

OBTENÇÃO DE SIMULADOR PASSIVO DA ANTENA DO RÁDIO EMISSOR-RECEPTOR P/PRC525

*Ângelo Silva*¹

Tenente

*António Joaquim Serralheiro*²

Professor Associado

*Maria João Martins*³

Professora

*Moisés Simões Piedade*⁴

Professor

RESUMO

No processo de fabrico de componentes e sistemas electrónicos, em especial em telecomunicações, põe-se o problema de ensaiar os andares de rádio-frequência. De modo a reduzir o risco associado à exposição dos operadores a campos electromagnéticos por períodos prolongados, utilizam-se, na maior parte dos casos, dispositivos passivos em vez de antenas emisoras. É objectivo deste artigo a descrição do desenvolvimento de um simulador de antena, através de uma carga de impedância variável programável, operando na banda de VHF (33 a 88 MHz), de comprimento fixo, com um circuito de parâmetros concentrados variáveis.

Este trabalho foi efectuado em parceria com uma empresa ligada de há muito ao fabrico de equipamento de telecomunicações para uso militar, EID- -Electrónica Investigação e Desenvolvimento, a quem agradecemos o auxílio prestado, bem como a cedência de uma antena para validação dos resultados.

¹ INESC ID e Academia Militar.

² Professor Associado da Academia Militar, onde ministra as disciplinas de Sinais e Sistemas, Fundamentos de Telecomunicações, Fundamentos de Energia Eléctrica e, Projecto e Metodologia de Investigação.

³ Professora de Convénio da Academia Militar com o IST, sendo que na AM, ministra as disciplinas de Propagação e Radiação de Ondas Magnéticas.

⁴ INESC ID e IST.

1. Introdução

Este trabalho resultou da necessidade de se implementar um dispositivo electrónico de simulação da carga apresentada por uma antena utilizada nos emissores-receptores tácticos P/PRC525 (EID, 1998) em diversos cenários de operação. Resumidamente, pretendeu-se realizar uma carga passiva que correspondesse o mais possível às características rádio-eléctricas apresentadas pelas antenas que normalmente são utilizadas nos P/PRC525.

A gama de frequências coberta por estes equipamentos, estendendo-se dos 33MHz aos 88MHz, aliada às diversas configurações de operação (por exemplo: rádio-operador de pé ou deitado no solo; antena dobrada ou em contacto com a vegetação e/ou solo) fazem com que seja difícil prever a impedância de carga apresentada pela antena.

Este trabalho aborda, portanto, a questão da determinação da impedância da antena, nas suas vertentes teórica e experimental. Esta última, é efectuada em dois cenários distintos, o laboratorial e em espaço livre. O estudo experimental destina-se a validar e a determinar as limitações do modelo teórico, permitindo um posterior ajuste dos parâmetros obtidos. Deste estudo, e com recurso a programas de simulação por computador, obteve-se um circuito eléctrico utilizando apenas componentes passivos, cujo desempenho é confrontado com os modelos anteriores. Termina-se este trabalho com a súmula dos resultados obtidos e apresentam-se ainda direcções de trabalho futuro.

2. Impedância da Antena

2.1. Modelo Teórico

A antena representada na figura 1, equipa o rádio P/PRC-525. Esta antena tem um comprimento de $l = 1.32m$ e raio $a = 8.15mm$, é feita de aço e revestida com uma camada de cobre para melhorar a condutividade. Para a proteger da corrosão está envolta por uma camada de plástico.



Figura 1 - Antena do Rádio P/PRC525

A solução geral do problema da determinação da impedância de uma antena é bastante complicada (Fernandes, 1979). Existem vários métodos de resolução dos quais escolhemos para calcular a impedância teórica de entrada da antena do rádio táctico P/PRC-525, nas frequências entre os 33 MHz e os 88MHz, o Método da Antena Cilíndrica, em particular o Método Interactivo de Resolução da Equação Integral de King-Middleton (King, 1956).

Este método, originalmente formulado por L. V. King (1937), foi um ano depois desenvolvido exaustivamente por Erik Hallén, autor a cujo nome é muitas vezes associado. A sua estrutura, que se baseia num dos processos matemáticos possíveis de resolver uma equação integral, mantém-se com toda a actualidade, embora posteriormente tenham sido feitas alterações que permitem aumentar a precisão do método de determinação. Dentre estas merece destaque especial a solução de King Middleton, pela qual optámos para calcular a impedância teórica da antena em questão.

Fundamentalmente, o método assenta na necessidade de satisfazer a condição da continuidade da componente tangencial do campo eléctrico na fronteira entre o meio exterior e a superfície cilíndrica que constitui a antena. Assim, a corrente, contrariamente ao que outros métodos postulam, não terá uma distribuição assumida como verdadeira, mas será a incógnita a determinar, nas condições impostas pela necessidade de satisfazer aquela condição fronteira. A análise matemática contemplou o caso da antena cilíndrica de material bom condutor, tendo sido imposta a condição de continuidade da componente tangencial do campo eléctrico, segundo z , em $\rho \equiv +a$, e segundo ρ , (nos topos do cilindro) em $z = l$; onde, impusémos que a corrente se anulasse. A corrente que percorre a antena foi tratada como se tivesse sempre a direcção axial, de modo que, nos círculos de raio a que constituem os topos do cilindro, o aparecimento de correntes segundo ρ vai impedir que $I(z)$ se anule em $z = l$; mesmo para antenas tubulares, $I(z)$ não se anula nestes pontos (Martins, 1999). No sentido de obviar este problema e para tornar coerente o modelo físico com o matemático, considera-se a antena terminada por hemisférios de raio a o que,

por um lado, assegura o anulamento da componente axial da corrente e, por outro, mantém a mesma área para a distribuição local de cargas eléctricas.

A aproximação usada para a distribuição de corrente conduziu a:

$$I(z) = j \frac{V_T}{60\Psi_{KM}} \left[\frac{\text{sen}(\beta(l-|z|)) + \frac{M_{1KM}(z)}{\Psi_{KM}} + \frac{M_{2KM}(z)}{\Psi_{KM}^2} + \dots}{\cos(\beta l) + \frac{A_{1KM}}{\Psi_{KM}} + \frac{A_{2KM}}{\Psi_{KM}^2} + \dots} \right]$$

em que V_T é a tensão aplicada aos terminais da antena e Ψ é o parâmetro de expansão de King-Middleton. De acordo com o valor da razão $\beta l/\lambda$ assim usaremos uma das seguintes expressões:

- Para $\beta l > \pi/2$

$$\Psi_{KM} = \left| Ca(l, z = l - \frac{\lambda}{4})\text{sen}(\beta l) - Sa(l, z = l - \frac{\lambda}{4})\cos(\beta l) \right|$$

- Para $\beta l \leq 0,3$

$$\Psi_{KM} = \Omega - 2$$

- Para outros valores de βl

$$\Psi_{KM} = \frac{|Ca(l, z = 0)\text{sen}(\beta l) - Sa(l, z = 0)\cos(\beta l)|}{\text{sen}(\beta l)}$$

As funções Ca e Sa são dadas, na condição de ser $a^2 \ll l^2$, pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned}
 Ca(l, z) &= -\frac{1}{2} \cos(\beta z) [Cin(2v) + Cin(2u) + jSi(2u) + jSi(2v)] + \\
 &+ \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\beta z) [Si(2u) - Si(2v) - jCin(2u) + jCin(2v)] + \\
 &+ \cos(\beta z) \left[\operatorname{senh}^{-1} \left(\frac{u}{\beta a} \right) + \operatorname{senh}^{-1} \left(\frac{v}{\beta a} \right) \right] \\
 Sa(l, z) &= -\frac{1}{2} \cos(\beta z) [Si(2v) + Si(2u) - 2Si(2\beta z) - jCin(2u) + 2jCin(2\beta z) - jCin(2v)] + \\
 &+ \frac{1}{2} \operatorname{sen}(\beta z) [Cin(2u) - Cin(2v) - 2Cin(2\beta z) + jSi(2u) - jSi(2v) - 2jSi(2\beta z)] - \\
 &- \cos(\beta z) \left[\operatorname{senh}^{-1} \left(\frac{u}{\beta a} \right) + \operatorname{senh}^{-1} \left(\frac{v}{\beta a} \right) \right]
 \end{aligned}$$

Com

$$u = \beta(l + z)$$

$$v = \beta(l - z)$$

Considerando uma tensão unitária para a excitação e em fase na origem da coordenada temporal, a expressão obtida para um desenvolvimento de segunda ordem da impedância da antena isolada (Markov, 1985), é dada por:

$$(Z_i)_2 = -j60 \Psi_{KM} \left[\frac{\cos(\beta l) + \frac{(D_1)_1(\alpha_1' + j\alpha_1'')}{\Psi_{KM}} + \frac{\alpha_2' + j\alpha_2''}{\Psi_{KM}^2}}{(D_1)_2 \operatorname{sen}(\beta l) + \frac{(D_2)_2(\beta_1' + j\beta_1'')}{\Psi_{KM}} + \frac{\beta_2' + j\beta_2''}{\Psi_{KM}^2}} \right]$$

em que

$$(D_1)_1 = 2 - \frac{\Omega}{\Psi_{KM}}$$

$$(D_1)_2 = 3 - 3 \frac{\Omega}{\Psi_{KM}} + \frac{\Omega^2}{\Psi_{KM}^2}$$

$$(D_2)_2 = 3 - 2 \frac{\Omega}{\Psi_{KM}}$$

2.2. Simulação da impedância da antena isolada

Para a simulação há que verificar previamente se há concordância entre os requisitos de aplicação do método de King-Middleton e os parâmetros da antena em causa. Para um comprimento $l = 1.32\text{m}$ e raio $a = 8.15\text{mm}$, obtém-se a $0,912 < \beta l < 2,432$, para as frequências entre os 33 e 88 MHz, o que está de acordo com a gama permitida pela aproximação teórica.

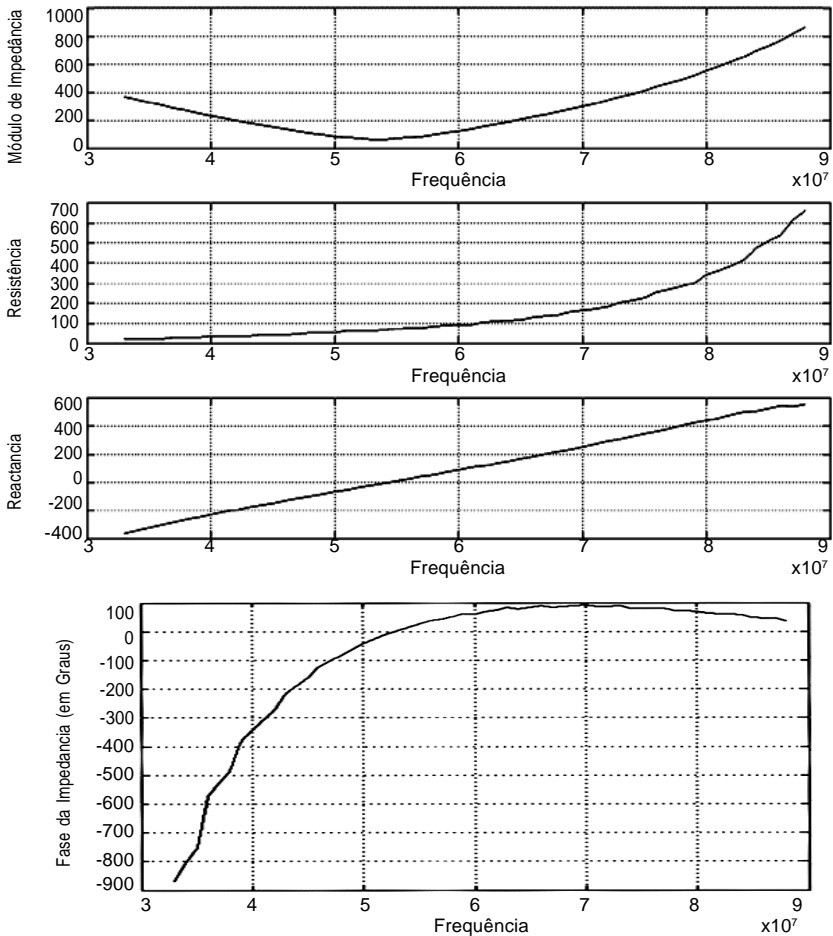


Figura 2 – Impedância teórica da antena isolada: módulo (topo), resistência (centro), reactância (baixo), e fase.

Dos gráficos obtidos, observa-se que tanto a resistência como a reactância aumentam com a frequência, embora de modos distintos. A reactância aumenta de modo quase linear com a frequência, enquanto a variação da resistência pode ser aproximada por uma função exponencial. É de notar que a antena passa de indutiva a capacitiva nos 53 MHz, na mesma frequência em que a fase muda de sinal e o módulo da impedância começa a aumentar.

Em situações reais, o rádio irá operar com uma distância da antena ao solo que poderá variar consideravelmente. Nestas circunstâncias o modelo da antena isolada desenvolvido na secção anterior só fará sentido se a distância ao solo fosse muito elevada face ao comprimento de onda, o que não é o caso.

Haverá pois que corrigir este primeiro modelo teórico, tendo em conta a influência da proximidade do solo, para as várias configurações de utilização:

i) operação com o rádio colocado no solo com a antena em posição vertical; ii) monopólo paralelo ao plano de terra, correspondendo à situação do rádio-operador deitado no solo e iii) rádio operador de pé, monopolo vertical à distância h do solo.

O problema de uma antena situada a uma distância h de uma superfície reflectora plana pode ser tratada pelo seu análogo, que é um agregado de duas antenas paralelas separadas por uma distância $2h$: o agregado é formado pela antena real e pela sua imagem (antena fictícia).

A tensão aos terminais da antena será dada, então por:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

onde temos:

I_1 = Corrente na antena real

I_2 = Corrente na antena imagem

Z_{11} = Impedância própria da antena

Z_{12} = Impedância mútua entre as antenas

Na figura seguinte estão representadas as três situações de interesse e o modelo respectivo.

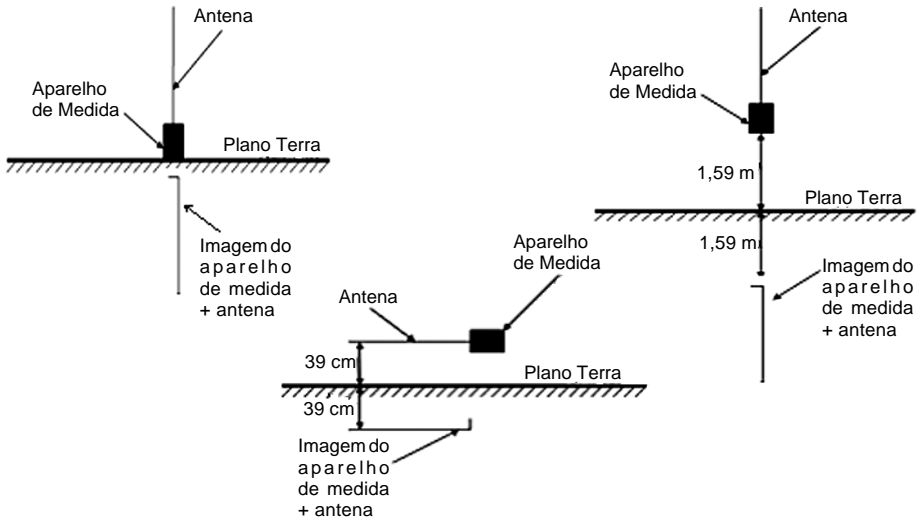


Figura 3 – Modelo utilizado para o cálculo teórico da impedância mútua: i) - Rádio colocado no solo; ii) - Rádio-operador deitado no solo; iii) Rádio operador de pé solo.

Aplicando as condições fronteiras no plano terra (considerado condutor perfeito), obtém-se para a relação entre a corrente das antenas real e imagem:

i) operação com o rádio colocado no solo com a antena em posição vertical e iii) rádio operador de pé, monopolo vertical à distância h do solo: $I_1 = I_2$

Assim a impedância de entrada da antena será dada por:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12}$$

ii)-Rádio-operador deitado no solo: $I_1 = - I_2$

Assim a impedância de entrada da antena será dada por $Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12}$

Os resultados obtidos estão representados nas figuras abaixo:

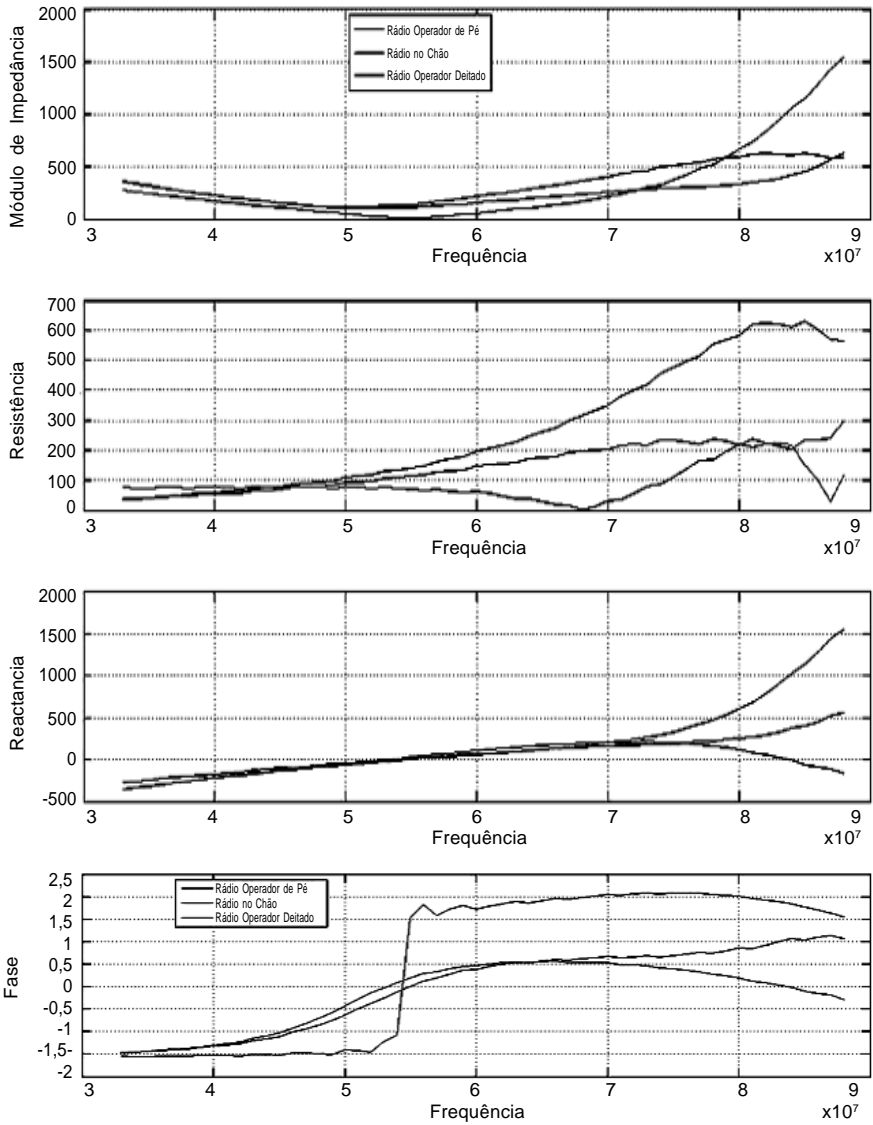


Figura 4 – Impedância da antena: módulo (topo), resistência (centro), reactância (baixo), e fase para o rádio operador nas três posições consideradas.

2.3. Resultados Experimentais

Os modelos teóricos obtidos no parágrafo anterior carecem de validação experimental, uma vez que haverá desvios em relação aos pressupostos iniciais. Concretamente, em situações reais, o rádio irá operar quer sem um plano de massa adequado, quer com uma distância da antena ao solo que poderá variar consideravelmente dos pressupostos iniciais, etc. Assim, e com o intuito de aferir os resultados teóricos, foram conduzidas várias experiências de laboratório e de campo. Nas primeiras, por razões práticas, escolheram-se modelos à escala das antenas normalmente utilizadas nos P/PRC525, enquanto que, nos ensaios e campo, foram utilizadas antenas reais. Recorde-se que, para uma transmissão mais eficiente do sinal de rádio-frequência, a antena (neste caso, um monopólo) deveria ter uma dimensão longitudinal próxima do quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$). Acontece que, por razões táticas, as comunicações serão realizadas em diferentes frequências de trabalho, compreendidas entre os 33MHz e os 88MHz o que, se traduz na dimensão dos monopólos, cujos comprimentos deveriam variar entre os 2,3m e os 0,85m. Uma vez que não é viável o uso de antenas de dimensão variável, o P/ PRC525 vem equipado com uma antena tubular (ou de fita) com cerca de 1,3m de comprimento. Esta antena tem uma largura (no caso de ser de fita) ou um diâmetro (caso seja tubular) de cerca de 1cm.

Idealmente, todos os ensaios deveriam ser realizados em espaço livre o que, à partida, invalida o uso de equipamento na vizinhança da antena. O problema é, pois, manter os equipamentos e estruturas o mais possível afastados da antena, de modo a que não modifiquem as suas características radiantes em campo próximo e, por consequência, a sua impedância. Assim, em vez de aumentarmos a distância da antena às paredes do laboratório, optou-se por aumentar as frequências de ensaio mas diminuindo proporcionalmente as dimensões da antena. Desta forma, reduziram-se os comprimentos de onda e, conseqüentemente, as dimensões dos elementos radiantes. Por razões de ordem prática (frequência máxima do equipamento de medida), escolheu-se um factor de 4,4 na redução das dimensões da antena, o que se traduziu em ensaiar a antena desde os 145,2MHz aos 387,2MHz em vez da gama de frequências iniciais. Por sua vez, a antena tubular de 1,3m de comprimento e de cerca de 7mm de diâmetro ficou reduzida a cerca de 30cm de comprimento por 1,5mm de diâmetro e, por conseguinte, facilmente realizada e medida em laboratório (fig. 5-iv)).

Foram então realizados os seguintes ensaios: i) monopólo vertical sobre um plano de 3 elementos radiais a 120°, simulando o plano de terra e correspondendo à operação com o rádio colocado no solo com a antena em posição vertical; ii) monopólo paralelo ao plano de terra, correspondendo à situação do rádio-operador deitado no solo e iii) monopólo vertical, dobrado e com a extremidade em curto-circuito ⁵ (cf. Se mostra na figura 5-iv). O modelo da antena encontra-se ligado a um analisador de redes, nomeadamente ao Hewlet Packard 4195A Network Analyser.

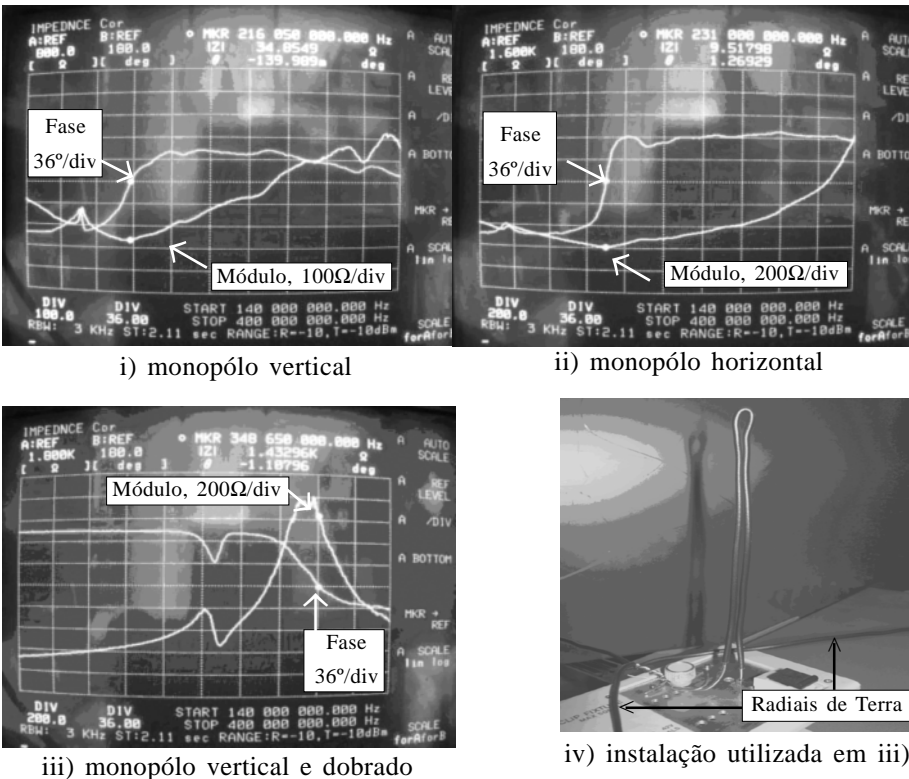


Figura 5 – Ensaio do monopólo sobre um plano de terra realizado com 3 elementos radiantes a 120° e com 40cm de dimensão (comprimento da antena + 30%).

⁵ Este modo de operação foi-nos reportado por ser bastante comum. A única vantagem é a de a antena ter metade da sua dimensão e de, por esse facto, ser mais fácil de manusear o equipamento.

Na figura 5 apresentam-se o módulo e a fase das impedâncias equivalentes da antena nas situações mencionadas anteriormente, assinalando-se com pontos brancos no módulo e na fase a frequência para a qual a fase da impedância de entrada se anula (i.e. antena com carácter puramente resistivo).

Destes ensaios, verifica-se a enorme disparidade de valores que o módulo da impedância da antena assume, para além de apresentar, para as frequências inferiores da gama de operação, um carácter marcadamente capacitivo (casos i) e ii)) denunciado pela característica da fase que se apresenta negativa e próxima dos $-\pi/2$, ao passo que, para as frequências mais elevadas, tem um carácter indutivo (fase positiva). Repare-se que, no caso do monopólo dobrado, caso iii), a antena comporta-se essencialmente como uma carga indutiva durante cerca de 2/3 da sua gama de funcionamento.

Contudo, a operação real da antena apenas pode ser correctamente avaliada se utilizada nas suas verdadeiras dimensões, bem como ligada ao equipamento emissor e na vizinhança do operador humano. Assim, foram realizados vários ensaios em campo aberto, como se pode verificar da figura 6, onde o operador transporta o emissor a cerca de 1,5m do solo e em posição vertical. Para a medida utilizou-se o MFJ-259B *analyzer* que, entre outras funções, permite a medição de impedâncias, nas suas componentes resistiva e reactiva.

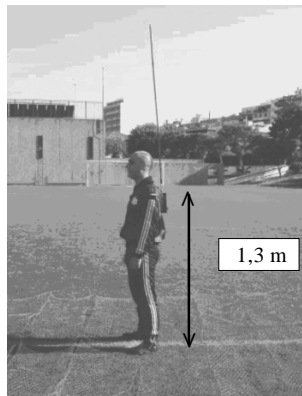


Figura 6 – Exemplo de ensaio em espaço livre com o rádio-operador de pé sobre um plano de terra.

Os valores medidos da impedância são apresentados (a ponteados) nas figuras 7, 8 e 9, confrontando-os com os previstos pelo modelo teórico (a cheio) nas gamas de frequência de trabalho, ou seja, dos 33MHz aos 88MHz.

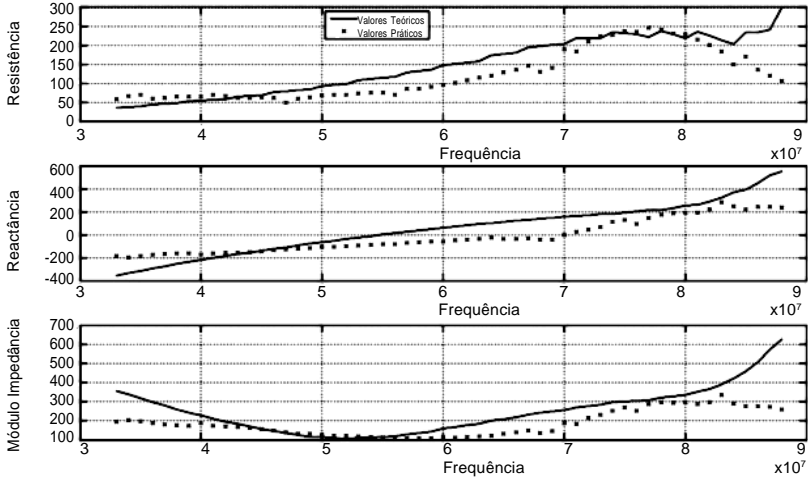


Figura 7 – Impedância da antena (valores teóricos a cheio) nas componentes: resistência (topo), reactância (centro) e módulo (baixo), para o rádio operador de pé.

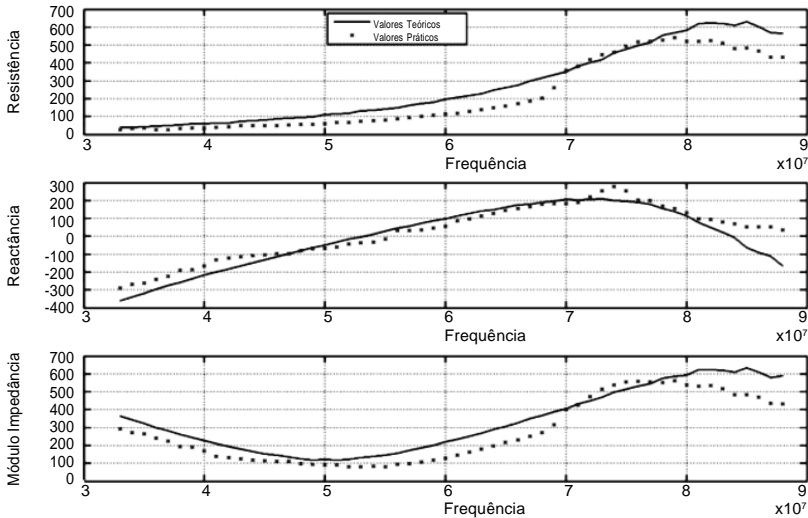


Figura 8 – Impedância da antena (valores teóricos a cheio) nas componentes: resistência (topo), reactância (centro) e módulo (baixo), para o rádio colocado verticalmente no solo.

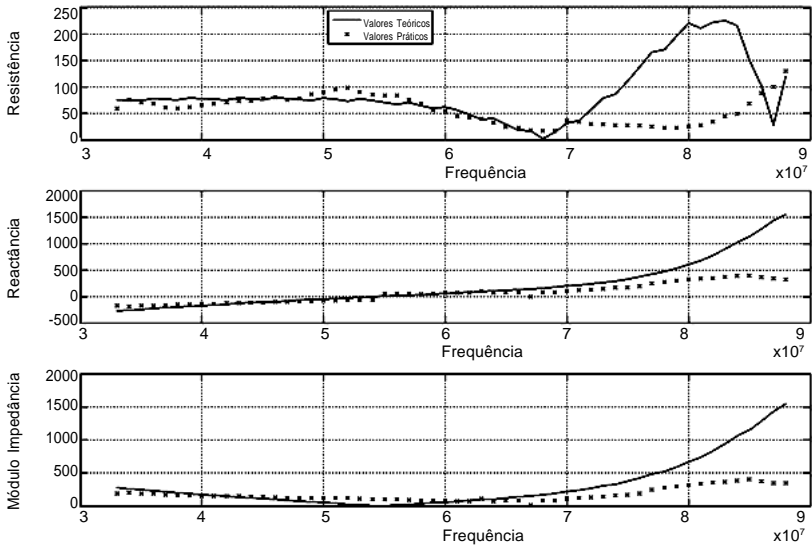


Figura 9 – Impedância da antena (valores teóricos a cheio) nas componentes: resistência (topo), reactância (centro) e módulo (baixo), para o rádio paralelo ao solo.

3. Circuito de Simulação

O uso de componentes passivos na realização de uma dada impedância (neste caso, a impedância de entrada da antena) apresenta, face aos dispositivos activos, vantagens que se traduzem numa maior tolerância às condições de operação, seja em termos da potência de entrada admissível, seja em termos dos níveis de tensão que deverá suportar. Mas, infelizmente, os circuitos realizados com componentes passivos apresentam-se mais difíceis de dimensionar pelo facto de não ser possível eliminar os efeitos de carga que os vários componentes exercem entre si. Para cada uma das situações consideradas neste trabalho, rádio-operador de pé, rádio verticalmente apoiado no solo e rádio paralelo ao solo, foram obtidos circuitos equivalentes da impedância da antena. O método seguido foi o da tentativa/erro que, como é bem conhecido, para além da morosidade, raramente apresenta soluções óptimas. Naturalmente que, antes de se enveredar por este processo, se tentaram outras formas de síntese de circuitos, nomeadamente através de métodos de estimação de funções de

transferência. Concretamente, usando, no Matlab⁶, a função *invfreqs* (Chapman, 2003) tentou-se a obtenção de uma função de transferência que, do ponto de vista da análise em frequência, correspondesse a um circuito de parâmetros concentrados. A partir desta função de transferência, obter-se-iam várias secções bi-quadráticas, para as quais são bem conhecidas as topologias de simulação (Zvered, 1967). Contudo, as soluções obtidas reportaram-se a circuitos de fase não-mínima que, como é sabido, e ao contrário das especificações pretendidas, só se podem obter com recurso a dispositivos activos (Silva, 1996).

Assim, os circuitos que se apresentam de seguida, bem como as respectivas características no domínio da frequência, foram, dentro dos condicionalismos apresentados, os que mais se aproximavam das características medidas

3.1. Circuito "Rádio-operador de pé"

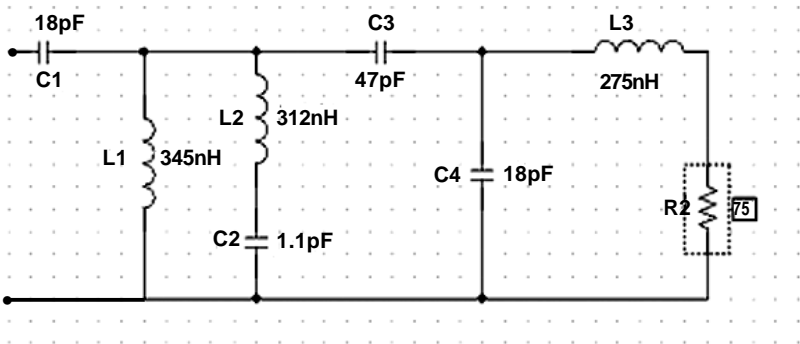


Figura 10 – Circuito de simulação da antena na posição Rádio-operador de pé

⁶ <http://www.mathworks.com/>

Na figura 11 apresentam-se, respectivamente, o módulo (em Ohm) e o argumento (em radianos) da impedância do circuito de simulação (a ponteados) e os correspondentes valores medidos (a cheio).

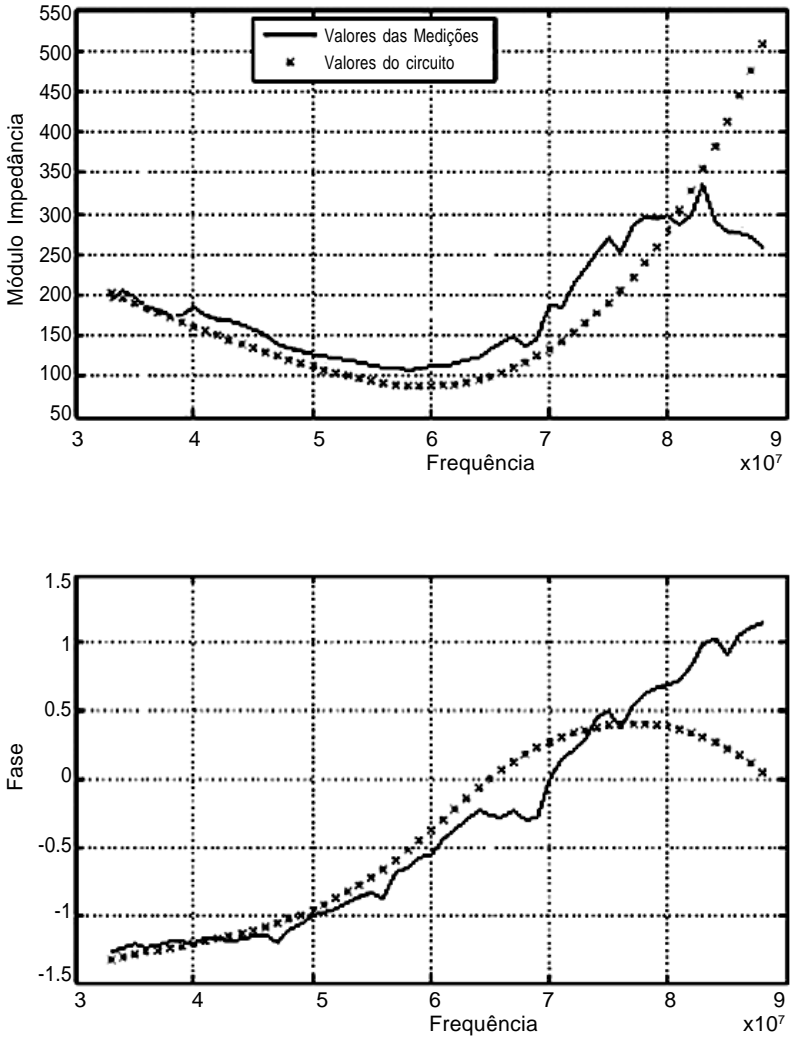


Figura 11 – Módulo e Fase da Impedância de entrada do circuito da fig. 10 (a tracejado) e medidos (a cheio).

Como se pode verificar, até cerca dos 80MHz, o circuito de simulação realiza um bom desempenho quer no módulo quer na fase pretendidas. Para a gama de frequências compreendidas entre os 80 e os 88MHz, o desempenho do circuito de simulação afasta-se consideravelmente do desejável. Como veremos, esta situação repetir-se-á nos outros dois modos de operação.

3.2. Circuito "Rádio vertical"

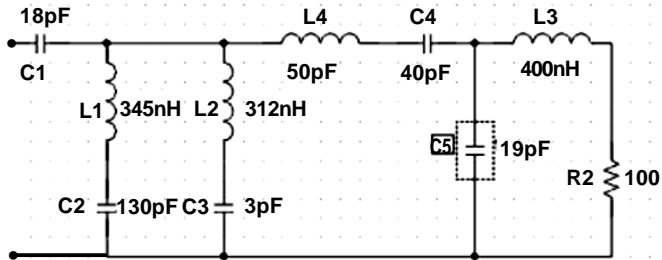


Figura 12 - Circuito de simulação da antena na posição rádio vertical.

Na figura 13 apresentam-se, respectivamente, o módulo (em Ohm) e o argumento (em radiano) da impedância do circuito de simulação (a ponteadado) e os correspondentes valores medidos (a cheio).

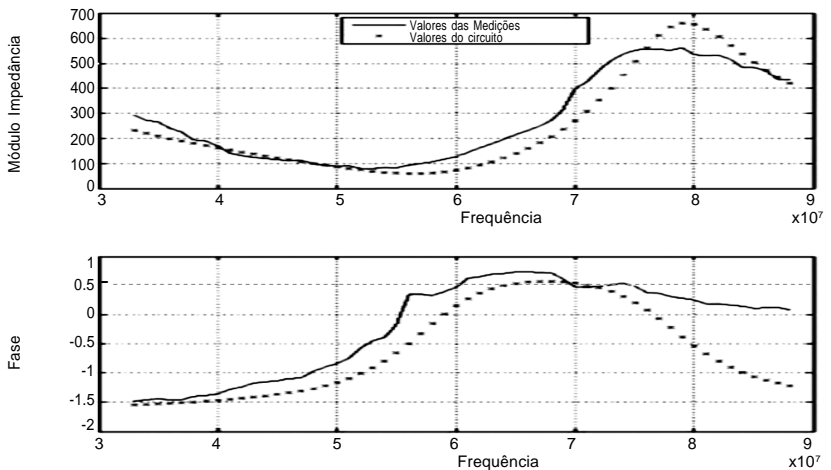


Figura 13 – Módulo e Fase da Impedância de entrada do circuito da fig. 12 (a tracejado) e medidos (a cheio).

Os resultados deste circuito são os que mais se afastam dos valores medidos, o que se deve ao facto de existir uma ressonância nos 80 MHz que não se conseguiu "sintonizar" para o valor desejado, cerca de 75MHz. No entanto, conseguiu-se uma característica muito semelhante à desejada, se exceptuarmos o comportamento da fase. Apesar de tudo, o erro na aproximação do módulo da impedância foi de cerca de 10%

3.3. Circuito "rádio paralelo ao solo"

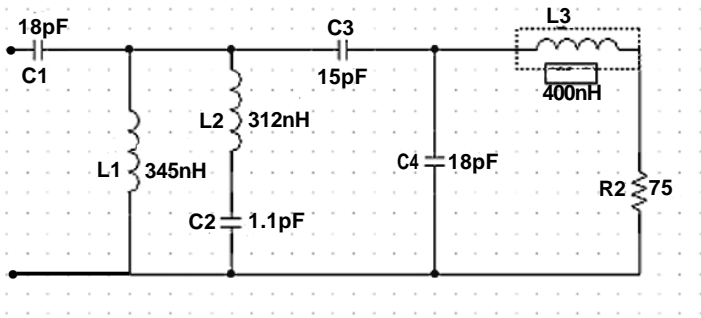
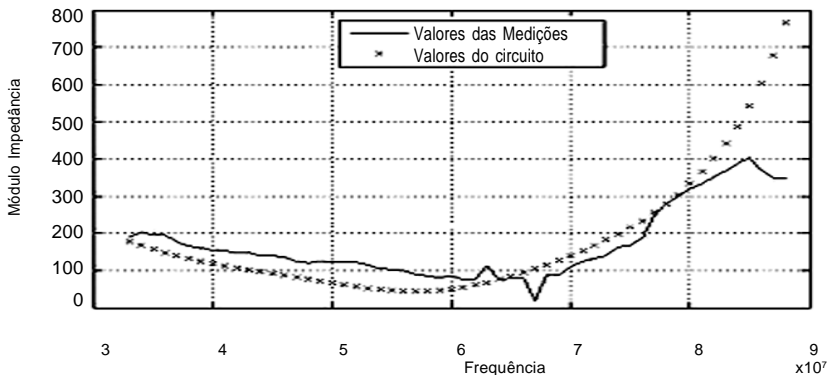


Figura 14 – Circuito de simulação da antena na posição rádio paralelo ao solo.

Na figura 15 apresentam-se, respectivamente, o módulo (em Ohm) e o argumento (em radiano) da impedância do circuito de simulação (a ponteados) e os correspondentes valores medidos (a cheio).



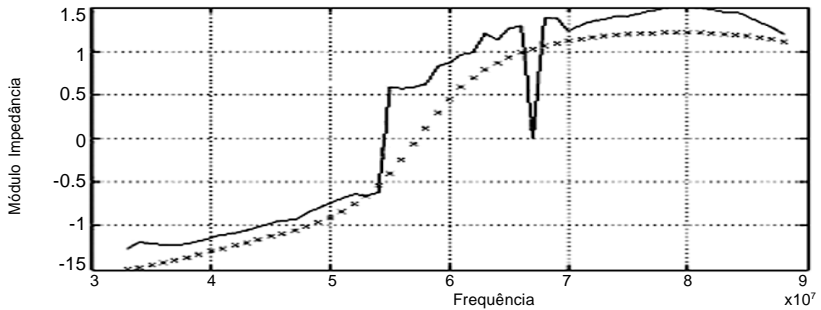


Figura 15 - Módulo e Fase da Impedância de entrada do circuito da fig. 14 (a tracejado) e medidos (a cheio).

Da análise da figura 15, podemos afirmar, em termos gerais, que o circuito de simulação faz uma boa aproximação da impedância da antena até aos 80 MHz. A partir dos 80 MHz o circuito aumenta a sua impedância exponencialmente divergindo dos valores pretendidos. O módulo da impedância na banda dos 33-66 MHz apresenta, em geral, um erro médio da ordem dos 40 Ohm (cerca de 20%), e na banda dos 66-80 MHz um erro médio de 25 Ohm (12,5%). A fase tem uma boa aproximação durante toda a gama de frequências, principalmente dos 33MHz aos 55 MHz, apresentando um erro médio de 0,212 radianos (14%). Para o cálculo dos erros não se consideram as variações bruscas das medições resultantes de erros de medição.

4. Conclusões e Trabalho Futuro

Neste trabalho descreveu-se a metodologia que nos permitiu obter um circuito passivo que, aos seus terminais de entrada, simule de modo aceitável a antena do P/PRC525. Começou-se pelo estudo teórico, validado por vários ensaios de campo e, finalmente, apresentou-se o circuito de simulação. Dado que o P/PRC525 será, em geral, operado em três posições distintas, rádio-operador de pé, rádio no chão em posição vertical e rádio paralelo ao solo, obteve-se um circuito de simulação para cada um destes 3 modos.

A opção de utilizar unicamente componentes passivos traduziu-se na dificuldade acrescida de obter as características eléctricas desejadas. Por uma questão de facilidade de projecto, os circuitos apresentados consideram componentes com

valores teóricos, ou seja, fora dos padrões dos fabricantes. A "conversão" destes circuitos noutros que utilizem componentes comercialmente disponíveis, constitui o tema do trabalho futuro. Contudo, este trabalho terá de passar necessariamente pela implementação prática dos circuitos de simulação.

Bibliografia

- CHAPMAN, S. J. (2003). *Programação em MATLAB para Engenheiros*, Pioneira Thomson Learning, Inc., BR, São Paulo.
- EID (1998). *Manual de Operações Rádio Tático P/PRC-525*, PT, Caparica.
- FERNANDES, A. S. C. (1979). *Antenas de Onda Estacionária*, Fundação Calouste Gulbenkian, PT, Lisboa.
- KING, R. W. P. (1956). *The Theory of Linear Antennas*, Harvard University Press, Massachusetts, USA.
- MARTINS, M. J. (1999). *Propagação e Radiação de Ondas Electromagnéticas*, Academia Militar, Lisboa.
- MARKOV, P. (1985). *Antennas, 4th ed.*, Dunod, Paris, France.
- NISE, N. S. (2000). *Control Systems Engineering 3rd ed.*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA.
- RIOS, L. G, Perri, E. B. (2002). *Engenharia de Antenas 2.^a edição*, Edgard Blücher Ltda, São Paulo, Brasil.
- SILVA, M. M. (1996). *Introdução aos Circuitos Eléctricos e Electrónicos*, Fundação Calouste Gulbenkian, PT, Lisboa.
- ZVERED, A. I. (1967). *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA.