

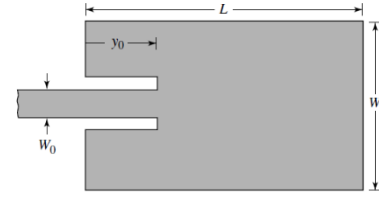


Figura 2: Patch rectangular alimentado por inset-feed [7]

C. Funcionamento em Dual-Band

Uma das principais desvantagens das antenas planares é largura de banda estreita. Nalguns cenários, pode ser necessária uma largura de banda maior para a transmissão simultânea de canais diferentes. Neste caso, o funcionamento em dupla frequência pode ser uma solução para o problema de largura de banda. O principal desafio no processo de projeto de uma antena deste tipo é a obtenção de características de radiação semelhantes nas duas bandas de frequência, principalmente quando o rácio entre frequências é elevado [8].

Neste trabalho, foram analisadas teoricamente e posteriormente simuladas duas técnicas para o funcionamento em dupla frequência, sendo elas a introdução de *slots* no *patch* metálico e a introdução de *slots* no plano terra.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta secção apresentam-se os resultados da simulação da configuração da antena que permitiu cumprir um maior número dos pré-requisitos definidos. Esta configuração corresponde a um *patch* retangular com ranhuras alimentado por *inset-feed*.

Os resultados de simulação foram obtidos com recurso ao COMSOL Multiphysics. O substrato dielétrico utilizado nas simulações é o RT Duroid 5870, que tem uma constante dielétrica de $\epsilon_r = 2.33$ e uma espessura de $h = 1.575$ [mm] [9], (figura 3).

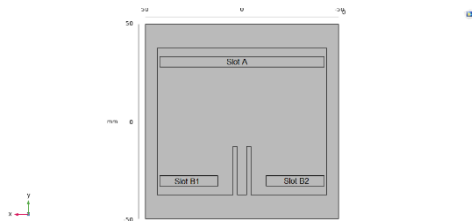


Figura 3: Geometria do patch

TABELA I
DIMENSÕES DA ANTENA

PARÂMETRO	Valor [mm]
Comprimento do substrato	100.00
Largura do substrato	100.00
Largura do patch (W)	87.50
Comprimento do patch (L)	75.56
Ponto de Inset Feed (y_0)	24.93
Largura da linha de alimentação (w_0)	4.71
Comprimento do Slot A (L_{SA})	5.40
Largura do Slot A (W_S)	85.00
Comprimento do Slot B (L_{SB})	5.00
Largura do Slot B (W_{SB})	30.00
Distância do Slot A à extremidade do patch (D_{AE})	4.44
Distância do Slot B à extremidade do patch (D_{BE})	4.53
Distância ente o Slot B1 e o Slot B2 (D_{SB})	25.00

A primeira frequência de ressonância ocorre para $f_r = 1.45 \text{ GHz}$, com coeficiente de reflexão $S_{11} = -8.89 \text{ dB}$ e uma largura de banda de 16 MHz para $S_{11} = -3 \text{ dB}$. No processo de otimização não foi possível obter um valor final que permitisse cumprir em simultâneo para ambas as frequências os requisitos operacionais previamente definidos. Na banda de frequência superior ($f_r = 5 \text{ GHz}$), a antena tem uma largura de banda de 80.7 MHz para $S_{11} = -10 \text{ dB}$ (Figura 4).

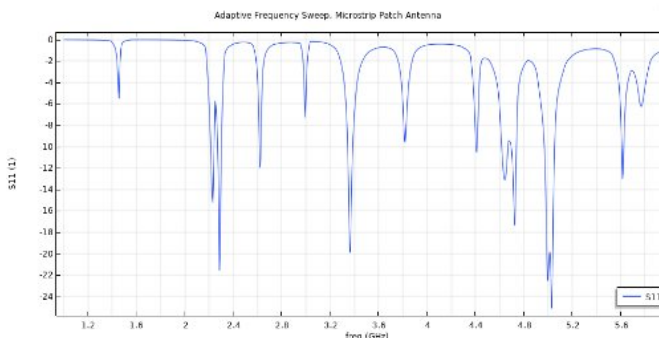


Figura 4: Coeficiente de Reflexão, S11 (dB)

Os resultados que a seguir se apresentam foram obtidos para as frequências de ressonância de $f_r = 1.45 \text{ GHz}$ e $f_r = 5 \text{ GHz}$. Na banda de frequência inferior, a distribuição do campo elétrico demonstra perturbações mínimas, correspondendo à distribuição esperada para o modo dominante (Figura 5). Na banda de frequência superior, a distribuição do campo elétrico permite verificar a condição de circulação de corrente em torno dos slots inseridos na superfície do patch (Figura 6).

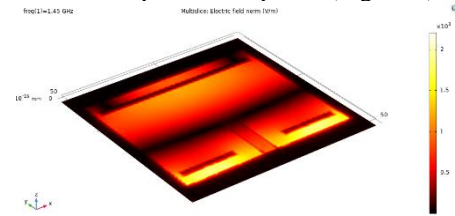


Figura 5: Distribuição do Campo Elétrico ($f_r = 1.45 \text{ GHz}$)

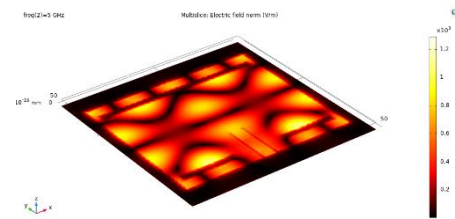


Figura 6: Distribuição do Campo Elétrico ($f_r = 5 \text{ GHz}$)

A principal vantagem deste tipo de estrutura advém das suas características de irradiação. Como se verifica nos diagramas de radiação (Figura 7, Figura 8, Figura 9 e Figura 10), nas duas bandas de frequência verifica-se a existência de um máximo do diagrama de radiação na direção ortogonal ao plano de colocação do patch, tendo um valor de diretividade de 7.16 dB para $f_r = 1.45 \text{ GHz}$ e de 11.57 dB para $f_r = 5 \text{ GHz}$.

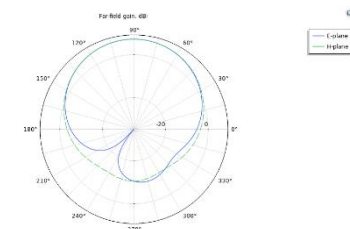


Figura 7: Diagrama de Radiação ($f_r = 1.45 \text{ GHz}$)

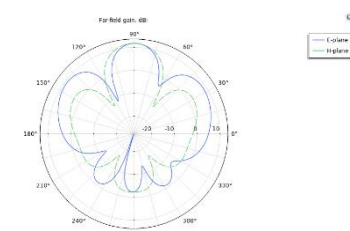


Figura 8: Diagrama de Radiação ($f_r = 5 \text{ GHz}$)

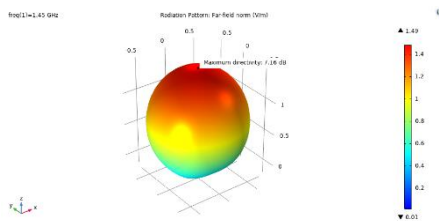


Figura 9: Diagrama de Radiação 3D ($f_r = 1.45 \text{ GHz}$)

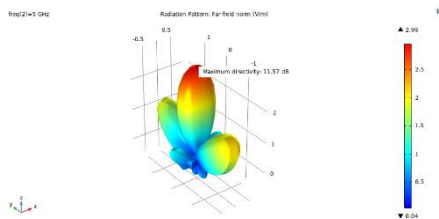


Figura 10: Diagrama de Radiação 3D ($f_r = 5 \text{ GHz}$)

V. CONCLUSÕES

Este artigo tinha como objetivo o projeto e simulação de uma antena planar diretiva que operasse em banda dupla e que cumprisse requisitos de largura de banda, ganho e coeficiente de reflexão previamente definidos e utilizando o substrato RT Duroid 5870. Em primeiro lugar, realizou-se uma análise teórica com o objetivo de compreender os princípios de funcionamento das antenas planares e das antenas de banda dupla. Foram testadas várias configurações geométricas para a antena. Destas, aquela que permitiu obter os resultados com melhor aproximação aos resultados esperados foi o *patch*

retangular alimentado por *inset-feed* e com inserção de *slots* no mesmo.

O protótipo final, resultante do processo de dimensionamento, simulação e otimização opera nas frequências de 1.45 GHz e 5 GHz (rácio de frequências de 3.44), tendo, para a banda inferior, 16 MHz de largura de banda e 7.16 dB de diretividade e, para a banda superior, 80.7 MHz de largura de banda e 11.57 dB de diretividade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICA

- [1] B. Soares, «UAS e Reconhecimento Terrestre: contributos para um modelo de instrução e treino.», Academia Militar, 2013.
- [2] P. M. M. Marques, «Antenas de comunicações para UAV's», Instituto Superior Técnico, 2016.
- [3] A. F. A. Carneiro, «“Smart” antena para aplicação em UAV's», Instituto Superior Técnico, 2017.
- [4] J. M. N. Pinto, «Otimização do sistema de controlo de antenas para UAV», Academia Militar, 2018.
- [5] R. Austin, *Unmanned Aircraft Systems: UAVS Design, Development and Deployment*. 2010.
- [6] K. P. Valavanis e G. J. Vachtsevanos, *Handbook of unmanned aerial vehicles*. 2015.
- [7] C. A. Balanis, *Antenna Theory; Analysis and Design*. Wiley, 2016.
- [8] S. Maci e G. Biffi Gentili, «Dual-frequency patch antennas», *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 1997, doi: 10.1109/74.646798.
- [9] Rogers Corporation, «RT/duroid® 5870 /5880». 2017.