

ANÁLISE DE ALGUMAS ANTENAS ALIMENTADAS NO EXTREMO

Por Luiz Amaral
PY1LL/AC2BR

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 Zepp¹, 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.

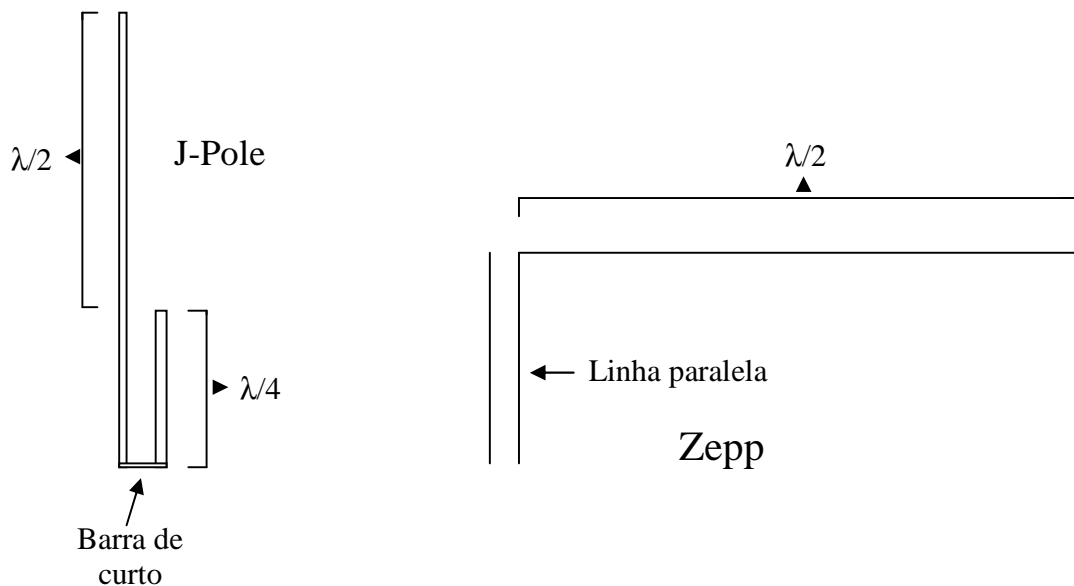


Figura 1

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

¹ 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' .

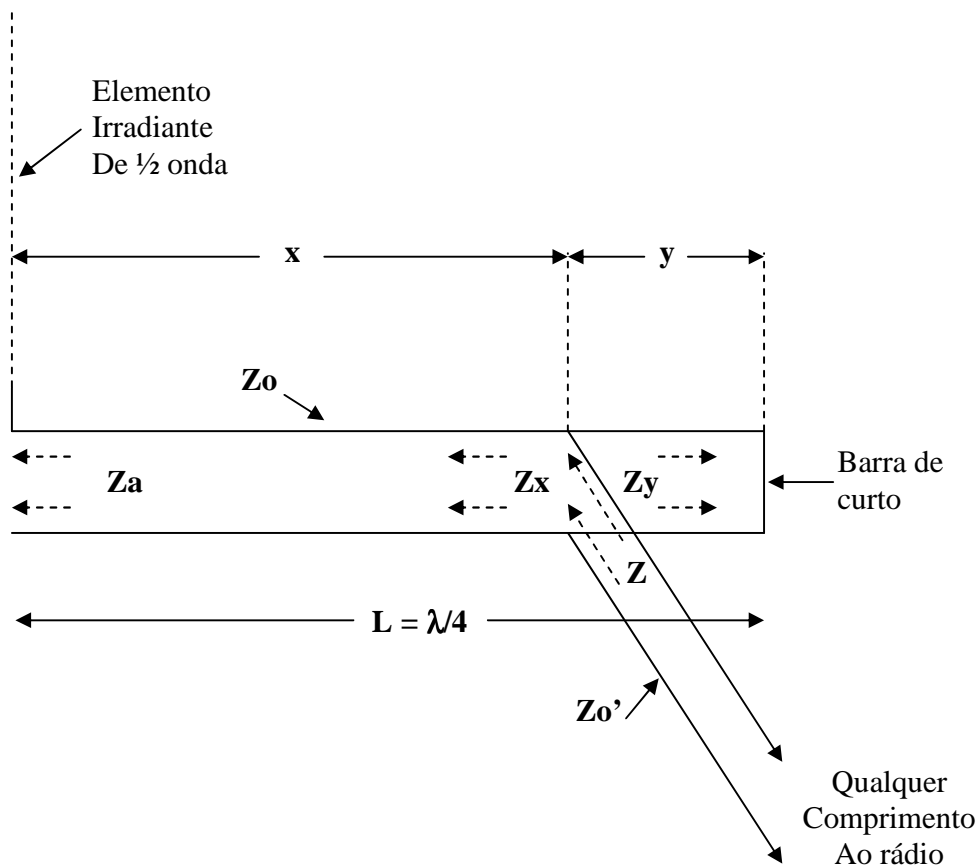


Figura 2

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 .

A expressão da impedância Z refletida sobre uma linha ideal² de impedância Z_0 , comprimento l e carga Z_c é dada por:

² 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.

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

Aqui λ é o comprimento de onda sobre a linha, isto é, levando-se em conta o fator de velocidade da mesma e 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 $t = \text{tg } 2.\pi.x/\lambda$.

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

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 :

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

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

$$R_a = Z_0'.(1 + \text{tg}^2 2.\pi.x/\lambda) \quad \text{ou} \quad Z_0' = R_a.\cos^2 2.\pi.x/\lambda = R_a.\cos^2 t_x, \text{ onde } \cos \text{ é a função co-seno.}$$

$$x = [\lambda/(2.\pi)].\cos^{-1} \sqrt{(Z_0'/R_a)} \quad \text{[VIII]}, \text{ onde } \cos^{-1} \text{ é a função inversa de } \cos, \text{ ou seja, } \text{arccos}.$$

Ou de outra forma,

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

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

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

Ou de outra forma,

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

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 ressonância³. 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 λ (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 λ) 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 onda⁴. Instala-se a linha de ¼ de onda. Medindo-se a impedância de entrada da antena⁵, 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 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.

³ 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.

⁴ 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 $Z_o = 276 \log 2S/d$, 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.

⁵ 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.

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 $ty = 1/tx$, resulta em:

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

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

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

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

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

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

[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:

$$Z = (tx^2.Z_o^2 + R_b^2)/[R_b.(1 + tx^2)] \quad [VI']$$

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

$$tx = \sqrt{[R_b.(R_b - Z_o')]/(R_b.Z_o' - Z_o'^2)}$$

$$ty = \sqrt{(R_b.Z_o' - Z_o'^2)/[R_b.(R_b - Z_o')]}$$

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

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

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 X_h é o resultado do paralelo entre a reatância indutiva X_L e da capacitiva X_c :

$$X_h = X_L.X_c/(X_L + X_c), \text{ o que resulta para } X_c:$$

$$X_c = X_h.X_L/(X_h - X_L) \quad [X']^6 \text{ ou}$$

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

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 Z_o' (a impedância do cabo do rádio, normalmente 50Ω), 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 50Ω 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.

⁶ Como a indutância é ligeiramente maior que a calculada por [V''], em [X'] a reatância X_h é menor que X_L , o que resulta em um X_c negativo, ou seja, um capacitor.