

# ANÁLISE DE ALGUMAS ANTENAS ALIMENTADAS NO EXTREMO

Por Luiz Amaral  
PY1LL/PY4LC

## Introdução

Algumas antenas alimentadas no extremo são bem conhecidas da comunidade dos radioamadores. Uma delas, conhecida como J-Pole e usada normalmente em VHF e acima, é um elemento irradiante vertical de  $\frac{1}{2}$  onda, acoplado pelo seu extremo inferior através de uma linha de transmissão de  $\frac{1}{4}$  de onda com um curto-circuito. Outra, igualmente conhecida, é a chamada antena Zepp<sup>1</sup>, que é um elemento irradiante horizontal, normalmente de  $\frac{1}{2}$  onda, e alimentada num dos extremos por linha de transmissão paralela. Quando esta linha é de  $\frac{1}{4}$  de onda e também em curto no extremo inferior, a antena fica equivalente a uma J-Pole com elemento irradiante horizontal. Ambas antenas são mostradas na Figura 1.

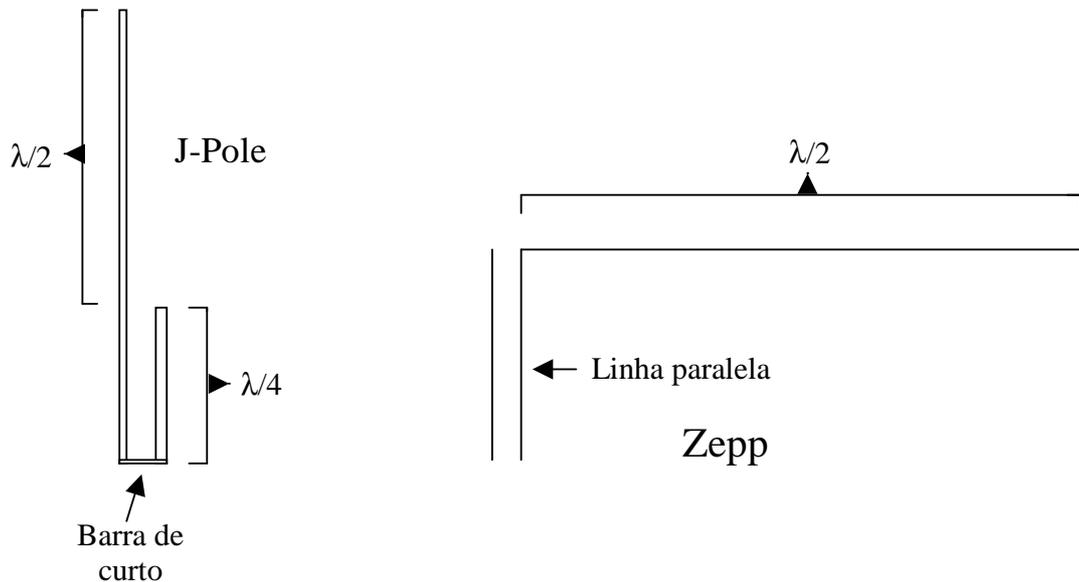


Figura 1

Na J-Pole a linha que vai ao rádio, normalmente um cabo coaxial, é conectada à linha de  $\frac{1}{4}$  de onda a uma distância da barra de curto que corresponda ao casamento com ROE 1:1 na frequência desejada, permitindo que o referido cabo possa ser de qualquer comprimento.

No caso da Zepp, a princípio a linha paralela pode ser de qualquer comprimento, sendo conectada ao rádio através de um acoplador apropriado de qualquer tipo, L-C ou mesmo outros cabos. Aqui vamos nos ater ao caso do seu comprimento ser de  $\frac{1}{4}$  de onda com curto-circuito no extremo inferior, ficando eletricamente semelhante à J-Pole, sendo alimentada do mesmo modo que esta. A vantagem desse método é que, abaixo

---

<sup>1</sup> Esta antena foi assim chamada por ter sido primeiramente utilizada nos zeppelins e também é chamada de End Fed Zepp (Zepp alimentada no extremo) para diferenciá-la da Center Fed Zepp (Zepp alimentada no centro) que, na verdade, não é uma Zepp originalmente: é apenas uma dipolo alimentada no centro com linha de alta impedância.

do ponto de curto, a linha pode ser conectada à terra sem afetar em nada a operação da antena, mas garantindo um caminho DC entre a antena e a terra para proteção contra descargas elétricas.

### Análise

Iniciaremos nossa análise teórica pelo modelo acima descrito. Procuraremos pelo ponto da linha que corresponda à impedância do cabo que vai ao rádio, obtendo-se o melhor casamento possível.

Na Figura 2 temos o diagrama de tal sistema, onde a linha de  $\frac{1}{4}$  de onda tem comprimento físico  $L = \lambda/4$ , sua impedância é  $Z_0$ , as componentes resistiva e reativa da impedância  $Z_a$  no ponto (extremo) de alimentação da antena são respectivamente  $R_a$  e  $X_a$  e a impedância do cabo conectado ao rádio é  $Z_0'$ .

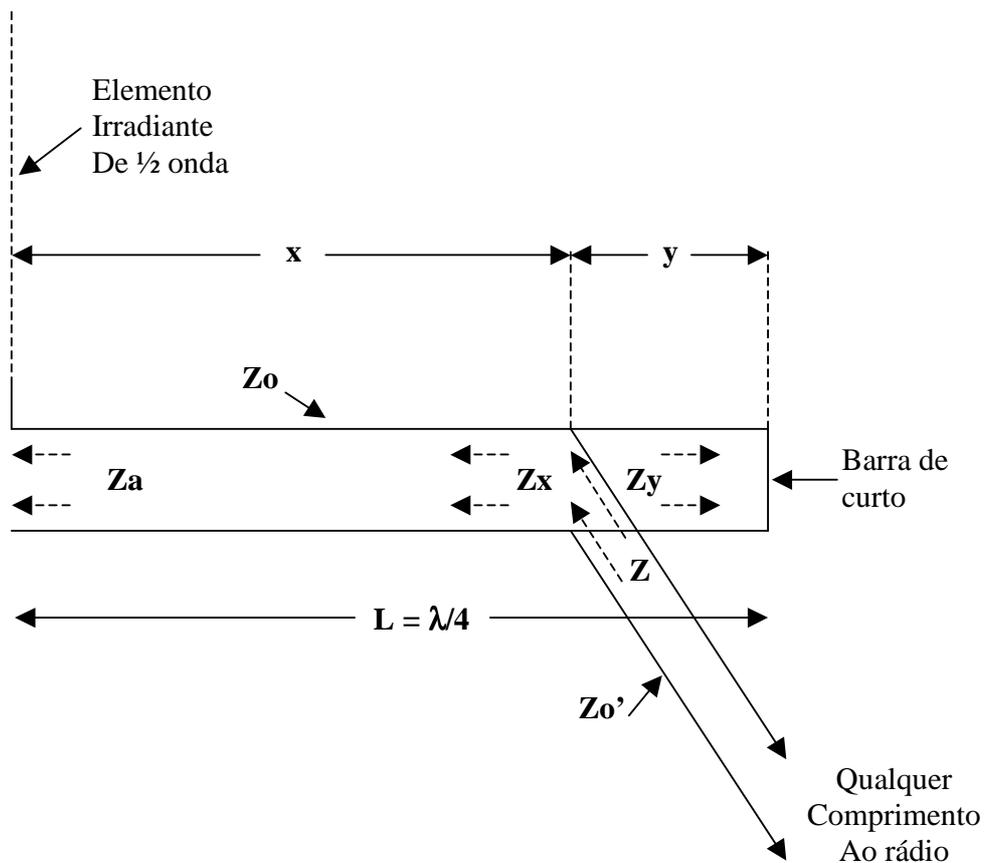


Figura 2

Da figura 2 vê-se que a linha que vai ao rádio 'vê' sobre a linha de  $\frac{1}{4}$  de onda uma impedância  $Z$  que é o resultado do paralelo de duas impedâncias  $Z_x$  e  $Z_y$ . A primeira é a impedância refletida pela carga  $Z_a$  da antena sobre a linha de comprimento  $x$ ; a segunda é a impedância refletida pela carga nula (curto) sobre a linha de comprimento  $y$ .

Por Luiz Amaral  
PY1LL/PY4LC

A expressão da impedância  $Z$  refletida sobre uma linha ideal<sup>2</sup> de impedância  $Z_0$ , comprimento  $l$  e carga  $Z_c$  é dada por:

$$Z = Z_0.(Z_c + j.t.Z_0)/(Z_0 + j.t.Z_c) \quad \text{[I]}, \text{ onde } t = \text{tg } 2.\pi.l/\lambda$$

Aqui  $\lambda$  é o comprimento de onda sobre a linha, isto é, levando-se em conta o fator de velocidade da mesma e  $\text{tg}$  a função trigonométrica **tangente**.

Podemos usar [I] para calcular as impedâncias  $Z_x$  e  $Z_y$ .

Para  $Z_x$ ,  $l = x$ ,  $Z_c = Z_a$  e  $t = t_x = \text{tg } 2.\pi.x/\lambda$ .

Para  $Z_y$ ,  $l = y = L - x = \lambda/4 - x$ ,  $Z_c = 0$  e  $t = t_y = \text{tg } 2.\pi.(L - x)/\lambda$ .

Assim tem-se:

$$Z_x = Z_0.(Z_a + j.t_x.Z_0)/(Z_0 + j.t_x.Z_a)$$

Como  $Z_a = R_a + j.X_a$ :

$$Z_x = Z_0.[R_a + j.(X_a + t_x.Z_0)]/[(Z_0 - t_x.X_a) + j.t_x.R_a] \quad \text{[II]}$$

$$Z_y = Z_0.j.t_y.Z_0/Z_0 = j.t_y.Z_0$$

Além disso  $t_y = \text{tg } 2.\pi.(\lambda/4 - x)/\lambda = \text{tg } (\pi/2 - 2.\pi.x/\lambda) = 1/\text{tg } x/\lambda = 1/t_x$ . Portanto  $Z_y$  pode ser escrito como:

$$Z_y = Z_0.j.Z_0/t_x \quad \text{[III]}$$

A impedância  $Z$  vista pelo cabo  $Z_0'$  é o resultado de  $Z_x$  em paralelo com  $Z_y$ :

$$Z = Z_x.Z_y/(Z_x + Z_y) \quad \text{[IV]}$$

Com certo algebrismo, após se usar [II] e [III] em [IV]:

$$Z = [R_a + j.(Z_0.t_x + X_a)]/(1 + t_x^2)$$

Nota-se que, como  $t_x$ ,  $Z_0$ ,  $R_a$  e  $X_a$  são reais,  $Z$  resulta um número complexo. Mas, como temos de acoplar na linha de  $\lambda/4$  de onda um cabo de impedância real,  $Z$  deve ser real e, portanto, sua componente imaginária deve ser nula. Assim:

$$Z_0.t_x + X_a = 0 \quad \text{ou}$$

$$X_a = -Z_0.t_x \quad \text{[V]}$$

[V] mostra que a reatância do ponto de entrada da antena deve ser negativa (ou capacitiva), já que  $Z_0$  e  $t_x$  são ambos positivos. Isto significa que, nessas antenas assim acopladas, o elemento irradiante deve ser encurtado em relação ao comprimento ressonante  $\lambda/2$ .

Como  $Z$  deve ser igual à impedância  $Z_0'$  do cabo que vai ao rádio, temos:

$$Z = Z_0' = R_a/(1 + t_x^2) \quad \text{ou}$$

$$R_a = (1 + t_x^2).Z_0' \quad \text{[VI]}$$

Como  $t_x = \text{tg } 2.\pi.x/\lambda$  [VIIa], temos para  $x$ :

Por Luiz Amaral  
PY1LL/PY4LC

<sup>2</sup> Aqui estamos considerando todas as linhas como ideais, isto é, sem perdas porque normalmente se escolhe linhas de baixas perdas nos sistemas práticos; a consideração das perdas levaria apenas a complicações das equações envolvidas sem substancial alteração dos resultados.

$x = [\lambda/(2\pi)].\text{tg}^{-1} \text{tx}$  [VII], onde  $\text{tg}^{-1}$  é a função inversa de **tg**, ou seja, **arctg**.

Eliminando-se **tx** entre [VI] e [VII], tem-se:

$\mathbf{Ra} = \mathbf{Zo}' \cdot (1 + \text{tg}^2 2\pi \cdot x/\lambda)$  ou  $\mathbf{Zo}' = \mathbf{Ra} \cdot \cos^2 2\pi \cdot x/\lambda = \mathbf{Ra} \cdot \cos^2 \text{tx}$ , onde **cos** é a função **co-seno**.

$x = [\lambda/(2\pi)] \cdot \cos^{-1} \sqrt{(\mathbf{Zo}'/\mathbf{Ra})}$  [VIII], onde  $\cos^{-1}$  é a função inversa de **cos**, ou seja, **arccos**.

Ou de outra forma,

$x = [\lambda/(2\pi)] \cdot \text{tg}^{-1} \sqrt{(\mathbf{Ra} - \mathbf{Zo}')/\mathbf{Zo}'}$  [VIIIa]

A distância **Y** da barra de curto ao ponto de conexão das duas linhas (mais conveniente que **X**) é:

$y = [\lambda/(4\pi)] \cdot [\pi - 2 \cdot \cos^{-1} \sqrt{(\mathbf{Zo}'/\mathbf{Ra})}]$  [IX]

Ou de outra forma,

$y = [\lambda/(2\pi)] \cdot \text{tg}^{-1} \sqrt{\mathbf{Zo}'/(\mathbf{Ra} - \mathbf{Zo}')}$  [IXa]

### Instalação

O melhor processo para se instalar uma antena com esse modo de acoplamento é iniciar pelo elemento irradiante. Instala-se este elemento com seu comprimento ressonante, já que a componente resistiva não varia muito no entorno da ressonância<sup>3</sup>. Mede-se o valor **Ra** desta componente e aplica-se na expressão [IX] junto com os valores de **Zo'**, a impedância do cabo que vai até o rádio (normalmente 50Ω), e  $\lambda$  (relembrando que este é calculado sobre a linha de ¼ de onda, ou seja, levando-se em conta o fator de velocidade da mesma). O valor **y** obtido (na mesma unidade de  $\lambda$ ) é a distância (a partir do curto da linha de ¼ de onda) onde se deve conectar o cabo do rádio. Note-se que esta distância independe de **Zo**, a impedância da linha de ¼ de onda. Calcula-se **X** usando-se [VIII] ou [VIIIa] e **Y** usando-se [IX] ou [IXa]. Este valor de **x** é aplicado à expressão [VIIa], obtendo-se **tx**. Este entra na expressão [V] e se obtém **Xa**, após se escolher o valor desejado para a impedância **Zo** da linha de ¼ de onda<sup>4</sup>. Instala-se a linha de ¼ de onda. Medindo-se a impedância de entrada da antena<sup>5</sup>, ajusta-se seu comprimento para se obter o valor da reatância **Xa**. Pode-se agora fechar o curto-circuito na linha de ¼ de onda e se conectar na posição correta o cabo do rádio que pode ter qualquer comprimento.

Devido a pequenas variações ao se redimensionar o comprimento do elemento irradiante da antena para se ajustar **Xa**, é claro que se pode refazer todo o processo a partir da medida de **Ra** quantas vezes se desejar para se obter o melhor acoplamento possível.

O ajuste incorreto do comprimento físico da antena, ou seja, o uso de um valor de **Xa** não apropriado, irá se refletir na impossibilidade de casamento do cabo do transmissor com a linha de ¼ de onda, resultando neste cabo numa ROE sempre maior do que 1:1.

No caso específico da J-Pole, a linha de ¼ de onda é construída juntamente com a própria antena, mas

Por Luiz Amaral  
PY1LL/PY4LC

<sup>3</sup> Para as operações desse tipo serem corretamente efetuadas, deve-se sempre utilizar um medidor de impedâncias de antena. Este tem de poder de algum modo medir valores de resistências e reatâncias da ordem de até 10KΩ. (Um bom exemplo é o AIM-4170 da Array Solutions) para se trabalhar com impedâncias nos extremos dos fios de antenas.

<sup>4</sup> Normalmente deve-se escolher a linha de maior impedância possível porque se obtém a menor ROE sobre ela, diminuindo-se as perdas e limitando-se menos a potência transmitida. Não parecem existir linhas comerciais acima dos 600Ω e, pela expressão da impedância das linhas paralelas  $Zo = 276 \log 2S/d$ , para valores práticos da distância **S** entre os condutores, uns 70cm, e diâmetro mínimo dos condutores, 1mm, verifica-se que a máxima impedância obtível na prática é de uns 870Ω, o que ainda é muito menor que a impedância de entrada no extremo de uma antena de fio. Com uma distância entre condutores de 45cm e usando-se fios de 1,5mm, bastante mais práticos, consegue-se uma impedância da ordem de 767Ω.

<sup>5</sup> Medidores, como o exemplo comercial da nota 3, apresentam a possibilidade de se medir a impedância de entrada da antena através da própria linha, portando sem a necessidade da medição diretamente naquele ponto de entrada, o que seria muito inconveniente. Há programas gratuitos na internet que executam a mesma função. A linha utilizada pode ser a própria linha de ¼ de onda sem o curto circuito.

pode-se utilizar uma linha paralela comercial, com o aumento das perdas (lembrando que esta antena é usada em frequências mais altas).

Há algumas diferenças bastante marcantes entre a J-Pole e a Zepp. A primeira, trabalhando em frequência normalmente mais alta, é sempre montada longe (em termos de comprimentos de onda) de objetos e condutores metálicos e é mais balanceada no sentido da linha de ¼ de onda não irradiar muito.

A segunda sofre quase sempre a interferência de elementos das proximidades, está normalmente perto da terra e, devido a posição relativa entre o irradiante e da linha de ¼ de onda, esta contém sempre correntes em modo comum ('antenna currents') produzindo irradiação. Estas correntes fazem com que a ligação à terra do extremo inferior da linha de ¼ de onda modifique substancialmente as características da antena como um todo, podendo alterar o rendimento da mesma, dependendo da qualidade da terra em questão. Assim, para as antenas Zepp, é recomendável que se atenuem ao máximo essas correntes de modo comum pela utilização de, por exemplo, baluns (geralmente de corrente). Essa necessidade pode ser facilmente notada ligando-se e desligando-se da terra o extremo inferior da linha de ¼ de onda e observando-se a modificação na ROE e/ou no sinal reportado por uma outra estação. Quanto maiores tais modificações, maiores são essas referidas correntes ou, o que é a mesma coisa, maior o desbalanceamento na linha de ¼ de onda.

### Uma alternativa

Para as antenas Zepp que, como se viu anteriormente, são de ajuste muito trabalhoso por necessitar muitos ciclos de abaixamento-ajuste-levantamento das mesmas, uma solução pode ser obtida pela substituição do curto-circuito no extremo inferior da linha de ¼ de onda por uma reatância. Esta, felizmente é positiva ou indutiva e, portanto poderá ser conseguida com uma indutância que garante o caminho DC entre os dois fios da linha, mantendo a proteção contra descargas elétricas. A Figura 2 pode ser usada aqui, apenas com a barra de curto substituída por uma reatância positiva  $X_h$ .

A relação [II] que define  $Z_x$  é, obviamente mantida, mas a definição de  $Z_y$  é alterada e a relação [III] já não vale mais. Usando-se a relação geral [I], podemos obter a expressão para a nova  $Z_y$ , com  $Z_h = j.X_h$ :

$Z_y = Z_o.(j.X_h + j.ty.Z_o)/(Z_o - ty.X_h)$  que resulta em:

$$Z_y = j.Z_o.(X_h + ty.Z_o)/(Z_o + ty.X_h) \quad [III']$$

A impedância do ponto de conexão do cabo do rádio  $Z$ , que é o paralelo de  $Z_x$  e  $Z_y$ , após certa manipulação e ainda valendo a relação  $ty = 1/t_x$ , resulta em:

$$Z = Z_o.[t_x.X_h + Z_o].[R_b + j.(X_b + t_x.Z_o)].[(Z_o^2 - X_b.X_h) - j.R_b.X_h]/\{(1 + t_x^2).(Z_o^2 - X_b.X_h)^2 + R_b^2.X_h^2\}$$

Como desejamos  $Z$  real, sua componente imaginária deve ser nula. Isto resulta em:

$$X_b.Z_o^2 - X_b^2.X_h + t_x.Z_o^3 - X_b.t_x.Z_o.X_h - R_b^2.X_h = 0$$

Aqui o irradiante pode ser ressonante e, neste caso,  $X_b = 0$ . Isto resulta em:

$$t_x.Z_o^3 = R_b^2.X_h \text{ ou}$$

$$X_h = t_x.Z_o^3/R_b^2 \quad [V']$$

[V'] mostra que, se o irradiante for ressonante, necessita-se de uma reatância positiva (indutiva) para ser possível o casamento com o cabo do rádio. O valor da indutância que corresponde a esta reatância é dado por:

$$L_h = X_h/(2.\pi.f) \quad [V''], \text{ onde } f \text{ é a frequência de operação.}$$

Com a sua componente imaginária nula, a impedância  $Z$  pode ser escrita como:

$$Z = (tx^2 \cdot Zo^2 + Rb^2) / [Rb \cdot (1 + tx^2)] \quad [VI']$$

Como queremos  $Z = Zo'$ , a impedância do cabo do rádio, usando-se [VI'], temos para  $tx$  e  $ty$ :

$$tx = \sqrt{[Rb \cdot (Rb - Zo') / (Rb \cdot Zo' - Zo^2)]}$$

$$ty = \sqrt{(Rb \cdot Zo' - Zo^2) / [Rb \cdot (Rb - Zo')]}$$

Como  $ty = 2 \cdot \pi \cdot y / \lambda$ , temos:

$$y = [\lambda / (2 \cdot \pi)] \cdot tg^{-1} \sqrt{(Rb \cdot Zo' - Zo^2) / [Rb \cdot (Rb - Zo')]} \quad [IX']$$

O processo de ajuste é semelhante ao do sistema anterior, apenas que o ajuste de acoplamento é efetuado pelo valor da reatância indutiva do extremo inferior da linha de  $\frac{1}{4}$  de onda. Para facilitar o processo, já que não é obrigatório o uso de apenas uma indutância, pode-se regular a reatância pela colocação de um capacitor variável em paralelo com um indutor (de valor ligeiramente maior do que o calculado pela expressão [V''], digamos 10 a 20% a mais para se poder ter ajuste). Com a reatância capacitiva em paralelo é possível se obter o valor da reatância positiva que se deseja.

A reatância desejada  $Xh$  é o resultado do paralelo entre a reatância indutiva  $X_L$  e da capacitiva  $X_C$ :

$$Xh = X_L \cdot X_C / (X_L + X_C), \text{ o que resulta para } X_C:$$

$$X_C = Xh \cdot X_L / (Xh - X_L) \quad [X']^6 \text{ ou}$$

$$C = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_C) \quad [XI']$$

Aqui o capacitor variável  $C$  pode ser escolhido para ressonar com  $X_L$  aproximadamente na metade de sua capacidade máxima, dando margem suficiente ao ajuste na banda de operação inteira. Talvez haja a necessidade de se reavaliar a indutância  $X_L$  para se adaptar um capacitor variável que já se possua. Pode-se, claro, usar um capacitor variável em série com um fixo, ambos de tensão suficiente para tolerar a potência de trabalho. Mas, como a impedância nesse extremo é mais baixa que  $Zo'$  (a impedância do cabo do rádio, normalmente  $50\Omega$ ), a tensão será mais baixa que a tensão no cabo do rádio. Para uma potência de 2kW, por exemplo, a tensão no cabo coaxial de  $50\Omega$  é de menos que 320V, de modo que não há grandes problemas quanto ao isolamento dos referidos capacitores.

Como foi dito antes, para a J-Pole não há sentido em se utilizar este método por ser muito simples o ajuste da antena pelo método anterior, que não contém a reatância extra.

## Conclusão

Este artigo mostra como é possível se ajustar as antenas alimentadas no extremo usando dois métodos ligeiramente diferentes, ambos usando linhas de  $\frac{1}{4}$  de onda. Explicita também as semelhanças e as diferenças entre as antenas J-Pole e a Zepp, permitindo que o usuário possa projetar, montar e medir suas antenas desses dois tipos.

Por Luiz Amaral  
PY1LL/PY4LC

---

<sup>6</sup> Como a indutância é ligeiramente maior que a calculada por [V''], em [X'] a reatância  $Xh$  é menor que  $X_L$ , o que resulta em um  $X_C$  negativo, ou seja, um capacitor.