

# Análise de Desempenho de Antenas Cornetas Cônicas Utilizando Sinais Gerados por Válvulas Eletromagnéticas

Isaac Milfont Mourão<sup>2</sup>, Benedito Sá Araújo Filho<sup>1</sup>, Cynthia C. M. Junqueira<sup>1</sup>, Alberto José de Faro Orlando<sup>2</sup>.

<sup>1</sup>Instituto de Aeronáutica e Espaço, <sup>2</sup>Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, SP, Brasil.

**Resumo** – Armas eletromagnéticas de microondas constituem um item de interesse das Forças Armadas. Um sistema deste tipo pode ser construído com uma válvula eletromagnética acoplada a uma antena para irradiar o sinal de alta potência. Este trabalho realiza uma análise de desempenho de antenas cornetas cônicas utilizando sinais gerados por uma válvula Vircator. Utilizando simulações eletromagnéticas buscou-se encontrar a melhor configuração para o alcance dos requisitos de potência transmitida, diretividade e casamento de impedâncias.

**Palavras Chaves:** antenas corneta, válvulas de microondas de alta Potência.

## I. INTRODUÇÃO

Historicamente, tem-se verificado um grande desenvolvimento nas pesquisas e aplicações de sistemas de microondas de alta potência (HPM – “High Power Microwave”) tanto na área civil, quanto na área militar. No âmbito civil, o sistema pode ser utilizado, por exemplo, em operações policiais para imobilização de veículos em fuga, e também causar falhas em dispositivos de comunicação clandestinos.

A idéia de utilizar microondas de alta potência como arma foi analisada inicialmente na Inglaterra durante a Segunda Guerra Mundial no estudo de radares. Na década de 80, as perspectivas de se obter esta aplicação se tornaram mais concretas, uma vez que nesse período foram desenvolvidas fontes capazes de produzir picos de potência da ordem de gigawatts [1].

Um componente fundamental nas armas eletromagnéticas que utilizam HPM é o gerador de microondas de alta potência. Estudos mostram que dentre as fontes de sinais de RF com potências elevadas, a que apresenta maiores atrativos é o Vircator, onde as principais vantagens são: capacidade de operar com níveis elevados de potência, simplicidade construtiva, compatibilidade e baixo custo, satisfazendo aplicações embarcadas de sistemas de defesa. A maior desvantagem relaciona-se com o baixo rendimento que deve ser compensado com o acoplamento de um dispositivo de alto ganho.

O objetivo deste trabalho é analisar o desempenho de antenas cornetas cônicas utilizando o sinal de RF gerado por um Vircator.

Isaac Milfont Mourão, isaac@ele.ita.br, +55-12-39474729, Benedito Sá Araújo Filho, benedito@iae.cta.br, +55-12-39474729, Cynthia C. M. Junqueira, cynthia.junqueira@iae.cta.br, +55-12-39474937, Alberto José de Faro Orlando, faro@ele.ita.br, +55-12-39476812. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo COMAER, Projeto Thor.

O sinal aplicado foi gerado via simulação através do software Karat [2] e aplicado a duas diferentes configurações de antenas cornetas cônicas. Os resultados das análises foram obtidos com a utilização do software CST MICROWAVE STUDIO® 2008 [3].

## II. VÁLVULA VIRCATOR

O Vircator é uma válvula de microondas em que as interações dos elétrons entre o catodo e anodo criam uma região que é denominada catodo virtual onde será gerado um sinal de microondas de alta potência [4].

O dispositivo utilizado neste trabalho pode ser visualizado na Fig. 1. e foi projetado com uma cavidade ressonante para uma dada frequência, acoplado a uma abertura para a saída do sinal de microondas em direção à antena. A válvula foi desenvolvida de modo a operar com dois feixes de elétrons em contra-fluxo, possibilitando aumento do rendimento.

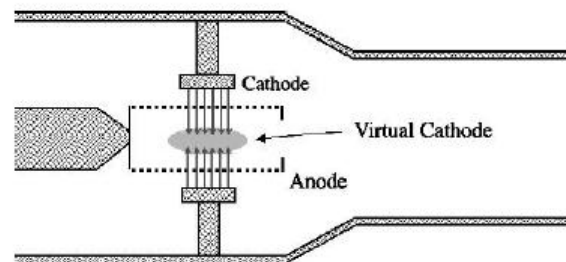


Fig. 1. Vircator com dois feixes de elétrons em contra-fluxo

O sinal de saída do Vircator foi obtido através de simulação de um conversor DC-microondas com a colocação de um absorvedor ideal em sua saída, para assim, obter o sinal sem reflexão na terminação do guia. O campo elétrico foi medido na direção do modo dominante do guia a uma distância de 150 mm do absorvedor num período de 60ns.

A Fig. 2. ilustra o sinal no tempo e a Fig. 3. mostra o espectro de amplitude em frequência. Estes sinais foram normalizados em amplitude para serem utilizados como sinal de alimentação da antena no software CST MICROWAVE STUDIO® 2008. Observa-se um pico de amplitude no espectro do sinal na frequência de 2,09 GHz.

O guia de ondas circular localizado na saída do Vircator tem seção reta de 200mm, com frequência de corte do modo  $TE_{nm}$  ( $n = m = 1$ ) definida em (1) [5]:

$$f_c = \frac{p'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}, \quad (1)$$

onde  $a$  é o raio da seção reta do guia,  $\mu$  é a permeabilidade magnética do meio de propagação,  $\epsilon$  é a permissividade elétrica do meio de propagação e  $p'_{nm}$  é a  $m$ -ésima raiz da derivada da função de Bessel de primeira espécie e  $n$ -ésima ordem de valor igual a 1,841. A frequência de corte calculada é de 0,88GHz e desta maneira permite a propagação do sinal da válvula no modo dominante do guia, pois o pico do sinal está em 2,09GHz.

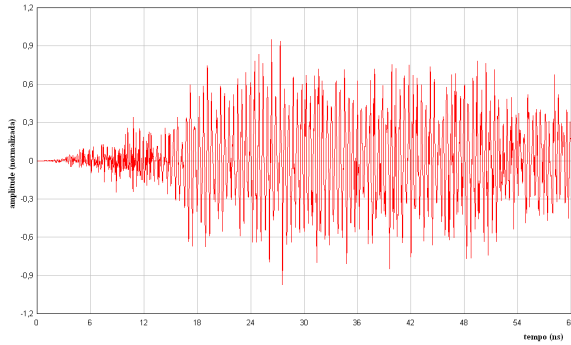


Fig. 2. Sinal de saída do Vircator em função do tempo

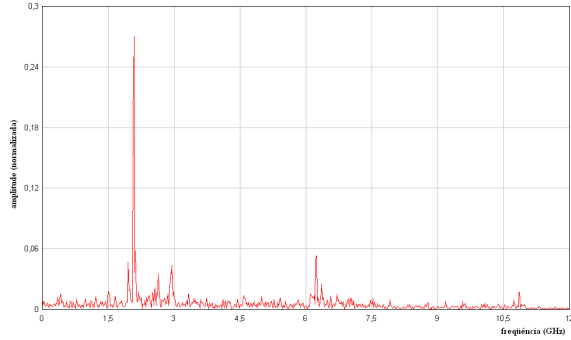


Fig. 3. Espectro de amplitude em frequência

O projeto e a simulação do Vircator foram feitos como parte de um trabalho de mestrado [1], e fizeram uso do código Karat que se baseia na técnica de simulação *particle-in-cell* (PIC) [2].

### III. ANTENA CORNETA CÔNICA

A antena corneta cônica é bastante conhecida na literatura, Schorr e Beck realizaram os primeiros estudos rigorosos a respeito dos campos irradiados. É excitada por um guia circular em modo  $TE_{11}$  e estes são expressos em termos da combinação das funções de Bessel esféricas e polinômios de Legendre, tendo seu desempenho similar ao da piramidal ou setorial [6]. A Fig. 4. ilustra uma corneta cônica conectada a um guia de onda circular e  $Ca$  representa a distância da abertura da antena à junção do guia com a antena.

Verifica-se que a medida que o ângulo de abertura ( $\psi_c$ ) aumenta a diretividade para uma antena com um dado valor de  $L$  aumenta até que se atinja um máximo a partir do qual a diretividade começa a decrescer. Isso pode ser entendido como resultado da dominância do erro de fase na abertura. Já quando o diâmetro da abertura  $d_m$  é mantido constante e  $L$  varia, a máxima diretividade é obtida quando o ângulo de

abertura for zero, onde  $L$  passa a tender a infinito, o que é equivalente a um guia de onda circular de diâmetro  $d_m$ . A diretividade ( $D_c$ ) deste tipo de corneta cônica pode ser calculada por (2), considerando o modo dominante ( $TE_{11}$ ) de propagação, onde  $\lambda$  é o comprimento de onda:

$$D_c = 20 \log_{10} \left( \frac{\pi d_m}{\lambda} \right) - L_c, \quad (2)$$

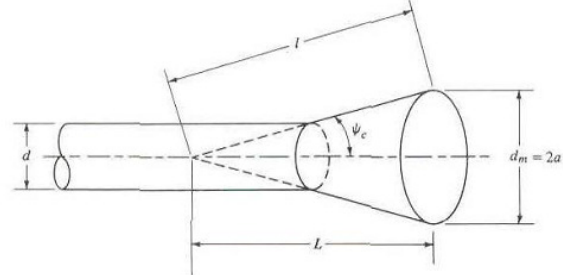


Fig. 4. Antena corneta cônica

onde o primeiro termo do lado direito representa a diretividade para uma área de abertura da antena com sinal de amplitude e fase constantes e o segundo termo ( $L_c$ ) representa a perda na diretividade devido à variação da amplitude e da fase do sinal na abertura. Essa variação ocorre porque, à medida que estamos nos distanciando do centro da abertura, a amplitude do sinal diminui, pois este passa a percorrer um caminho mais longo até a abertura, e a fase do sinal já é outra em relação à fase no centro do guia. Esta variação de fase denomina-se erro de fase considera-se o erro máximo de fase normalizado ( $s$ ), que é representado pela razão entre a máxima diferença de percurso entre os sinais que chegam na abertura da antena e o comprimento de onda do sinal irradiado. O erro máximo de fase normalizado em antenas do tipo corneta cônica é expresso em (3). O cálculo aproximado de  $L_c$  é dado em (4). Uma determinada antena corneta cônica é ótima quando o diâmetro de sua abertura é dado por (5).

$$s = \frac{d_m^2}{8\lambda} \quad (3)$$

$$L_c = 0,8 - 1,71s + 26,25s^2 - 17,79s^3 \quad (4)$$

$$d_m = \sqrt{3l\lambda} \quad (5)$$

O lóbulo principal das antenas cornetas cônicas se situa na direção do eixo de simetria da antena. Quanto à impedância de entrada, sabe-se que são geralmente bem casadas ao guia de alimentação, a menos que a operação seja próxima da frequência de corte ou que o ângulo de abertura seja grande de tal forma que o descasamento na junção guia-corneta seja significativo [7].

As duas fontes de reflexão de potência que ocasionam o descasamento são as descontinuidades na garganta (junção da antena com o guia) e na abertura da antena. Quando se deseja melhorar o casamento de impedância, uma das alternativas é se colocar componentes reativos adequados nesses dois locais, que normalmente são determinados experimentalmente. Para a redução da perda de potência irradiada por descasamento de uma antena corneta ao guia alimentador pode-se realizar suavizações na estrutura mecânica nos locais das interfaces das estruturas guia-cone, ou na junção da antena com o ambiente externo. Nesses dois

locais, a reflexão de potência é resultado do fenômeno da difração devido às descontinuidades, como ilustrado na Fig.5 [8].



Fig.5. Mecanismos de difração em uma antena corneta [8]

Tipicamente, a principal fonte de uma alta reflexão de entrada para antenas cornetas é a descontinuidade na garganta. Um aumento na largura do guia alimentador tende a reduzir o impacto desta reflexão. Também, se o ângulo de abertura da antena é moderado já podemos esperar valores menores de reflexão de entrada. A descontinuidade na abertura da antena é bastante significativa para antenas curtas e com pequenos ângulos de abertura.

Para antenas cornetas cônicas, a suavização na garganta costuma ser feita substituindo-se o seu perfil original por um arco de circunferência de raio  $R$  (raio de suavização), fazendo-se as devidas concordâncias nas interseções do arco com o guia e com a antena. Já a suavização na abertura é geralmente feita prolongando-se o perfil da abertura com arcos de circunferência ou de elipse de comprimentos variáveis, e a concordância do arco com o guia na interseção entre eles. A Fig. 6 ilustra a técnica [9].

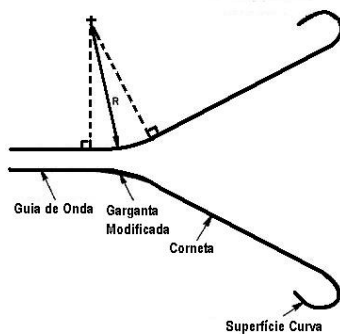


Fig. 6. Antena corneta cônica com suavizações na garganta e na abertura [9]

#### IV. PROCEDIMENTOS DE INVESTIGAÇÃO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O software CST MICROWAVE STUDIO® 2008 foi utilizado nas simulações para verificação do desempenho da antena e baseia-se na Técnica de Integração Finita (TIF) [2]. Este método numérico fornece um esquema de discretização espacial universal onde se aplicam vários problemas eletromagnéticos, desde cálculos de campos estáticos até aplicações de alta frequência no domínio do tempo ou da frequência.

Realizaram-se as simulações considerando o meio, tanto no interior da estrutura (guia+antena), quanto no exterior, como sendo o vácuo. O material da estrutura considerado foi o condutor elétrico perfeito. O sinal de entrada no guia foi informado ao software CST por meio de uma *waveguide port*

ocupando toda a abertura do guia situada a 15 cm da junção do guia com a antena. A faixa de frequência das simulações foi definida de 1,5 GHz a 2,5 GHz. Para as simulações no domínio do tempo, a excitação será importada para o CST dos resultados das simulações do Vircator realizados no programa Karat. Definiram-se os monitores de campo na frequência de 2,09 GHz para a verificação da direção de polarização do campo elétrico.

Nas simulações no tempo, colocou-se uma ponta de prova virtual de medição do campo elétrico a uma distância de 223 mm da abertura da antena na direção de seu lóbulo principal. Com o sinal no tempo coletado pela ponta de prova, após cada simulação, obteve-se a potência média do sinal numa janela de 29,22ns onde o nível da potência de saída do Vircator permanece aproximadamente constante.

Para as simulações e análises as antenas foram divididas em dois grupos, o das antenas sem suavização na junção com o guia, que constituem o grupo I, e o das antenas com suavização na junção com o guia, do grupo II.

As primeiras antenas do grupo I foram projetadas com diâmetro da abertura variando de 25 cm a 40 cm, com passo de 5 cm. O maior diâmetro foi de 40 cm por ser este valor a restrição de diâmetro máximo da abertura para a aplicação proposta e, devido ao diâmetro do guia, julgou-se adequado iniciar a série de antenas com o diâmetro mínimo da abertura de 25 cm, que são apresentadas na Tabela I.

TABELA I: RESULTADOS ANTENAS DO GRUPO I

$d_m$ (cm)	$\psi_c$ (°)	$C_a$ (cm)	$P_{med}$	$D_c$ (dB)	VSWR
25,0	59,8	1,46	43,7	13,2	1,10
30,0	46,1	4,82	56,8	14,0	1,08
35,0	38,1	9,56	67,3	14,9	1,12
36,7	36,1	11,5	71,9	15,0	1,05
38,3	34,3	13,4	78,8	15,4	1,11
40,0	32,7	15,6	83,8	15,7	1,15

Observa-se que com o aumento de  $d_m$  e  $C_a$ ,  $\psi_c$  diminui. Dada a pouca influência verificada no valor da taxa de onda estacionária (VSWR), é de se esperar que a diretividade seja o principal fator a influenciar no valor da potência média  $P_{med}$ , de modo que as duas grandezas apresentem comportamentos semelhantes. Para se checar isto mais facilmente, traçou-se o gráfico da Fig. 7, onde a diretividade mostrado em vermelho, com seus valores no eixo vertical direito, a  $P_{med}$  é a curva azul, com seus valores no eixo vertical esquerdo, sendo que no eixo das abscissas, temos os valores do diâmetro da abertura da antena.

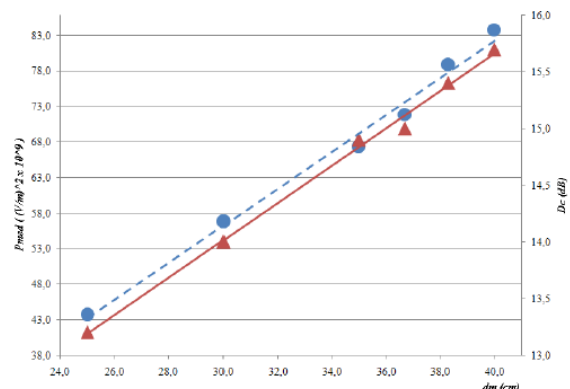


Fig. 7. Gráficos da diretividade e da  $P_{med}$  em função do diâmetro da abertura.

Baseando-se nos resultados da  $P_{med}$ , verificou-se que, dada a tendência observada, havia a necessidade de um refinamento ainda maior na busca pela melhor antena, assim, três novas antenas foram propostas, ainda com alterações apenas em  $\psi_c$ , sendo os novos valores deste ângulo 27,9°, 28,7°, 30,3° e 31,1°. Os mesmos resultados do caso anterior, agora obtidos (obt) e calculados (teo) para as antenas com variação apenas em  $\psi_c$ , estão mostrados na Tabela II.

TABELA II: RESULTADOS OBTIDOS E TEÓRICOS PARA AS ANTENAS COM MODIFICAÇÃO APENAS NO VALOR DE  $\psi_c$

$\psi_c$ (°)	$P_{med}$	$D_c$ (dB) - obt	VSWR	$D_c$ (dB) - teo
27,9	88,6	15,8	1,14	15,9
28,7	88,2	15,9	1,14	15,9
29,5	89,6	15,9	1,14	15,9
30,3	88,2	15,8	1,15	15,9
31,1	88,4	15,8	1,15	15,9

A seguir são mostradas as imagens da estrutura simulada em perspectiva e em perfil, como exibidas pelo simulador, e os diagramas de irradiação obtidos, para a melhor antena do grupo I, sendo esta a terceira antena da tabela anterior, com as dimensões:  $C_a = 15,9$  cm e  $\psi_c = 29,5^\circ$ . Nas imagens da estrutura, o quadrado vermelho corresponde à representação da porta de alimentação do guia, que não extrapola a abertura interna do guia, como sugerido pela Fig. 8.

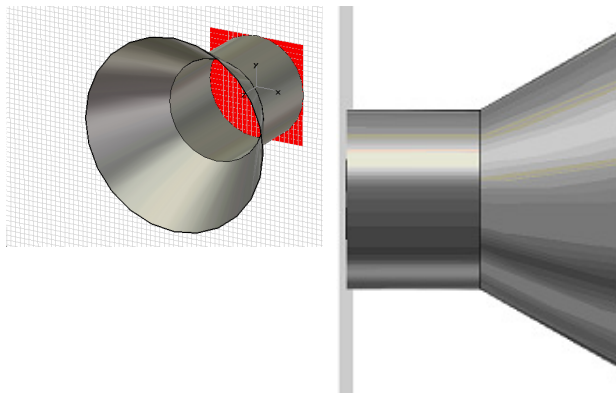


Fig. 8. Estrutura simulada em perspectiva e perfil - grupo I

O diagrama de irradiação da melhor antena do grupo I é apresentado nas Fig. 9 e 10.

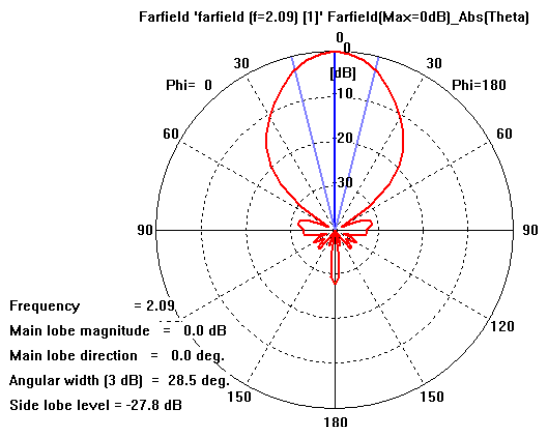


Figura 9: Diagrama de irradiação no plano E melhor antena do grupo I

Encerradas as simulações para as antenas do grupo I, passamos a simular as antenas do grupo II. As antenas deste grupo tinham como antena base a melhor antena do grupo anterior. Foi proposto um conjunto de antenas com raio de suavização ( $R$ ) entre a antena e o guia variando de 8,13 cm a 55,1 cm, julgando-se que seriam, a princípio, suficientes e adequadas para a visualização de uma tendência.

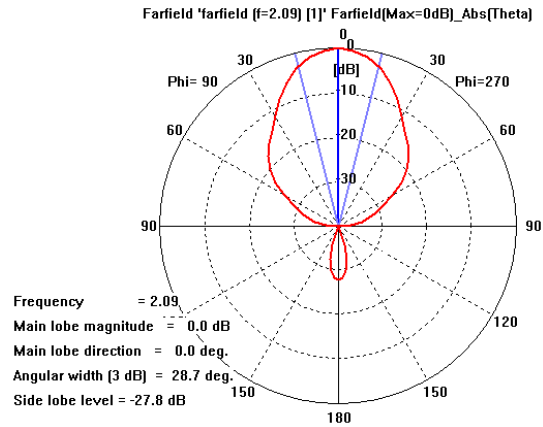


Fig. 10. Diagrama de irradiação no plano H, melhor antena do grupo I

Os resultados das simulações estão na Tabela III, com a antena identificada apenas pelo valor de  $R$  utilizado, já que os demais parâmetros de construção já são conhecidos.

TABELA III: RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES PARA AS ANTENAS DO GRUPO II

$R$ (cm)	$P_{med}$	$D_c$ (dB)	VSWR
8,13	98,8	15,9	1,06
16,3	94,3	16,1	1,07
24,4	89,0	16,1	1,06
32,5	106,7	16,2	1,14
40,6	106,8	16,3	1,03
48,8	120,8	16,3	1,05
53,0	123,2	16,3	1,02
55,1	124,2	16,3	1,04

Como em todas as simulações até agora, o VSWR pouco afetou o ganho percebido da antena. Sabendo disso, mais uma vez foi de grande interesse se verificar o comportamento da  $P_{med}$  e da diretividade em conjunto, desta vez, com a variação de  $R$ . Para tanto, foi traçado o gráfico da Fig. 11, com a curva da diretividade em vermelho e a da  $P_{med}$  em azul.

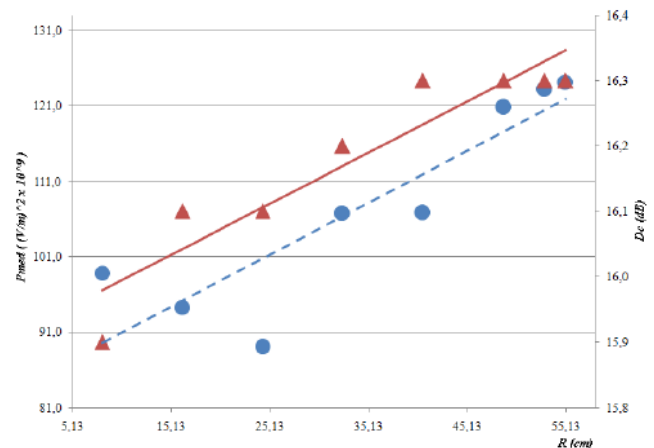


Fig. 11. Gráficos da diretividade e da  $P_{med}$  em função do raio de suavização

Como observado nos resultados, a melhor antenna do grupo II é a que utiliza maior raio de suavização, com  $R = 55,1$  cm. Na Fig. 12, nota-se que praticamente não se tem mais o guia com o seu diâmetro original.

O diagrama de irradiação da melhor antenna do grupo II é apresentado nas Fig. 13 e Fig. 14.

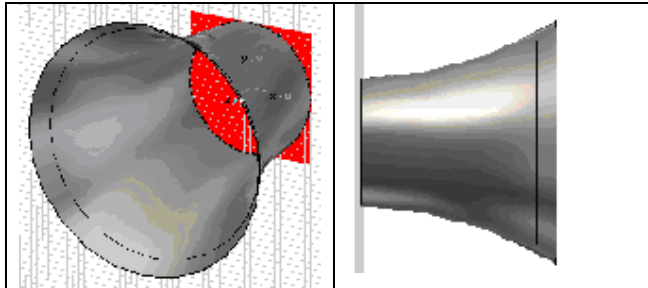


Fig. 12. Estrutura simulada em perspectiva e perfil - grupo II

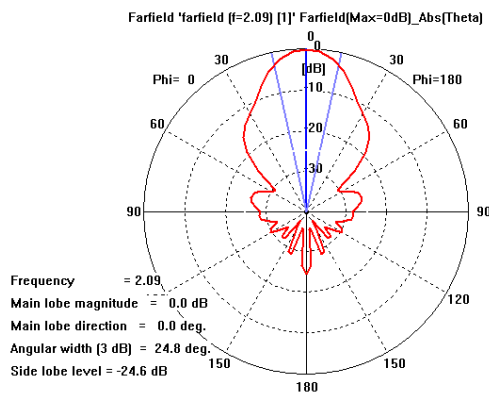


Fig. 13. Diagrama de irradiação no plano E, para a melhor antenna do grupo II

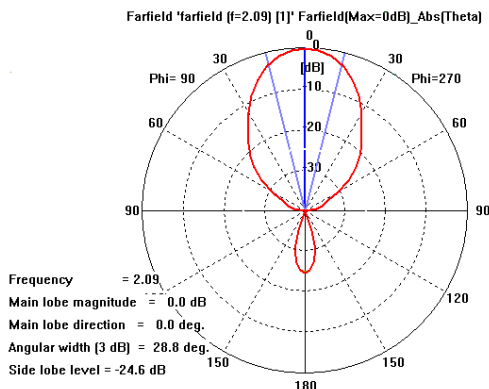


Fig. 14. Diagrama de irradiação no plano H, para a melhor antenna do grupo II

Constatou-se que a antenna que apresentou resultado ótimo é a melhor antenna do grupo II, embora possa existir dificuldades quanto à realização de sua construção mecânica. Comparando-se o espectro do sinal de saída do Vircator com o do sinal irradiado pela antenna escolhida, verifica-se que esta distorce pouco o sinal, e as duas componentes que concentram quase toda a potência do sinal são mantidas aproximadamente em suas frequências originais como pode ser verificado nas Fig. 15 e 16.

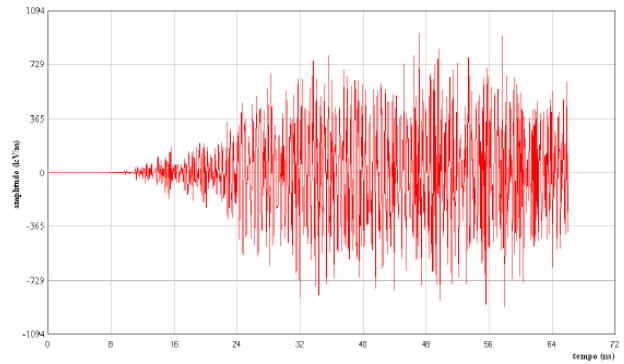


Fig. 15. Sinal irradiado no tempo para a melhor antenna simulada

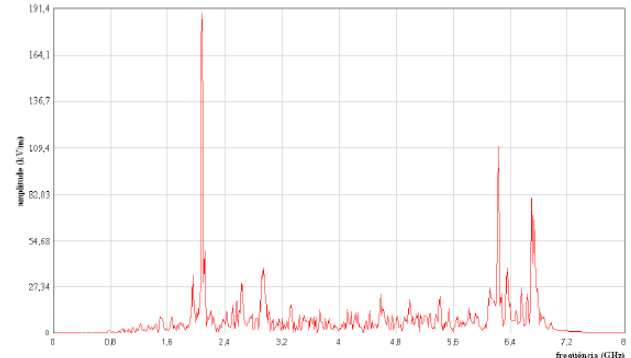


Fig. 16. Espectro de amplitude em frequência do sinal irradiado para a melhor antenna simulada

## V. CONCLUSÕES

A análise do desempenho de antenas cornetas cônicas utilizando o sinal de RF gerado por um Vircator foi realizada e verificou-se que o projeto com raio de suavização apresenta uma melhoria no VSWR, aumento da diretividade e, um incremento de 38,7% na  $P_{med}$  em relação a melhor antenna sem suavização. Dados os resultados é possível observar que as simulações escolhidas e as antenas utilizadas foram adequadas para a análise de desempenho da melhor antenna. Em trabalhos futuros, sugere-se a análise de outros tipos de guias de onda e antenas.

## REFERÊNCIAS

- [1] A. L. Santos, "Desenvolvimento de um Modelo Teórico para Osciladores com Catodo Virtual com dois Feixes em Contra Fluxo". *Tese de Mestrado* - ITA, São José dos Campos, 2007.
- [2] V. Tarakanov, "User Manual for code Karat", Berkeley Research, 1992.
- [3] CST GmbH, www.cst.com, versão utilizada MICROWAVE STUDIO 2008.
- [4] J. Benford and J. Swegle, *High Power Microwaves*, Artech House, Boston, 1991.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering* 3ed. Wiley, New York, 2004.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design* Wiley, New York 1997.
- [7] A. D. Olver and P. J. B. Clarricoats *Microwave Horns and Feeds*, New York: IEEE, 1994. 490p.
- [8] A. J. Terzuoli, J. H. Richmond, L. Peters Jr. "The VSWR os E-plane dihedral horns" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. AP-26, n.2, pp.239-243, Mar. 1978.
- [9] W. D. Burnside and C.W. Chuang "An aperture-Mached horn Design" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. AP-30, n.4, pp.790-796, Jul. 1982.