

# Inclusão de nanoantenas óticas nos UAVs

Gonçalo Rocha<sup>1,2</sup> João Torres<sup>1</sup> Maria João M. Martins<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Academia Militar – Lisboa, Portugal <sup>2</sup>Instituto Superior Técnico – Lisboa, Portugal  
rocha.gmo@exercito.pt joaoptorres@hotmail.com mariajoamartins2@gmail.com

**Resumo**—Ao longo da História, a evolução tecnológica, para as Forças Armadas, tem surgido como uma necessidade para se atingir a supremacia sobre o inimigo. Neste âmbito, e desde os primórdios da aviação no início do século XX que o homem explora as potencialidades dos Veículos aéreos não tripulados (UAV), tendo esta tecnologia ganho destaque nos últimos anos pela sua capacidade de conduzir missões sem pôr em risco vidas humanas. Para além disso, com a evolução da nanotecnologia houve a capacidade de desenvolvimento de novos dispositivos, fabricados a uma escala nanométrica, nomeadamente os dispositivos designados por nanoantenas ou antenas óticas, que têm atualmente sido alvo de atividade de investigação e desenvolvimento, procurando atingir a possibilidade de confinar a radiação eletromagnética em dimensões espaciais mais pequenas que o comprimento de onda da luz. O presente trabalho tem como objetivos estudar e caracterizar, numa perspetiva clássica, uma nanoantena ótica que possa ser integrada no emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas de um UAV. O trabalho de simulação no desenvolvimento da nanoantena foi feito com recurso ao programa de simulação *COMSOL Multiphysics*.

**Palavras Chave:** Nanoantena ótica, UAV, antena planar, *COMSOL Multiphysics*

## I. INTRODUÇÃO

A condução dos conflitos militares está cada vez mais dependente da tecnologia. Uma das ferramentas tecnológicas que aumenta a eficácia das operações militares são os UAVs. A grande capacidade destes dispositivos de fornecer Informações do Teatro de Operações (TO) sem pôr em risco vidas humanas surpreendeu e fez com que os projetos sobre UAV em andamentos nos centros de pesquisa militares em todo o mundo fossem acelerados [1].

As ameaças atuais caracterizam-se pela sua assimetria, globalidade e imprevisibilidade. O sucesso de cada missão depende, em larga escala das Informações, que assumem um papel fulcral para o conhecimento do ambiente operacional, do inimigo, do terreno e de considerações de âmbito civil, que são fatores fundamentais para o comando e controlo das forças e para o emprego eficaz dos meios disponíveis [2]. Existe por isso uma necessidade de desenvolver meios interoperáveis capazes de contribuir para essa função no TO, quer em tempo de paz quer em tempo de crise ou guerra [3].

Os Estados devido ao desenvolvimento tecnológico e às ameaças presentes têm reequipado as suas Forças Armadas, ajustado as suas doutrinas e feito alterações significativas na organização e treino das forças. Esta alteração da Defesa, designa-se por Revolução nos Assuntos Militares (RAM), e tem como principal função a utilização das tecnologias de informação para aumentar a capacidade de recolha de

informação e a automatização do seu tratamento em tempo real [4], [5].

Os UAVs devido à sua flexibilidade e capacidade de projeção têm um papel decisivo no RAM, para além do apoio aos comandantes durante o planeamento, coordenação e execução das operações e através da obtenção de Informações, estes podem ainda fornecer capacidade ofensiva em combate próximo [3].

O Exército Português tem em quadro orgânico atualmente, as seguintes unidades com meios UAV: o Batalhão *Intelligence, Surveillance, Target Acquisition and Reconnaissance*, a Bateria de Aquisição de Objetivos, o Esquadrão de Reconhecimento da Brigada Mecanizada e o Esquadrão de Reconhecimento da Brigada de Intervenção com UAV do tipo *Low Altitude Medium Endurance* e mini-UAV [6].

Atualmente, começam a surgir duas novas classes de UAV chamados *Micro Air Vehicles* (MAV) e *Nano Air Vehicles* (NAV), graças às pequenas e compactas dimensões dos componentes eletrónicos que integram esses veículos. Devido às suas pequenas dimensões, os MAV e NAV podem operar em situações a que os UAVs de maiores dimensões não têm acesso, tais como áreas inacessíveis e/ou contaminadas.

## II. ANTENAS PLANARES DE RADIOFREQUÊNCIA

Atualmente as antenas planares de radiofrequência (RF) são uma solução comum para aplicações onde as dimensões da antena, custo, performance e perfil aerodinâmico se apresentam como restrições. Estas apresentam uma grande versatilidade em relação à frequência de ressonância, polarização e impedância, para além de terem um custo de fabrico relativamente baixo e permitirem uma adaptabilidade muito grande a vários tipos de superfícies [7].

### A. Estrutura e características básicas das antenas planares

As antenas planares consistem num elemento metálico (*patch* metálico ou elemento radiante) de espessura muito reduzida ( $t \ll \lambda_0$ , onde  $\lambda_0$  representa o comprimento de onda em espaço livre) colocado sobre um substrato dielétrico, que por sua vez é colocado sobre um plano metálico. A distância do elemento radiante ao plano terra corresponde a uma fração pequena do comprimento de onda ( $h \ll \lambda_0$ , tipicamente  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$ ). Normalmente, os substratos utilizados em antenas planares têm uma constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) compreendida entre  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ , cujo valor depende do tipo de substrato utilizado [7].

A permitividade elétrica relativa ( $\epsilon_{reff}$ ) apresenta um valor efetivo que varia em função da largura do *patch* (W), para

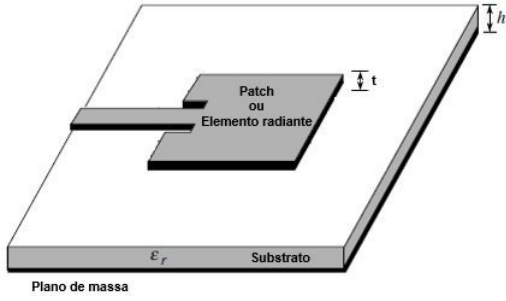


Figura 1. Geometria Retangular da antena patch

frequências baixas ela aproxima-se do valor da constante dielétrica do substrato ( $\epsilon_r$ ), sendo calculada através da seguinte expressão, segundo a condição  $\frac{W}{h} > 1$  [7]:

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

onde  $h$  representa a espessura do substrato.

Como a largura ( $W$ ) e comprimento ( $L$ ) do patch possuem dimensões finitas, os campos eletromagnéticos propagados ao longo do elemento radiante encontram uma descontinuidade nas bordas do patch, nesse ponto, devido à mudança da largura ( $W$ ) do patch, são gerados campos difratados (*fringing fields* ou efeitos de bordos) nas extremidades do patch, tal como representado na figura (2). A quantidade dos campos de efeito de bordo são função das dimensões do patch, da espessura ( $h$ ) e da constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) do substrato [7].

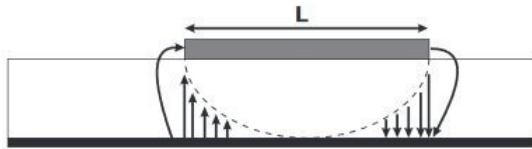


Figura 2. Vista lateral dos campos eletromagnéticos propagados no dielétrico [7].

O acréscimo apresentado nas dimensões do patch pode ser representado por duas fendas (*slot*) de largura ( $\Delta L$ ) separadas por uma distância de ( $L$ ) igual ao comprimento do patch. O comprimento ( $\Delta L$ ) pode ser aproximado segundo a expressão [7]:

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2)$$

par Desta forma o comprimento efetivo do patch é dado por [7]:

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

Para o modo dominante  $TM_{010}$ , a frequência de ressonância ( $f_r$ ) na antena planar é função do comprimento do patch ( $L$ ) e dada pela expressão [7]:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

A largura do patch ( $W$ ) está relacionada com a frequência de ressonância ( $f_r$ ) e a constante dielétrica ( $\epsilon_r$ ) podendo ser calculada através da seguinte equação [7]:

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5)$$

Desprezando os efeitos de bordo o comprimento do patch é dado pela seguinte equação [7]:

$$L = \frac{v_0}{2f_r\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (6)$$

Para uma fenda de largura finita ( $W$ ) a condutância e a susceptância são descritas por [7]:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[ 1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right], \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (7)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[ 1 - 0.636\ln(k_0h)^2 \right], \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (8)$$

A condutância mútua entre as duas fendas,  $G_{12}$ , é expressa pelo seguinte [7]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin(\frac{k_0W}{2}\cos\theta)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0L\sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (9)$$

onde  $J_0$  representa a 1ª função de Bessel de 1ª espécie e ordem zero.

A impedância característica ( $Z_c$ ) da linha de alimentação da antena é descrita pela seguinte expressão [7]:

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[ \frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right], & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[ \frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667\ln\left(\frac{W_0}{h} + 1,444\right) \right]}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (10)$$

A largura da linha de alimentação ( $W_0$ ) pode ser calculada resolvendo a equação (10) em ordem a  $W_0$  e considerando  $Z_c = 50 \Omega$ .

A resistência de ressonância de entrada de um determinado ponto ( $y_0$ ) na linha de alimentação da antena é aproximada pela seguinte expressão [7]:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2G_1 \pm G_{12}} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \quad (11)$$

Resolvendo esta ultima expressão em ordem a  $y_0$  é possível determinar a localização do ponto de *inset feed*, ou seja, na prática corresponde à distância desde a fenda do patch até ao ponto de *inset feed* com o intuito de adaptar a impedância da antena ( $Z_c = 50 \Omega$ ) [7].

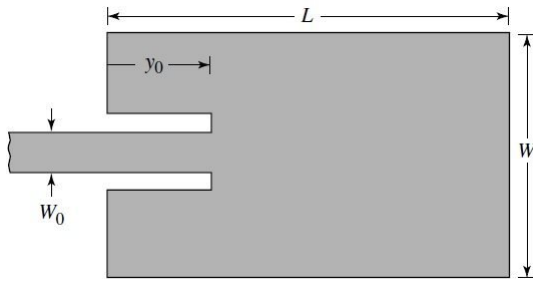


Figura 3. Geometria de uma antena planar adaptada por *inset feed* [7].

### III. DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DA NANOANTENA

Após a fundamentação teórica das antenas planares e definida a estrutura e método de excitação torna-se necessário realizar o estudo e a simulação de uma nanoantena que possa ser integrada num emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas de um UAV.

#### A. Configuração do elemento da nanoantena (*patch*)

Para o dimensionamento da antena planar recorreu-se ao método analítico da linha de *microstrip*, definindo a frequência de operação a 10 THz, para a realização dos cálculos.

O substrato que será utilizado para a construção da nanoantena será de dióxido de silício que tem uma constante dielétrica  $\epsilon_r = 3.9$ , uma tangente de perdas  $tg(\delta) = 0.001$  e espessura  $h = 500$  nm. Nas simulações efetuadas adotou-se um substrato com comprimento  $L_{sub} = 2 \times L_{patch}$  e largura  $W_{sub} = 2 \times W_{patch}$ .

Usando as equações descritas na secção II, e otimizando os valores da nanoantena com a ferramenta *Parametric Sweep* do software *COMSOL Multiphysics* obteve-se os seguintes parâmetro:

Constante dielétrica efetiva	$\epsilon_{r\text{eff}}$	3.15068	-
Largura do patch	W	10.113	$\mu\text{m}$
Comprimento do patch	L	7.96584	$\mu\text{m}$
Largura da linha de transmissão	$W_0$	1.01254	$\mu\text{m}$
Condutância	$G_1$	0.00117401	s
Condutância mútua	$G_{12}$	$6.007 \times 10^{-4}$	s
Resistência de ressonância	$R_{in}(y = 0)$	281.722	$\Omega$
Resistência de entrada para o ponto inset feed	$R_{in}(y = y_0)$	50	$\Omega$
Localização do ponto de inset feed	$y_0$	3.03051	$\mu\text{m}$

Tabela I  
DIMENSIONAMENTO OTIMIZADO DA NANOANTENA

#### B. Simulação da nanoantena com *single patch*

O estudo realizado de seguida consistiu num varrimento de frequência entre os 0.1 THz os 20 THz, com um incremento de 10 GHz por iteração. Com este estudo pretende-se verificar o comportamento do coeficiente de reflexão da nanoantena no intervalo referido, e estudar qual a melhor frequência neste

banda e que otimizações se poderão realizar na nanoantena para obter melhores resultados.

Verificou-se, como se pode observar na figura (4), um  $|S_{11}| = -28.73$  dB para a frequência 8.98 THz, com uma largura de banda de 131.7 GHz e um ganho de 7.12 dB.

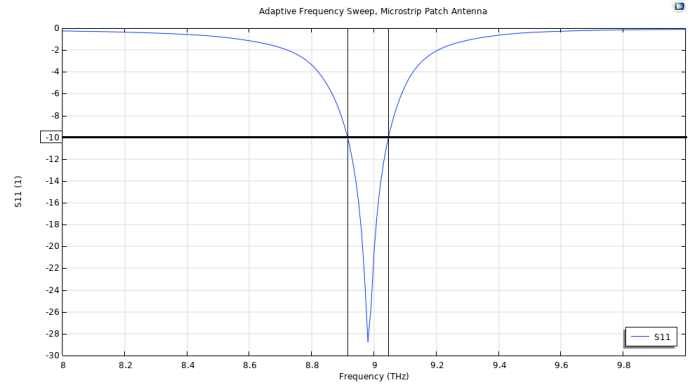


Figura 4. Representação de gráfica  $|S_{11}|_{dB}$  da nanoantena com o dimensionamento otimizado.

O diagrama de radiação (figura (5) e (6)) para a frequência de 8,98 THz apresenta um lobo principal bem definido no plano elétrico, tendo seu máximo na direção ortogonal ao plano de colocação do *patch* metálico, correspondendo também aos pressupostos teóricos para este tipo de estrutura.

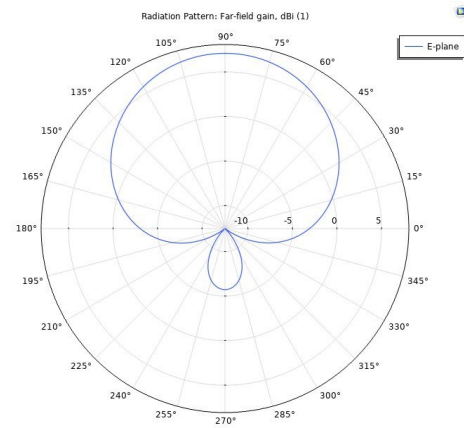


Figura 5. Representação polar do diagrama de radiação da nanoantena *single patch* otimizada no plano E.

Também foi possível analisar a distribuição do campo elétrico na superfície do *patch* metálico, que correspondeu ao esperado teoricamente, apresentando máximo nas extremidades do *patch* e mínimo no centro como pode ser visto na figura (7). Recorrendo às capacidades do software, foi também analisada a diretividade máxima da nanoantena na região distante dela. Verificou-se que para a frequência de 8,98 THz, essa diretividade tem um valor de 7,05 dB (Figura 8).

#### C. Dimensionamento e simulação de um nanoagregado

O conjunto de simulações que a seguir se descreve teve como objetivo testar o comportamento de um agregado de *patches* de

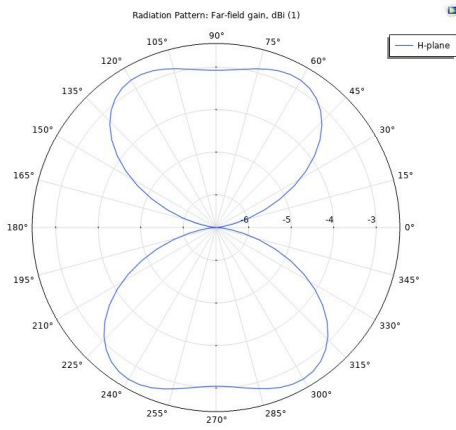


Figura 6. Representação polar do diagrama de radiação da nanoantena *single patch* otimizada no plano H.

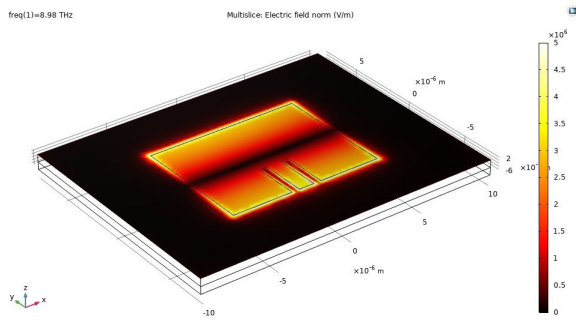


Figura 7. Diagrama de Radiação 3D do *patch* otimizado ( $f_r = 8.98 THz$ ).

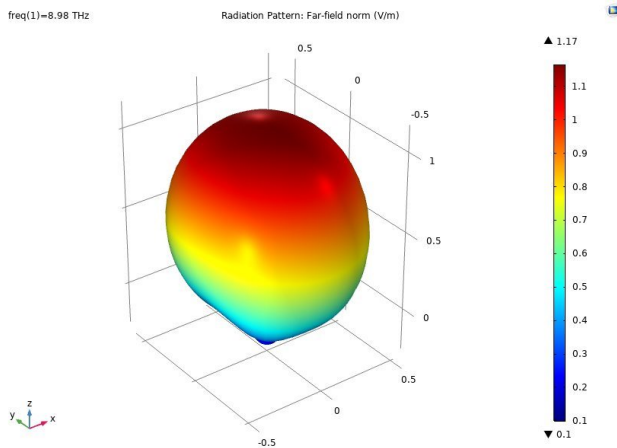


Figura 8. Diagrama de Radiação 3D do *patch* otimizado ( $f_r = 8.98 THz$ ).

forma a ganhar um maior ganho da nanoantena e conseguir que esta consiga mover o lobo principal numa determinada direção sempre que seja necessário.

O agregado é constituído por 32 *patches* individuais desenhados e simulados nas secções anteriores, e um plano terra que abrange todo o agregado.

As figuras (9) e (10) representam o esboço do agregado no

programa *COMSOL Multiphysics*.

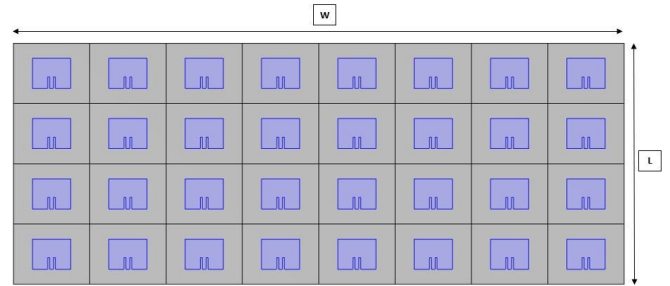


Figura 9. Representação frontal do agregado com 32 *patch* no *COMSOL Multiphysics* ( $W = 16.1808 \mu m$  e  $L = 6.3728 \mu m$ ).

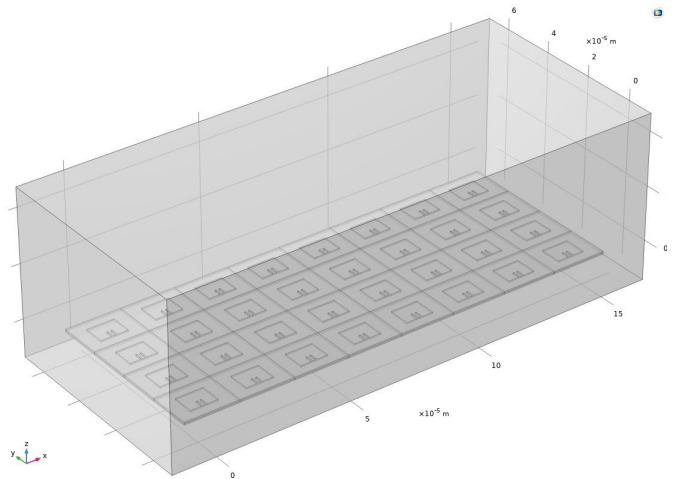


Figura 10. Representação total do agregado com 32 *patch* no *COMSOL Multiphysics*.

Em relação ao trabalho de simulação, foi utilizada a ferramenta *COMSOL Multiphysics Parametric Sweep*, que alternou a fase de entrada das portas agrupadas. Foram utilizados apenas 3 valores de  $\phi$ ,  $\frac{\pi}{2}$ ,  $\frac{\pi}{3}$  e  $\frac{2\pi}{3}$ , estes valores permitem apontar teoricamente o lobo principal respetivamente para 90, 60 e 120 graus. A frequência utilizada foi de 8,98 THz.

Na figura (11) é possível observar a distribuição do campo elétrico na superfície do agregado, que apresenta máximos nas extremidades do agregado e mínimos no centro como teoricamente esperado.

Na figura (12) é possível ver um lobo principal bem definido bem como um claro desvio do lobo principal para os diferentes valores de  $\phi$ , porém não foi possível ter uma correspondência exata da direção do lobo principal para 60 e 120 graus.

Para valores de  $\phi$  superiores a  $\frac{3\pi}{4}$  ou inferiores a  $\frac{\pi}{4}$  o diagrama de radiação já não se comporta da mesma forma, pois para estes valores ocorrem muitas reflexões em a superfície agregada levando a uma irregularidade do diagrama de radiação e do lobo principal. Conclui-se então que a variação do lobo principal é limitada entre 60 e 120 graus, dando-lhe uma amplitude total de 60 graus.

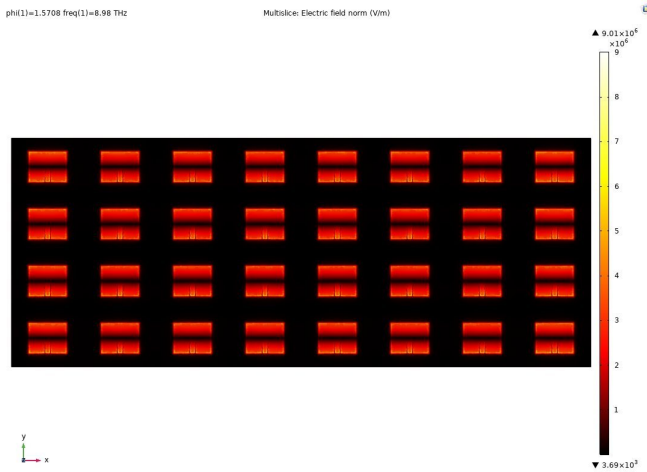


Figura 11. Diagrama de Radiação 3D do agregado ( $f_r = 8.98 THz$  e  $\phi = \frac{\pi}{2}$ ).

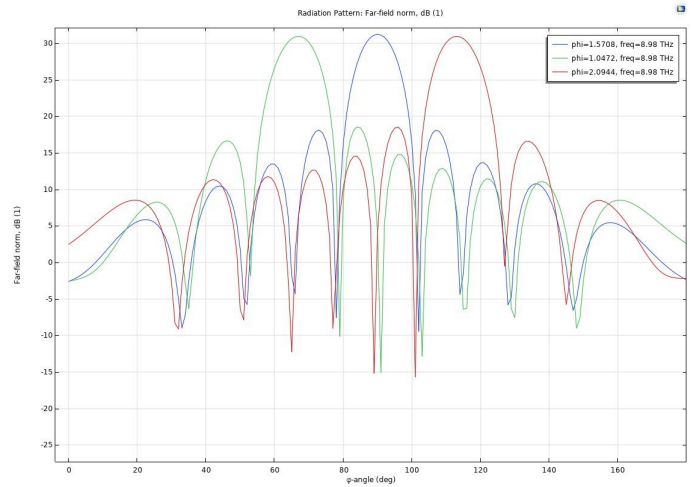


Figura 13. Diagrama do ganho do agregado ( $f_r = 8.98 THz$ ).

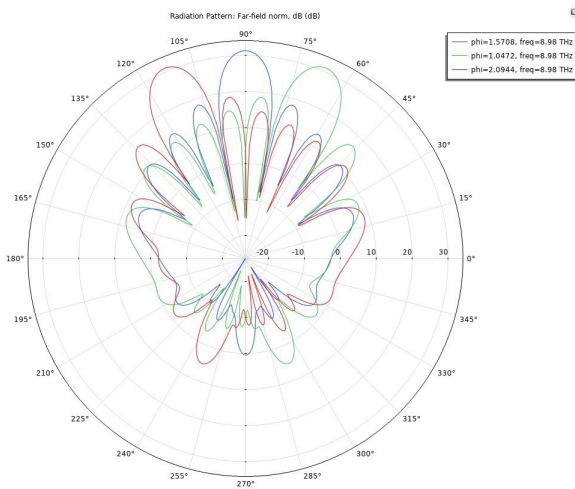


Figura 12. Representação polar do diagrama de radiação do agregado no plano E para  $\phi = \frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{3}$  e  $\frac{2\pi}{3}$ .

Em relação à diretividade do agregado para a frequência 8,98 THz e para uma direção do lobo principal correspondente a 90 graus é 20,62 dB, para outras direções do lobo a variação da diretividade é de -0,5 dB.

A figura (13) mostra o ganho agregado para os diferentes valores de phi onde é de aproximadamente 31 dB para ambos os casos.

#### IV. CONCLUSÃO

Este trabalho tinha como objetivo a obtenção de um estudo complementado por resultados de simulação, de forma estudar o comportamento de uma nanoantena ótica que pudesse ser integrada num emissor ou recetor de um sistema de comunicações óticas de um UAV.

Este trabalho constitui um estudo pioneiro de dispositivos que podem ser utilizados, não só para melhorar o desempenho dos sistemas atualmente em uso, mas também para mudar

completamente o conceito de sistemas que são utilizados atualmente em diversas situações, como optar por utilizar sistemas de comunicações óticas em vez de sistemas de comunicação RF, como vem acontecendo no caso dos UAVs. Em suma foi feito um estudo e simulação de uma nanoantena em *single patch*, foi dimensionado a estrutura da nanoantena neste caso o nanoagregado e foi definido um mecanismo de alteração do lobo principal de radiação sem que para isso fosse necessário alterar a trajetória de voo do UAV.

#### AGRADECIMENTOS

Um agradecimento especial aos meus orientadores, Dr. João Paulo Neto Torres e Dra. Maria João Marques Martins pela disponibilidade, paciência e compreensão ao longo deste trabalho.

#### REFERÊNCIAS

- [1] M. N. de Sousa, *Uso de Veículos Aéreos Não Tripulados no Sistema Tático de Guerra Eletrônica (SITAGE)*. 2008.
- [2] EME, *PDE 3-00 Operações*. 2012.
- [3] B. Q. Soares, *UAS e Reconhecimento Terrestre: contributos para um modelo de instrução e treino*. Academia Militar, 2013.
- [4] C. J. O. Ribeiro, *As Operações Militares Na Era Da Informação E Da Comunicação*. PROELIUM – Rev. DA Acad. Mil., 2005.
- [5] N. M. Vaz, *A RAM, o Quadro Estratégico e as Condições de Emprego das Forças Militares (Intervenção de Portugal)*. 2003.
- [6] J. Oliveira, *O Projeto de Investigação e Tecnologia em Veículos Aéreos Não Tripulados (PITVANT). a Edificação de uma Capacidade Nacional*. IESM, 2013.
- [7] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. John Wiley Sons, Inc, 2005.