



ENCURTAMENTO FÍSICO DE ANTENAS

J. J. TECIDIO JR., PY1DC

PARTE I

Nesta série de quatro artigos, o conceituado radioamador e renomado divulgador de assuntos técnicos, PY1DC, explica minuciosamente a teoria, o cálculo e o dimensionamento de dipolos "encurtados".

DEDICATÓRIA

Ao escrever esta série de artigos, desejo dedicar-lá, como homenagem póstuma, ao meu amigo Carlos Lacombe, PY1AC, colega do Departamento de Engenharia da Anglo-Mexican Petroleum Co. (hoje Shell Brasil Ltda.), quando, em 1924, já nos dedicávamos ao radioamadorismo, embrionário em nosso país.

O Autor

Jerry Hall, do Depto. Técnico da revista OST, publicado no número de setembro de 1974, no qual ele faz alusão aos amadores que residem em lotes de apenas 15 m de extensão. Nesses lotes, é praticamente impossível estender uma antena horizontal "full-size" de meia onda para as faixas de 160 e 80 metros.

O colega americano a que acima nos referimos vem se dedicando, há muito tempo, ao estudo e comportamento de antenas bobinadas. O resultado dos seus estudos constitui um valioso subsídio para os amadores que dispõem de pouco espaço para operar nas citadas faixas.

Já tínhamos há algum tempo um artigo preparado sobre esta matéria, calçado nas mesmas equações adotadas por K1PLP (Figs. 1.1 e 1.3). A resolução da Eq. 1 da Fig. 1.1 é extremamente laboriosa. Pensávamos em normalizá-la para aplicação por meio de curvas, mas não dispúnhamos de calculadoras eletrônicas adequadas. Foi a esta altura que surgiu o artigo de Jerry. Aquele amador conseguiu condensar o mostrengo da Fig. 1.1 nas curvas simples da Fig. 1.3. Com essas curvas, qualquer radioamador poderá calcular a indutância de cada bobina em função da reatância e da frequência (conhecida) fundamental da antena.

As conclusões daquele nosso colega americano estão condensadas nos gráficos de Smith, que não são de difícil interpretação, embora nem todos os radioamadores os conheçam. Por isso, no

decorrer desta série, as reproduziremos e comentaremos, acrescentando alguns esclarecimentos de ordem didática.

Como bem diz Jerry, não há dúvida de que uma antena vertical (que é a primeira coisa que ocorre a um amador que não dispõe de espaço para uma antena de meia onda horizontal) carregada na base com elementos concentrados (L—C) para torná-la ressonante na frequência em que desejamos operá-la, pode constituir-se em um bom sistema radiante desde que haja um sistema "radial" de terra eficiente. Este último requisito pode tornar-se um obstáculo, principalmente nas faixas de 80 e 160 metros que exigem centenas de metros de sistema radial enterrado para que a antena funcione a inteiro contento. Nem todos possuem terreno para tal instalação!

Talvez muitos amadores desdenhem essa observação, mas posso lhes garantir que este fato está magistralmente comentado e explicado no artigo da série "Another Look at Reflections", da autoria de M. Walter Maxwell, W2DU/W8KHK, Engenheiro-Chefe do Departamento Aeroespacial da RCA, de Princeton, N.J., E.U.A. Achamos tão instrutivas suas informações e afirmações que vamos fazer aqui uma pequena digressão para trazer ao conhecimento dos interessados um resumo do que o meu amigo Maxwell escreve a respeito.

1) Tomemos uma antena vertical alimentada na base (Fig. 1.4). Um dos terminais do gerador vai ligado à base do radiador vertical e o outro vai à terra, logo abaixo do extremo do radiador.

2) Durante a metade do ciclo, quando a corrente de condução no radiador está fluindo do solo para cima, todas as correntes retornam ao solo sob a forma

COM o aumento "populacional" da faixa de 80 metros, facilitado por recentes portarias, está em voga o emprego de antenas horizontais bobinadas. Conquanto seja inegável que o melhor e mais simples dipolo ainda é aquele de meia onda, o comprimento físico necessário constitui um tremendo empecilho para aqueles que não dispõem de terreno suficiente para "esticar" uma antena normal. Não são só os radioamadores brasileiros que enfrentam esta situação: nos E.U.A., e em outros centros urbanos do mundo, ocorre o mesmo problema, em consequência da explosão demográfica. Como dizia Camões "cá e lá maus fados há". Temos isso confirmado em belíssimo trabalho realizado pelo colega americano K1PLP,

AC-125

1 MHz, com

600 9

telegráfico:

ração

ÊNCIA

ECNICA

ÓPIO

porta

dos
santam ca-

esquemas

de mos-

de fábrica,

pre-

re-

TE-

esquema

a marca

aparelho.

vel-

ANTENNA

ANTENNA

Setembro 1979 — 75/275

TELECOMUNICAÇÕES

$$L = \frac{10^6}{68\pi^2 f^2} \left\{ \frac{\left[\ln \frac{24 \left(\frac{234}{f} - B \right)}{D} - 1 \right] \left[\left(1 - \frac{fB}{234} \right)^2 - 1 \right]}{\frac{234}{f} - B} \right. \quad (1)$$

$$\left. \frac{\left[\ln \frac{24 \left(\frac{A}{2} - B \right)}{D} - 1 \right] \left[\left(\frac{\frac{fA}{2} - fB}{234} \right)^2 - 1 \right]}{\frac{A}{2} - B} \right\}$$

L = indutância, em μH , ressonante na freqüência de trabalho
 ln = logaritmo natural
 f = freqüência, em MHz
 A = comprimento total da antena, em pés (1 pé = 0,3048 m)
 B = distância em pés, centro a centro, das bobinas de carga
 D = diâmetro do radiador (fio da antena), em pés.

FIG. 1.1 — Equação para o cálculo da indutância das duas bobinas que irão compensar o encurtamento da antena.

de correntes de deslocamento, que seguem as linhas de força no campo de R.F. elétrico, graças à capacitância radiador/terra, como mostra a Fig. 1.4 por meio de setas.

3) O campo elétrico que circunda a antena (que é o campo que excita as correntes de deslocamento) preenche o volume de todo o espaço que circunda a antena, tomando o formato de um hemisfério oblato (achatado). Esse hemisfério intercepta a terra, formando um círculo imaginário de raio um pouco maior do que 0,4 do comprimento de onda, no caso de radiadores cujo comprimento físico seja de $\frac{1}{4}$ de onda (este raio decresce à medida que a altura física do radiador diminui).

4) As correntes de deslocamento penetram na terra em todos os pontos da área compreendida dentro do círculo imaginário, como mostra a Fig. 1.4, e daí encaminham-se de volta radialmente até alcançarem o terminal aterrado do gerador. Embora algumas correntes penetrem mais profundamente na terra, a maior parte do trânsito em freqüências acima de 3 MHz restringe-se, por efeito

pelicular, a uns poucos centímetros abaixo da superfície do solo.

5) Agora, um sistema de terra que consista apenas em um simples encanamento d'água ou uma haste ou duas, é simplesmente um terminal, ou seja, o terminal terra de retorno da antena. Assim sendo, todas as correntes de retorno se dirigirão forçosamente para essa terra deficiente, oriundas de todos os pontos dentro do círculo imaginário, a fim de completarem o circuito.

6) É comum medir-se a resistência que o sistema de terra oferece à corrente contínua (o que pode ser satisfatório no que diz respeito à proteção contra raio). Isso, porém, não pode se aplicar às correntes de R.F. A resistência de R.F., em tal hipótese, comumente excede até a resistência de radiação do próprio radiador vertical!

7) Se acrescentarmos dois ou quatro radiais de fio ao sistema, começaremos a obter boa

condutividade em direção ao terminal de terra para as correntes que chegam até ele; contudo, apenas uma parcela diminuta da corrente total que está na superfície interna do círculo imaginário é interceptada por esses radiais esparsos. Nestas condições, as correntes remanescentes continuam a retornar através de uma terra imperfeita, de resistência elevada, com as conseqüentes perdas no sistema.

8) Se empregarmos uma quantidade suficiente de radiais igualmente espaçados (90° a 100), com o comprimento radial de 0,4 do comprimento de onda, para interceptar todas as correntes de deslocamento que retornam, estas encontrarão um caminho altamente condutor dentro do círculo imaginário (ver Fig. 1.4), que as conduzirá ao terminal terra do gerador. As correntes que penetram na terra no espaço limitado entre os radiais rapidamente se difratam em direção a um dos ra-

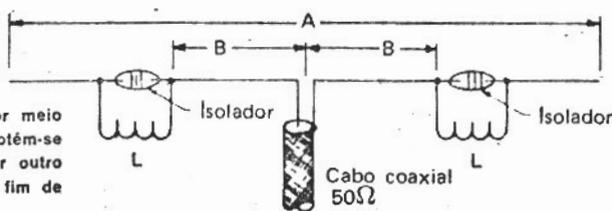


FIG. 1.2 — Antena dipolo aumentada eletricamente por meio de bobinas de carga. Para uma dimensão fixa, A, obtém-se maior eficiência quanto maior a distância B, mas, por outro lado, aumentando-se B, L deve ser de maior valor, a fim de manter a ressonância.

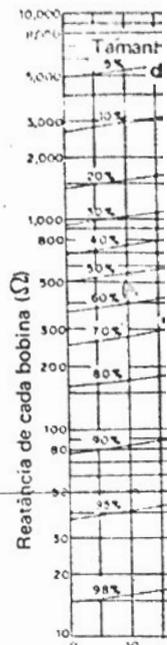


FIG. 1.3 — Família de bobinas de carga. bobina de carga e esquerda (X_1), de referente ao tamanho das dimensões A e B, e

radiais e percorrem a mesma distância em até alcançarem a terra, é, um dos radiais.

9) Depreende-se, com o emprego de radiais convenientemente espaçados, conseguimos um sistema quase perfeito. Essa terra aumenta em impedância verdadeira, essa impedância essa a sua base e o terminal. Por aqui vemos o tipo "para-raios", não constitui um terminal de retorno.

10) Não esquivando de dizer que operar com antena de quarto de onda não tenham do sistema, nem que não se obtenham resultados razoáveis, sistema ideal. A diferença entre um sistema de 4 contra 100, pode ser de 5 : 1 nas linhas coaxiais empregadas. res. O que na ve-

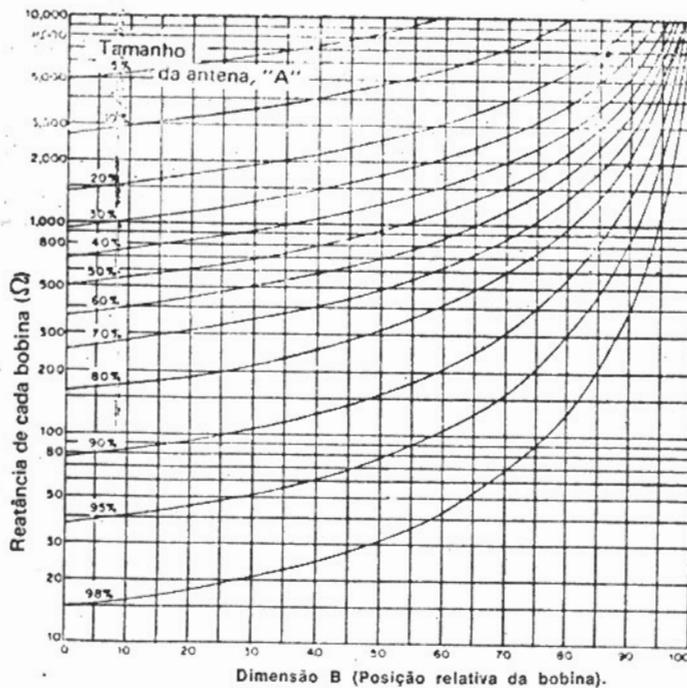


FIG. 1.3 — Família de curvas para determinar a reatância aproximada das bobinas de carga. A reatância (em ohms) necessária para fazer ressonar a bobina de carga em determinada frequência escolhida é lida na escala vertical esquerda (X_L), depois de se fazer a interseção dos valores de P na curva referente ao tamanho da antena (A). A Fig. 1.1 mostra o significado das dimensões A e B, sendo dado na Parte II um exemplo de cálculo com o gráfico.

diais e percorrem apenas uma pequena distância em "terra" pobre, até alcançarem a boa terra, isto é, um dos radiais.

9) Depreende-se do exposto que, com o emprego de uma quantidade conveniente de radiais, conseguimos um sistema de terra quase perfeito. Esse sistema de terra aumenta em muito pouco a impedância verdadeira da antena, impedância essa medida entre sua base e o terminal de terra. Por aqui vemos por que a terra tipo "para-raios", muito em voga, não constitui um sistema eficiente de retorno.

10) Não estamos, porém, querendo dizer que não se pode operar com antenas verticais de quarto de onda que não dispõem do sistema ideal de terra, nem que não se consegue obter resultados razoáveis sem esse sistema ideal. A diferença, porém, entre um sistema que não tenha esses radiais preconizados e outro que disponha apenas de 3 ou 4 contra 100, pode chegar a 3 dB. Esta perda (metade da potência) excede de muito aquela que apresentaria uma r.o.e. de 4 : 1 ou 5 : 1 nas linhas de alimentação coaxiais empregadas pelos amadores. O que na verdade queremos

ênfatar aqui é que o valor da resistência da "terra" é desconhecido e imprevisível nos sistemas que empregam uma pequena quantidade de radiais menor do que a adequada. Isso faz com que as leituras de r.o.e. tornem-se imprevisíveis e, portanto, inúteis quando se quer avaliar a qualidade absoluta do sistema, a não ser que se disponha de meios para determinar qual seria a variação de r.o.e. se a perda por resistência pudesse ser ligada e desligada.

11) Em instalações práticas de estações de radioamadores, a resistência é considerada satisfatoriamente baixa se forem empregados somente 40 a 50 radiais, quando a altura do radiador (antena vertical) for de $\frac{1}{4}$ de onda. A pequena vantagem que se obtém acrescentando mais 40 ou 50 radiais não compensa o trabalho e a despesa (radiais de $\frac{1}{4}$ de onda). Porém, quando se trata de um radiador vertical encurtado ($\frac{1}{8}$ de onda, ou menos, até alcançar $\frac{1}{4}$ de onda) não podemos perder de vista que a resistência de radiação e a resistência de retorno diminuem à medida que encurtamos a antena. A resistência de terra agora torna-se

uma parcela importante da resistência total do sistema, reduzindo, por isso, a eficiência desse sistema. Decorre daí que, se a antena está encurtada, a resistência de terra deve ser a menor possível, se quisermos tirar o máximo proveito dessa antena.

12) Não há, praticamente, diferença no poder de radiação entre uma antena de $\frac{1}{4}$ de onda e outra menor do que $\frac{1}{8}$ de onda, a não ser na que decorre do efeito de resistência do indutor empregado para cancelar a reatância capacitiva da impedância da antena encurtada.

Depreende-se facilmente das considerações até aqui feitas por Walt Maxwell que uma antena vertical, para ser realmente eficiente, requer bom sistema de "terra" com radiais (o trânsito das correntes de retorno é feito radialmente). Isso complica a instalação nas faixas mais baixas (160 e 80 metros) por causa da área de terreno necessária para esparramar-se essa rede de radiais.

Então, qual é a solução para quem não dispõe de muito terreno? A mais simples é um dipolo horizontal encurtado, com elementos ressonantes concentrados.

Experiências realizadas por inúmeros experimentadores comprovam que tal antena instalada a alturas que podem variar de 9 a 12 metros resolve o problema perfeitamente desde que seu comprimento não seja inferior a 20% do comprimento de onda. Pode-se empregar comprimento menor, mas a eficiência deixa a desejar.

A alimentação central simétrica dessa antena encurtada pode ser feita com cabo coaxial de 50 ou 75 Ω , e dispensa "terra" (conquanto seja sempre prudente "aterrar" o chassi de um transmissor, quando permissível, para maior segurança do operador).

13) A impedância de entrada de uma antena só é puramente resistiva na frequência de ressonância f_0 , para a qual foi calculada. Em qualquer outra frequência, mesmo dentro da faixa, essa impedância será complexa, representada pela expressão: $Z_a = R_a \pm jX$, isto é, essa impedância apresentará uma componente resistiva e outra reativa (que pode ser capacitiva ou indutiva).

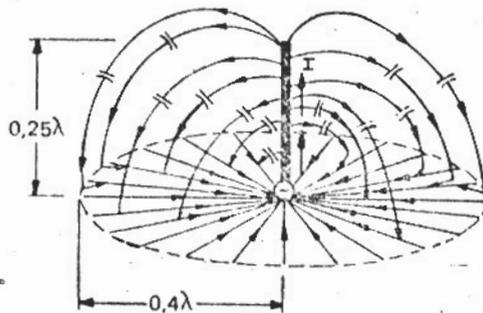
14) Se operarmos a antena na sua frequência de ressonância, f_0 , e a alimentarmos com uma linha cuja impedância característica Z_0 seja igual à resistência R_a purá (geralmente de 75 Ω) da entrada da antena, não haverá on-

TELECOMUNICAÇÕES

ANTENNA

ANTENNA

FIG. 1.4 — Hemistério de correntes que se deslocam, provocadas pela capacitância entre uma antena vertical de $\frac{1}{4}$ de onda de comprimento e a terra ou um sistema radial. Nas frequências acima de 3 MHz, as correntes de R.F. transitam primordialmente a poucos centímetros da superfície do solo. Hastes metálicas pouco valor têm a essas frequências. As extremidades periféricas dos radiais podem ser presas ou ancoradas por meio de espigões ou pregos metálicos reforçados. Empregando-se um número suficiente de radiais, de nada adianta interligá-los anularmente, porquanto o trânsito das correntes é de natureza radial. (Diz W. Maxwell, W2DU/W8KHK, em um dos seus artigos "Another Look at Reflections", publicado no número de abril de 1973 de QST, à pág. 39, que muitas estações de radiodifusão de AM empregam 240 radiais. A F.C.C. dos E.U.A. exige um mínimo de 120. Com esse número de radiais, a impedância terminal média de uma antena vertical de $\frac{1}{4}$ de onda é de aproximadamente $36.5 + j22$ ohms, que baixa para 32 ohms resistivos, quando se encurta a antena até ser alcançada a ressonância.)



das estacionárias na linha de alimentação, e se as perdas nesta forem nulas (atenuação zero), toda a potência fornecida pelo transmissor será absorvida pela antena. Porém, se houver perdas (atenuação maior que zero), a potência absorvida pela antena será menor do que a entregue pelo transmissor na entrada da linha. Daí a vantagem das linhas coaxiais de fator de atenuação baixíssimo. E daí, também, o erro grosseiro que se comete no emprego de linhas feitas de fiação elétrica doméstica como alimentadores, pois estas, além de apresentarem um fator de atenuação altíssimo, não resistem a picos de tensão modulada quando a potência já é de certo nível.

15) Um dipolo horizontal, de comprimento inferior a meia onda, apresenta uma reatância capacitiva — jX_c no seu ponto central de alimentação simétrico, além de uma componente resistiva R . É justamente para cancelar ou anular essa reatância capacitiva — jX_c da antena encurtada que instalamos nela uma reatância (contrária), em série, inserida na base no caso da antena vertical. Quanto ao dipolo horizontal, colocamos simetricamente uma bobina em cada ramo da antena, de indutância adequada. Feito isso, a impedância de entrada da antena passará a ser $Z_{in} = R + j0$, isto é, puramente resistiva, mas só na frequência da ressonância para a qual foi calculada. Nas demais frequências da faixa, como já dissemos anteriormente, essa impedância de entrada (que será a carga terminal da linha de alimentação), já não será mais

puramente resistiva. Isso é um mal inevitável, porque nós, radioamadores, operamos sempre em várias frequências dentro de uma mesma faixa, com nossos O.F.V.

Não é necessário que as bobinas sejam colocadas exatamente no ponto central de alimentação do dipolo horizontal, sendo mesmo preferível que esse posicionamento de cada bobina se realize simetricamente ao longo do radiador, a uma distância razoável do ponto de alimentação, pois assim obteremos melhor distribuição da corrente de antena e maior eficiência de radiação (ver Fig. 1.2).

É importante ajustar os indutores (ou bobinas) para que ressonem a antena na frequência em que desejamos preferencialmente operar (empregue um ressonômetro na bancada), mas o papel desses indutores como radiadores propriamente ditos é praticamente nulo, pois trata-se de elementos concentrados. Daí a conclusão de que, quanto maior o comprimento A da Fig. 1.2 (até meio comprimento de onda) mais eficiente será o sistema radiante. Por sua vez, quanto mais afastadas estiverem as bobinas do ponto central (distância B da Fig. 1.2), tanto maior será a eficiência da antena. Mas há o reverso da medalha: quanto maior a distância B (mantendo A constante) tanto maior terá que ser a indutância, a fim de manter a ressonância do dipolo em nossa frequência preferida. Para evitarmos indutâncias exageradas, podemos empregar "chapéus" capacitivos

ou parte dos extremos da antena "dependurados".

Inúmeras experiências práticas foram realizadas pelo esforçado colega Jerry, K1PLP, com a finalidade de chegar a uma formulação matemática que facilitasse comprovadamente o cálculo da indutância das bobinas necessária para fazer ressonar a antena em nossa frequência de operação, referida em função de f_0 , das distâncias A e B (Fig. 1.2) e do diâmetro D do condutor da antena (fio da antena). Com este objetivo, lançou ele mão da equação reproduzida na Fig. 1.1, e usando do recurso de predeterminar o diâmetro do fio da antena, preparou a solução gráfica representada na Fig. 1.3. Os resultados obtidos nos exemplos práticos confirmaram com enorme aproximação os cálculos teóricos, a tal ponto que, para se notar a pequena divergência, foi necessário recorrer-se a instrumentos de laboratório.

As curvas da Fig. 1.3 estão baseadas em uma relação entre

$\frac{A}{\lambda}$ e o diâmetro do fio da antena $\frac{D}{\lambda}$

de 24.000 para 1, o que corresponde a utilizar o fio N° 14 em 80 metros e N° 8 em 160 metros. Para fios mais finos, a indutância L , em μH , de cada bobina, será algo maior.

No segundo artigo desta série, abordaremos a parte prática do uso do gráfico, com um exemplo do dimensionamento de uma antena encurtada para 80 metros.

(Continua no próximo número)

SEMINÁRIO BRAS

De 26 a 30 de maio de 1978, o Brasil diversos e diversos no campo de Qualidade Eletromagnética, experiências e participação de brasileiros, durante a diointerferência e

Trata-se de informações, da Associação de Qualidade e do Centro Técnico de Estudos dos Campos. Estão sendo tempo integral em

Do programa itens: organização de diointerferência e internacionais — sobre RI e EMC na ensaios e medições e de iluminação — interferência causada por compatibilidade eletrônica e televisão — equipamentos médicos — conclusões

Trata-se, como a importância para as comunicações. A Associação de Qualidade respaldado no evento, devendo a divulgação de informações do programa definitivo

Como é limitada a inscrição de comunicações. As taxas (para Cr\$ 9.000,00 nas inscrições de Cr\$ 10.800,00 apenas para empresas, com direito a, respectivamente (conforme a data), endereço: R. Ernesto de Siqueira, 100, Campo de Marte, C.E.P. 09700.



ENCURTAMENTO FÍSICO DE ANTENAS

PARTE II *

J. J. TECIDIO JR., PY1DC

NA primeira parte desta série, explicamos detalhadamente as idéias do nosso colega norte-americano, Jerry Hall, K1PLP, provando que a melhor antena que um radioamador pode empregar, quando não dispõe de muito espaço, é um dipolo encurtado, cuja impedância é corrigida pelo emprego de duas bobinas iguais, colocadas simetricamente em relação às fontes de alimentação.

O valor da indutância dessas bobinas é determinado por uma fórmula bastante complicada, mas Jerry Hall encontrou uma maneira de transformá-la em um gráfico de uso simples, que aparece na Fig. 2.1.

Na Fig. 2.2 estão indicados os parâmetros que vamos usar para calcular as medidas da antena.

Para exemplificar, vamos calcular uma antena para trabalhar na faixa de 80 metros, na frequência de 3,5 MHz.

Procedemos de acordo com o seguinte roteiro:

a) Calculamos o comprimento normal de um dipolo de meia onda, com o emprego da fórmula clássica:

(*) 1ª parte: Antenna, vol. 82, nº 3.

No primeiro artigo desta série foi feita uma apresentação da teoria e do cálculo de antenas encurtadas. Nesta segunda parte o Autor dá um exemplo prático de como dimensionar uma antena.

$$T = \frac{142,65}{f_0} \quad (1)$$

onde T é comprimento total da antena, em m, e f_0 é a frequência de ressonância, em MHz. No nosso caso:

$$T = \frac{142,65}{3,5} = 40,76 \text{ m}$$

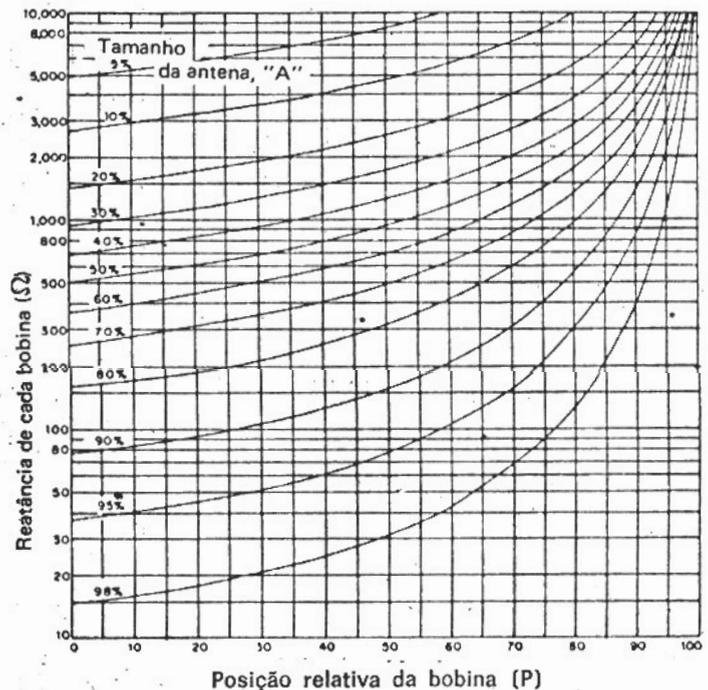
b) Chamaremos de A (ver Fig. 2.2) o comprimento total da antena que temos condições para esticar, e que não deve ser menor do que 20% da onda ($0,2 \times 80 = 16 \text{ m}$). Para o nosso exemplo, escolhemos $A = 20 \text{ m}$, que foi o comprimento que este articulista (PY1DC) adotou em suas experiências.

c) Calculamos a relação:

$$h = \frac{A}{T} \quad (2)$$

No nosso caso:

FIG. 2.1 — Família de curvas para determinar a reatância aproximada das bobinas de carga.



ANTENNA

Outubro 1979 — 79/387

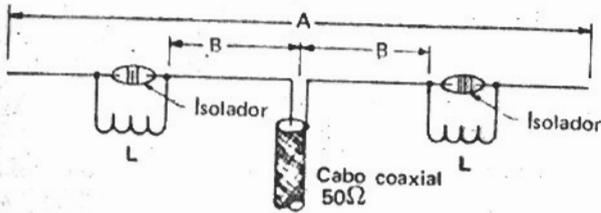


FIG. 2.2 — Antena dipolo aumentada eletricamente por meio de bobinas de carga. Para uma dimensão fixa A, obtém-se maior eficiência quanto maior a distância B, mas, por outro lado, aumentando-se B, L deve ser de maior valor, para que a ressonância se mantenha.

$$h = \frac{20}{40,76} = 0,491 \text{ ou } 0,5$$

d) Localizamos na família de curvas A, da Fig. 2.1, aquela que corresponde ao valor 0,5 ou 50%.

e) Escolhemos arbitrariamente a distância B contada do centro da antena (ver Fig. 2.2) em que pretendemos posicionar a bobina (lembre-se de que, quanto mais afastado for B do centro, tanto me-

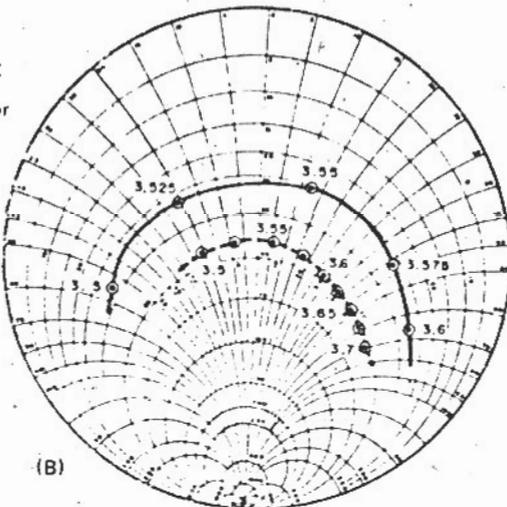
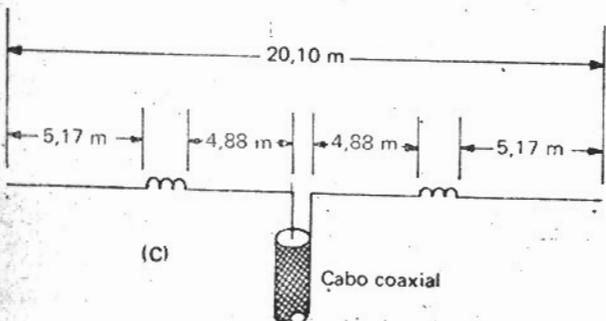
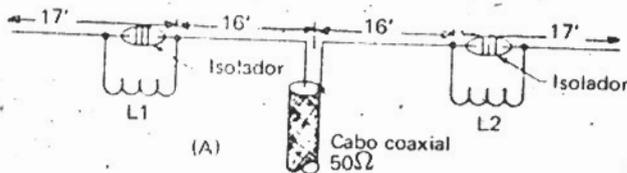
lhor). Calculamos o percentual de B sobre $\frac{A}{2}$.

$$\text{isto é, } p = \frac{B}{A/2} = \frac{2B}{A} = p \quad (3)$$

Vamos admitir que, no exemplo, escolhemos $B = 4,88 \text{ m}$

$$\text{Então, } p = \frac{2 \times 4,88}{20} = 0,485 = 48,5\%$$

FIG. 2.3 — (A) Dipolo para 40 metros bobinado para operação em 80 metros. A indutância de cada bobina, em μH , deve ser de: para 3,6 MHz, 40 μH ; para 3,75 MHz, 35 μH , para 3,9 MHz, 31 μH . (B) Curvas da impedância do ponto de alimentação da antena bobinada mostrada em A (traço cheio), comparadas com uma antena de meia onda de comprimento, para 80 metros. (C) Dimensões de A no sistema métrico.



f) Na linha inferior da família de curvas, localizamos o valor de p acima achado, arredondando-o para 0,5 ou 50%.

g) Na interseção da ordenada levantada deste ponto com a curva de 50% previamente achada, lemos 900 Ω , que será a reatância indutiva, X_L , correspondente a cada bobina.

h) A indutância, em μH , será então, para f_0 em MHz :

$$\frac{900}{2\pi f_0} = \frac{900}{2\pi \times 3,5} = 41 \mu\text{H} \quad (4)$$

(usaremos fio de cobre nº 14 AWG).

Para outras frequências preferenciais da faixa, teríamos: 3,75 MHz: 35 μH ; 3,9 MHz: 31 μH (cada bobina — fio 12); 4,0 MHz: 29 μH .

Conforme foi dito na parte inicial desta série, a impedância da antena somente será uma resistência pura na exata frequência de ressonância para a qual foi calculada a distância das bobinas. Acima e abaixo desta frequência, a impedância será complexa e, para demonstrar essa variação, o nosso amigo Jerry empregou o diagrama conhecido como Gráfico de Smith. Como prometemos, vamos descrever a maneira prática de representar as impedâncias nesse diagrama.

Para esse exemplo, vamos utilizar a antena da Fig. 2.3, que é uma antena de 40 metros, ressonante em 3,55 MHz, bobinada com indutores calculados de acordo com as curvas da Fig. 2.1.

O gráfico de Smith nada mais é que uma forma de representação que nos permite obter uma visão global ou panorâmica do comportamento de uma antena quando opera em várias frequências dentro

17' →

Isolador

(B)

FIG. 2.4 — A antena



curvas, lo-
do, arredondan-
levantada deste
ante achada,
cia indutiva, X_L
ão, para f_0
41 μ H (4)
da faixa,
z: 31 μ H (cada
esta série,
erá uma resis-
sância para
bobinas. Acima
nci será com-
açã o nosso
onhecido como
s, mos des-
entar as impo-
ar antena da
tros, ressonan-
re calculados
que uma forma
te uma visão
mento de uma
ên dentro
bobina,
da
m uma

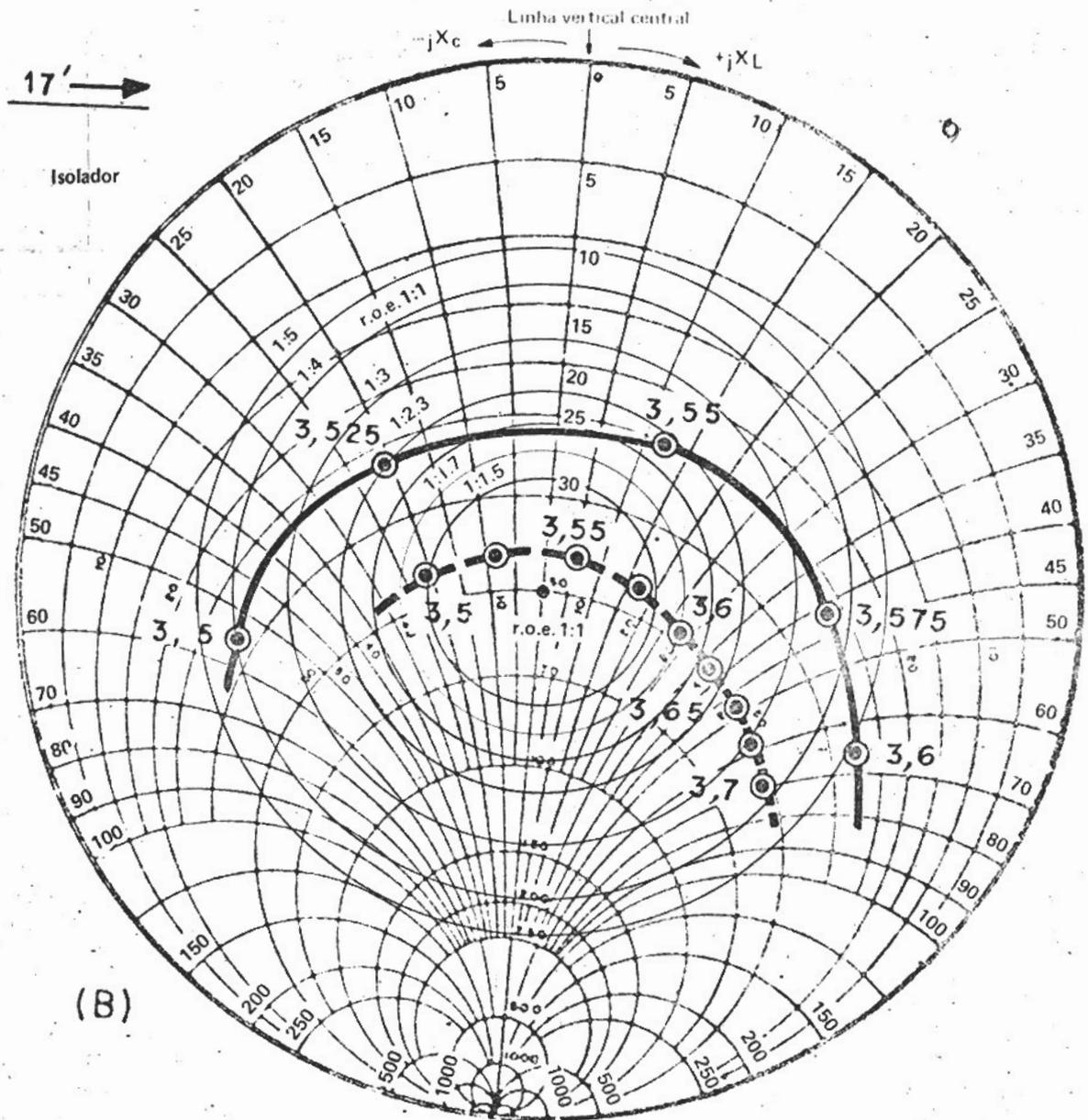


FIG. 2.4 — Ampliação das curvas da Fig. 2.3, que representam a impedância no ponto de alimentação da antena encurtada A. Foram acrescentados os círculos que representam a r.o.e. naquele ponto.

RADIODIFUSÃO

- RD-1.000-D — Transmissor de ondas médias de 1.000 watts com redutor para 500 ou 250 watts — Cód. Dentel: 79/252.
- Linha completa para estúdio e equipamento auxiliar.
- Transformadores casadores de impedância.



Eletrônica Morato Ltda

Travessa Nen de Barros, 1 — Vila Mazzel — Fone: 203-8396 — São Paulo

INSTALAÇÃO FÍSICA DE COMPUTADORES



SISTEMA

CONSTRUÇÕES LTDA.

CLN 407 — BLOCO B — LOJAS 43/47
TELEFONES: 0621 — 272-4992 — 273-1310
BRASÍLIA, DF

de uma faixa específica. As comparações giram em torno da frequência de ressonância da antena, que, no exemplo da Fig. 2.3 foi de 3,55 MHz. As coordenadas ortogonais do gráfico de Smith nos habilitam a conhecer as componentes resistiva, R , e reativa, jX , ou seja, a expressão $R + jX$ da impedância complexa de entrada da antena, segundo a frequência da operação. É óbvio que, na frequência de operação preferida, isto é, 3,55 para a qual a antena foi calculada, a impedância Z_a de entrada da antena é puramente resistiva, ou seja, $Z_a = R_a + j0$. Acho que compensa darmos uma explicação sucinta do emprego desse gráfico de Smith. Na Fig. 2.4 reproduzimos, ampliado, o gráfico da Fig. 2.3 de Jerry, mas acrescentamos círculos que representam relações de onda estacionária (r.o.e.).

a) A linha central vertical representa valores ôhmicos não reativos de 50 ohms.

b) Reatâncias capacitivas ($-jX$) estão marcadas à esquerda da linha vertical central.

c) Reatâncias indutivas ($+jX$) estão marcadas à direita da linha vertical central.

d) As relações de ondas estacionárias (r.o.e.), com respeito à linha de alimentação coaxial de 50 ohms ($Z_c = 50$) que foi empregada, é conhecida medindo-se primeiramente, com um compasso na carta, a distância entre seu ponto central e a curva de impedância atinente à frequência indicada. Em seguida, transfere-se essa distância do compasso para a linha vertical central do gráfico (tendo sempre o ponto central como origem). Faz-se a leitura nessa linha na interseção do arco de círculo com a linha vertical. Divide-se por 50 (impedância característica Z_c da linha de alimentação) o valor achado, e temos a r.o.e. no ponto de alimentação da antena.

e) A referida r.o.e., ou melhor, as referidas r.o.e., estão representadas por círculos que foram por nós marcados para suplementar o trabalho de Jerry.

f) Na Fig. 2.4 estão consignadas (curva superior de traço contínuo) as impedâncias do ponto de alimentação da antena encurtada, segundo a frequência de operação (3,5, 3,525, 3,55, 3,575, 3,6 MHz).

g) Na curva inferior, em traços interrompidos, estão marcadas as impedâncias de uma antena

de meia onda normal (naturalmente não bobinada) ressonante também em 3,55 MHz (40,23 metros de comprimento, alimentação central). Nessa curva tracejada, estão representadas as impedâncias de entrada quando a antena, ressonante em 3,54 MHz, é operada em 3,5, 3,54, 3,55, 3,6, 3,65, 3,7 MHz.

h) Não nos aprofundaremos na manipulação do gráfico de Smith para não tornar este artigo demasiado extenso e estéril. Aqueles que desejarem mais conhecimentos encontrarão explicações adequadas na esplêndida obra "Teoria e Problemas de Linhas de Transmissão", do Prof. Robert A. Chipman Ph. D., da Universidade de Toledo, Ohio, E.U.A., em competente tradução do Eng. Ivan José de Albuquerque.

Se compararmos as duas curvas da Fig. 2.4 (a de traço contínuo e a de traço interrompido) representando, a primeira, a antena bobinada de Jerry, e a segunda, uma antena normal de meia onda, ambas ressonantes na frequência de 3,54 MHz, observaremos o seguinte:

1. A inegável superioridade do dipolo clássico de meia onda de comprimento, pois, com ele, a faixa de operação dentro da banda de 80 metros é muito mais ampla sem a inconveniência de variações violentas da r.o.e., como acontece com a antena encurtada. É claro que, à medida que formos aumentando o comprimento de nossa antena encurtada até chegarmos ao comprimento de meia onda, essas variações de r.o.e. não serão tão violentas.

2. Reparem como a curva da antena de meia onda clássica é mais "apertada" e está mais próxima da linha vertical de 50 Ω (Z_c da linha de alimentação). A antena bobinada, que está ressonante em 3,54 MHz, apresenta uma r.o.e. no ponto de sua alimentação de 2,3:1, como mostra o círculo r.o.e., ao passo que a antena clássica de meia onda apresenta uma r.o.e. muito mais baixa: 1,62:1.

3. Se passarmos a operar a mesma antena bobinada em 3,6 MHz, a r.o.e. no ponto de alimentação será de 5:1, ao passo que, na antena de meia onda, será apenas de cerca de 1,7:1.

4. É preciso lembrar que a faixa de 80 metros é a de maior largura entre aquelas destinadas aos amadores, isto em termos percentuais de frequência central, e, por conseguinte, sofre maiores variações de r.o.e. de ponta a ponta da faixa.

A conclusão a que se chega é que, nas antenas bobinadas, não podemos nos afastar muito da sua frequência de ressonância nas faixas mais baixas, pois começam a aparecer r.o.e. fortes na linha de alimentação. Esta situação melhora, como já dissemos, à medida que o comprimento global da antena encurtada se aproxima de meio comprimento de onda, que é o ideal. Assim, uma antena bobinada não é uma maravilha, mas... quem não tem cão caça com gato.

Na terceira parte da série daremos informações de como construir as antenas encurtadas.

(Continua no próximo número)

ANTENNA

REVISTA

De
Revista
confro

Na
própria
de abe
blemas

Em
ECT" e
pouco
pats ca

Te
livros e
tivada,
kafkara
custo j

Em
remess
de idio
o probl
extrem
de livre

Há
govern
"vivo"
é isto
de nos
livros
uso de

É
entida
diz res
dêem
de vero
permit
geralm
sua pr

Em
Conselh
entida
idioma
intercâ
desenv

ENCURTAMENTO FÍSICO DE ANTENAS

PARTE III*

FEITURA DA ANTENA

NAO é hábito deste articulista publicar algo que não tenha sido cuidadosamente experimentado e, se for o caso, passado pelo crivo da Matemática. Procedemos assim com a antena da Fig. 3.1, cujas dimensões foram rigorosamente observadas. A construção das bobinas, porém, é inteiramente nossa, aparecendo elas nas Figs. 3.2 e 3.3 (esta última refere-se a um outro caso, mas serve para ilustrar o enrolamento).

Eis os dados:

a) Frequência de ressonância da antena: 3,550 MHz

b) Bobinas (duas) enroladas sobre tubo de PVC "Tigre", com diâmetro interno de 34 mm (externo, 42 mm).

c) 60 filetes com passo de 11 filetes por polegada, abertos com a própria tarracha "Tigre" manualmente (ou no torno mecânico, se houver essa facilidade conforme Foto 3.1). O comprimento do tubo de PVC deve ter sobra para atarrachar um tampão em cada extremidade, como mostram as fotos.

d) O diâmetro externo dos tampões é reduzido no torno mecânico até entrarem justos na capa de PVC de 50 mm vista na foto da Fig. 3.2. Quando reduzir

o diâmetro desses tampões no torno, convém calçá-los internamente (Fig. 3.4B) com umas aruelas grossas, pois como o furo é cônico, se não houver essa escora eles ficarão excessivamente apertados com o esforço da ferramenta de corte, tornando difícil sua retirada do pedaço de PVC da placa do torno (ver Fig. 3.4 que também mostra como a linha coaxial pode ser ligada à antena por meio de um "T" de PVC, Fig. 3.4A).

e) A indutância de cada uma das bobinas é de 40 µH.

f) O fio é nº 14 AWG, de cobre nu. São necessários cerca de 8 m para cada bobina. Empreguei fio "Pirelli" de iluminação, removendo o plástico (é mais barato do que fio nu).

g) As dimensões da antena e a colocação das bobinas nos pontos estratégicos de acordo com o cálculo, estão na Fig. 3.1. Aparece também, na Fig. 3.4B, uma ilustração do preparo dos tampões com parafusos de latão, etc. As porcas cilíndricas da Fig. 3.2 foram feitas de tarugo de alumínio. Os parafusos que recebem essas porcas são furados longitudinalmente para que recebam as extremidades do fio da bobina.

Neste artigo da série são fornecidos dados práticos detalhados para a construção de uma antena encurtada para 3,550 MHz.

J. J. TECIDIO JR., PYDC



FOTO 3.1 — PYDC abrindo rosca no tubo de PVC para bobinas, com cossinete marca "Tigre". Este serviço pode ser feito manualmente, mas é mais exaustivo.

Essas porcas podem ser dispensadas, mas, neste caso, o fio terminal da bobina terá que ser soldado no fio da antena.

h) Empreguei cola epóxica ("Araldite") de secagem rápida para firmar a capa fina de PVC de 50 mm de diâmetro. O conjunto fica absolutamente protegido contra intempérie.

i) O fio de alimentação empregado foi o comum coaxial de 52 Ω. Empreguei uma linha de 10,13 m de comprimento. Se o circuito "pi" do transmissor não conseguir eliminar a componente reativa que aparece no terminal de entrada da linha, a fim de que o refletômetro apresente uma relação de 1:1, empregue um acoplador que pode ser do tipo "transmatch" da Fig. 3.6. Não cometa o equívoco de cortar um cabo coaxial para conseguir esse "desideratum".

j) As bobinas, uma vez enroladas, devem ser conferidas para se comprovar sua indutância de 40 µH, no caso. É necessário, para tal, um ressonímetro. Proceda da seguinte forma:

1. coloque em paralelo com a bobina um capacitor de 100 pF (a "Ibrape" fabrica um com 2% de tolerância) de disco.

2. aproxime o ressonímetro e verifique qual é a frequência de ressonância. Calcule a indutância, em µH, pela fórmula:

$$L = \frac{25281}{f^2 C}$$

onde L é dada em µH, C, em pF, e f, em MHz. Se o valor achado para L for de 40 µH (nosso exemplo), tudo bem. Se, porém, encontrarmos um valor menor, teremos que acrescentar espiras à bobina. Esse acréscimo será dado pela fórmula (aproximadamente)!

$$N_A = N \left(\sqrt{\frac{L_x}{L}} - 1 \right)$$

(*) 1ª parte: Antenna, vol. 82, nº 3, setembro de 1979; 2ª parte: vol. 82, nº 4, outubro de 1979.

FIG. 3.1 — Dimensões esquemática da antena e é detalhada no



FIG. 3.3 — Exemplo de enrolamento em tubo de PVC

onde N é o número da primeira prova; L_x a desejada (40 µH, no exemplo); L, a indutância encontrada na primeira prova com o ressonímetro. Digamos que, na primeira prova, tínhamos 47 espiras e o ressonímetro nos mostrou 30,5 µH. Então, as espiras que devem ser enroladas na forma em seguida, para o enrolamento original de 40 µH serão:

$$N_A = 47 \left(\sqrt{\frac{40}{30.5}} - 1 \right) = 6,8 \text{ espiras.}$$

Este processo apresenta a vantagem de ir tentando o número de espiras até atingir a indutância

fornecidos para a cons...

RYIDC

em ser dispen...

com epóxica...

imentação em...

vez en...

pele com...

ressoním...

31

H. G. em pF...

va achado...

encon...

teremos...

bobina...

á do pela...

1)

1. 82 nº 3, se...

pa vol. 82, 9.

ANTENNA

FIG. 3.1 — Dimensões e disposição esquemática da antena cuja construção é detalhada no texto.

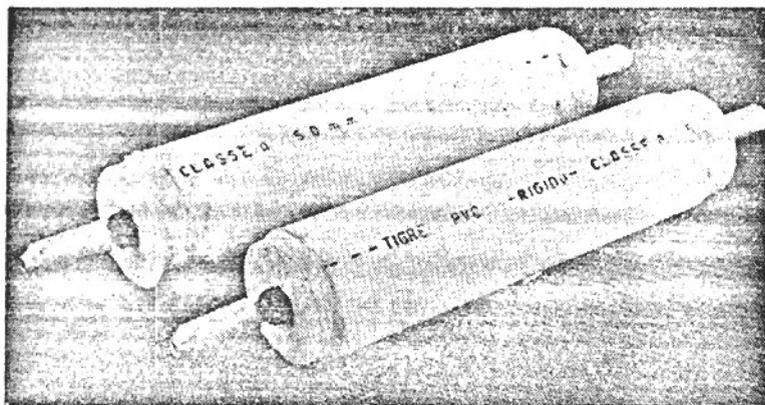
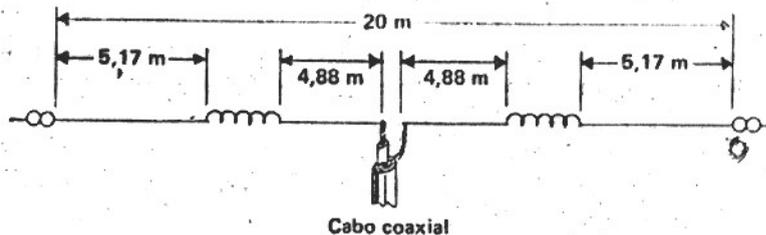
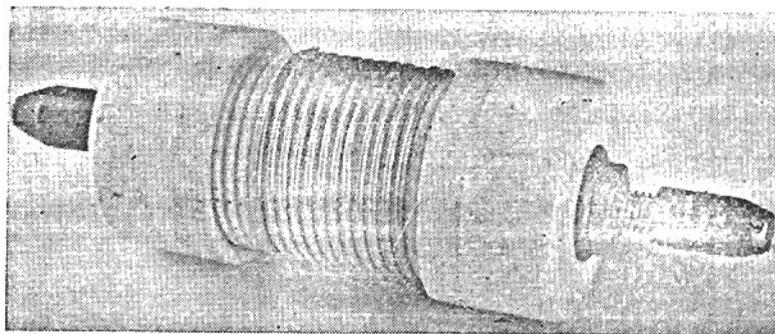


FIG. 3.2 — Bobinas completas em tubo de PVC com capa também de PVC, de 50 mm de diâmetro, resistentes à intempérie.

FIG. 3.3 — Exemplo de enrolamento em tubo de PVC filetado.



onde N é o número de espiras da primeira prova; L_x, a indutância desejada (40 µH, no exemplo); e L, a indutância encontrada na primeira prova com o ressonímetro. Digamos que, na primeira prova, tínhamos 47 espiras e, quando ressonamos a bobina, encontramos para L = 30,5 µH.

Então, as espiras adicionais que devem ser enroladas na mesma fôrma em seguimento ao enrolamento original para alcançarmos 40 µH serão:

$$N_A = 47 \left(\sqrt{\frac{40}{30,5}} - 1 \right) = 6,8 \text{ espiras.}$$

Este processo de cálculo apresenta a vantagem de não termos que ir tentando aumentar o número de espiras para chegarmos à indutância desejada. A

mesma fórmula servirá para obter o número de espiras a retirar, no caso da indutância ser maior que a desejada.

ACOPLADOR.

Empregamos o acoplador do circuito da Fig. 3.6, originalmente idealizado por L. G. McCoy (W1ICP) e publicado na revista OST, de julho de 1970. Como não dispúnhamos de um indutor com rolete, enrolamos 20 espiras de fio nº 10 AWG em tubo de PVC "Tigre" de 5 cm de diâmetro interno, com passo de 4 mm, aberto em torno. A parte superior da bobina tem um rasgo de 12 mm por 74 mm de extensão, para acomodar a "pega" que porá espiras em curto de acordo com as exigências do acoplamento. O comprimento da bobina é de aproximadamente 11 cm.

Lembramos aos colegas que o material PVC é bom quanto a isolamento elétrico, mas não agüenta muito calor, razão pela qual o fio de enrolamento deve ser grosso, a fim de não esquentar a fôrma, que acabaria por deformar-se. Os capacitores de sintonia devem ter espaçamento adequado para as potências em jogo, pois os potenciais podem ser altos, mormente nos picos de modulação de AM. O refletômetro deve ser instalado entre a linha coaxial que vem do transmissor e o acoplador. Este acoplador apresenta a vantagem de ajudar a discriminar contra harmônicos que possam provocar TVI. Eis como se deve operar com esse acoplador, que nada mais é do que um transformador de RF.

Como este acoplador é universal, isto é, poderá servir para compensar uma larga gama de im-

SEÇÃO DE COMUNICAÇÕES

DIVISÃO DE ATEND. USUÁRIO S. MONICA

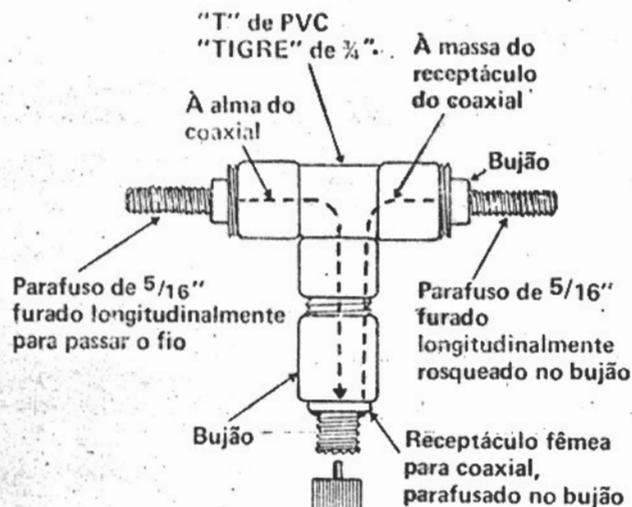
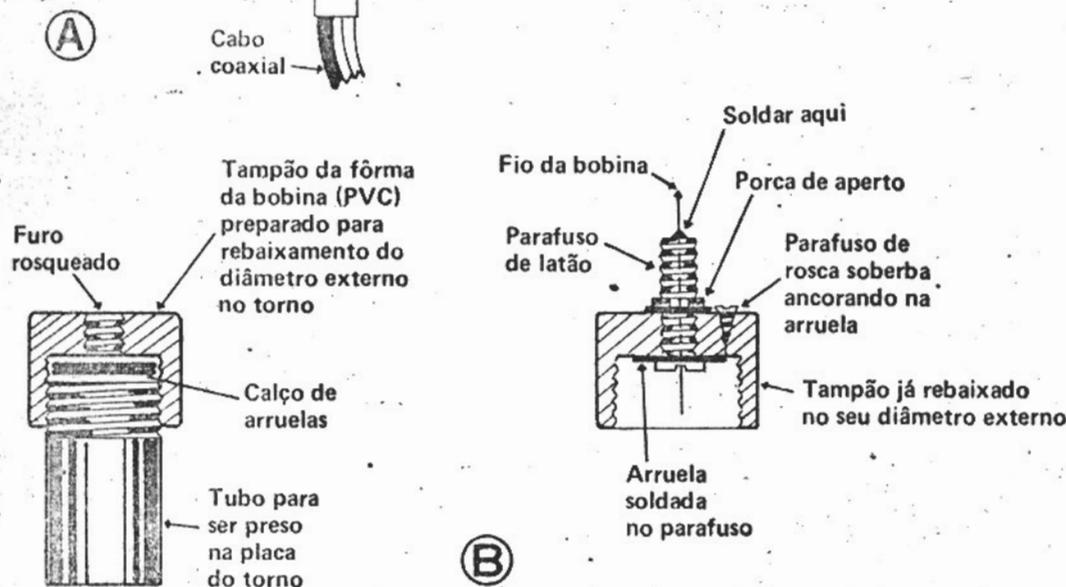


FIG. 3.4 — (A) "T" de PVC de 3/4" adaptado para receptáculo coaxial. (B) Preparo dos tampões das bobinas, com redução do diâmetro externo e rosqueamento do parafuso de latão furado longitudinalmente.



pedâncias, vamos explicar o seu uso para diversos tipos de antena, e não somente para a antena anteriormente descrita.

Inicialmente, vamos admitir que se trata de um sistema coaxial-coax:

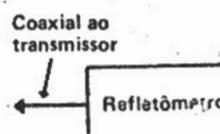
a) Virem C1 e C2 para capacitância máxima (capacitores totalmente fechados).

b) Mandem energia do transmissor, a fim de conseguir leitura máxima de saída. Aconselhamos reduzir a potência do transmis-

or, e bastante, quando se tratar de um desses transmissores modernos sofisticados cheios de "não-me-toques".

c) Vire o refletômetro para "refletida" e gire o rolete do indutor do acoplador. Se usar um

FIG. 3.5 — Improvisação de PVC para ligar coaxial à antena



C1 — Capacitor variável espaçamento (Millen 162)

C2 — Capacitor variável equivalente

L3 — Indutor com explicação n

indutor com "pegas"
d) Chegamos em que haverá brusco na leitura

e) Alcançado ajuste-se C1 e C2, necessário retocar as pegas, a fim de se obter leitura nula no refle

f) Alcançado e demos aumentar a transmissor. Virando o rolete para a posição vemos ter leitura n

g) Observar-semos conseguir vários refletômetros, condições relativas de pegas. A que devemos ter a maior capacitância

RADIODIFUSÃO

- RD-1.000-D — Transmissor de ondas médias de 1.000 watts com redutor para 500 ou 250 watts — Cód. Dentel: 79/252.
- Linha completa para estúdio e equipamento auxiliar.
- Transformadores casadores de impedância.



Eletrônica Morato Ltda.

Travessa Nen de Barros, 1 — Vila Mazzel — Fone: 203-8396 — São Paulo

FIG. 3.5 — Improvisação de um "T" de PVC para ligar com elegância o coaxial à antena.

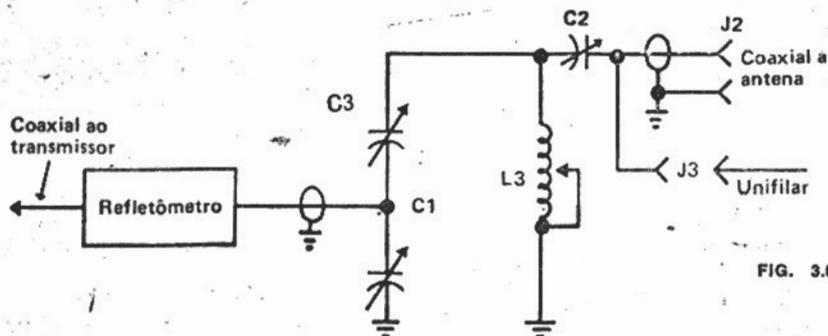
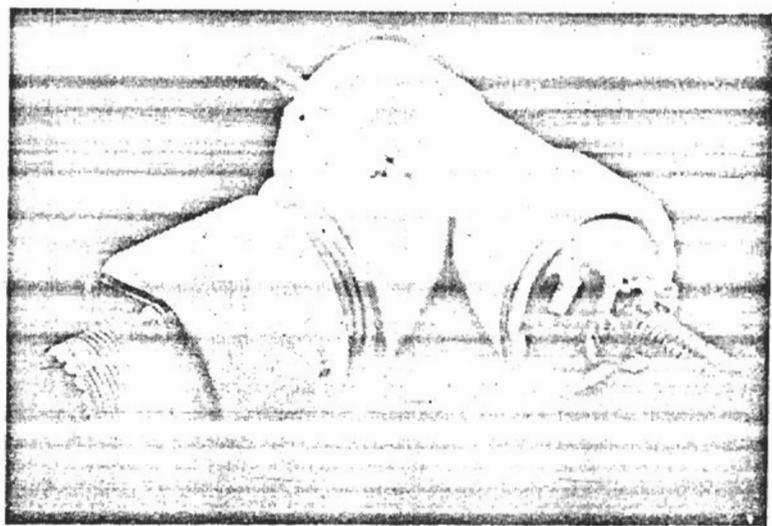


FIG. 3.6 — Diagrama do acoplador "Transmatch".

- C1 — Capacitor variável de duas seções de 200 pF por seção, com espaçamento pelo menos duplo entre placas. (Millen 16250 ou equivalente)
- C2 — Capacitor variável de ar de 350 pF (Millen 16250 — A ou equivalente)
- L3 — Indutor com rolete, de 28 μ H, ou, como alternativa, o que está explicado no texto, que foi o tipo empregado por nós.

indutor com "pegas", varie estas.
 d) Chegaremos a um ponto em que haverá um mergulho brusco na leitura "refletida".

e) Alcançado este ponto, ajuste-se C1 e C2, sendo talvez necessário retocar o rolete ou as pegas, a fim de se chegar a uma leitura nula no refletômetro.

f) Alcançado este ponto, podemos aumentar a potência do transmissor. Virando o refletômetro para a posição adequada, devemos ter leitura máxima.

g) Observar-se-á que podemos conseguir várias leituras no refletômetro, conforme as posições relativas de C1 e C2 e as pegas. A que devemos ter em mira é aquela que corresponder à maior capacitância de C1 e C2.

h) No caso de tratar-se de uma antena "long-wire" alimentada unifilarmente em um dos extremos, simplesmente ligue o fio de descida ao terminal J3 e proceda à sintonia, como já explicado. É aconselhável, neste caso, empregar um comprimento de fio de descida que se aproxime de um quarto de onda ou múltiplos de 1/4 de onda. Obteremos, assim, uma impedância baixa "cá em baixo", reduzindo a possibilidade de altas tensões de R.F. no "transmatch" e centelhamento entre as placas dos capacitores.

Faço votos de que este artigo seja útil aos colegas que militam nas faixas mais baixas, e apreciaria imenso ouvir alguém que tenha posto em execução as

nossas recomendações. Não posso me furtar à obrigação e ao prazer de agradecer aos seguintes colegas, que tiveram a paciência de me reportar quando de experiências com a antena bobinada de 20 metros de comprimento: PY-2XRP, 2AFK, 1WEE, 1WEA, AGR, 4WLO, 4WIO, 1WPM, 1WIL, 1XFL, 1WDZ, 1WJH, 1WIB, 2ABU, 1AMJ, 4WKB, 1RB, 1WEB, 1CHD, 1WTS, 4WQQ, 4BUR, 4WNZ, 4WCA, 1EJJ, 1WQT, 1BBC, 1XOU, 1AGZ.

Na última parte desta série, trataremos do projeto de uma antena dipolo para operar em duas faixas, em 40 e 80 metros.

(Conclui no próximo número)

Mado
 dos tam-
 metro
 de latão

ado
 externo

nd se tratar
 missores mo-
 eios de
 etômetro para
 rolete do in-
 S. usar um

C
 au

ENCURTAMENTO FÍSICO DE ANTENAS

PARTE IV (FIM) *

J. J. TECIDIO JR., PY1DC

RETORNANDO ao trabalho desenvolvido por K1PLP, Jerry Hall, comentado nos artigos anteriores, outro colega americano, W7ZOI (W. Hayward), trouxe novos subsídios à matéria no QST de agosto 1976, pág. 38, aproveitando a equação básica (Parte I), de modo a torná-la aplicável a uma antena que possa operar em duas faixas (neste exemplo; 80 e 40 metros), conforme se acha representado na Fig. 4.1. Como é fácil compreender, nesta antena empregam-se circuitos ressonantes paralelos, que doravante denominaremos filtros rejeitores.

O cálculo do valor de C_T e L_T do filtro rejeitor é muito simples, aproveitando a indutância L_0 dada pelas curvas levantadas por K1PLP e reproduzidas na Fig. 1 (Parte II). As novas fórmulas são:

$$L_T = L_0 \left[1 - \left(\frac{f}{f'} \right)^2 \right] \quad (1)$$

$$C_T = \frac{1}{\omega' L_T} \quad (2)$$

onde f = frequência na faixa mais baixa em que vamos operar (80 m) e f' = frequência na faixa mais alta (40 m).

Estas equações, infelizmente como é hábito de quem escreve para radioamadores, são "ditas" e não demonstradas. É um erro, no nosso entender, alegar-se ou fazer-se uma assertiva sem explicar o como e o porquê do fato, pois nem todos são profundamente versados no assunto. Assim,

procedamos a um estudo para nos certificarmos de que as equações acima estão corretas e o porquê dos filtros ressonantes.

Primeiramente, vejamos como varia a impedância de um circuito ressonante em paralelo em função da frequência. Para isso, observem a Fig. 4.2. Se variarmos as frequências aplicadas ao circuito em torno da frequência de ressonância, f_0 , a impedância do circuito será indutiva às frequências abaixo de f_0 . Isso é fácil

de demonstrar matematicamente, mas não o fazemos para não alongar a explicação. Nas frequências acima (isto é, mais altas) de f_0 , a impedância desse circuito será capacitiva.

Na frequência de ressonância, f_0 , a impedância é puramente resistiva e tremendamente elevada (se a resistência ôhmica do fio, etc. for bem baixa, como geralmente o é). Com isso em mente, se fizermos o circuito paralelo ou seja o filtro rejeitor L_T —

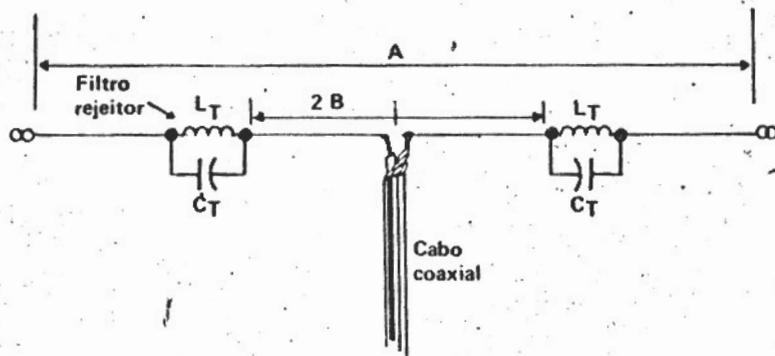


FIG. 4.1 — Antena para duas faixas, com filtros rejeitores ressonantes na frequência da banda mais alta.

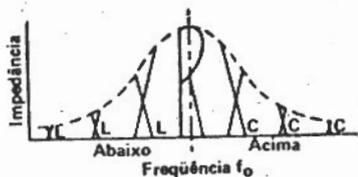


FIG. 4.2 — Variação da impedância de um circuito em paralelo, em torno da frequência de ressonância.

C_T da Fig. 4.2 ressonante em determinada frequência, f' , haverá uma frequência $f < f'$, que, aplicada a esse circuito em paralelo fará com que sua impedância seja indutiva.

(*) 1ª parte: Antenna, vol. 82, nº 3, setembro de 1979; 2ª parte: vol. 82, nº 4, outubro de 1979; 3ª parte: vol. 82, nº 5, novembro de 1979.

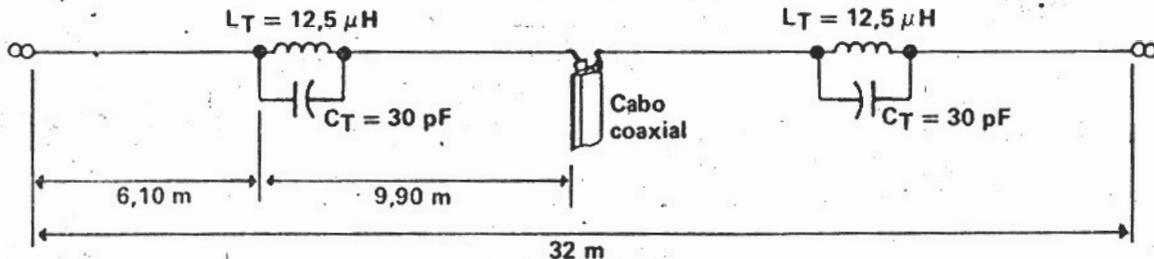


FIG. 4.3 — Dimensões finais da antena de duas faixas (3,7 e 7,2 MHz) alimentada simetricamente com cabo coaxial de 50 ou 75 Ω.

A equação q... pedância de um... lelo, com L e C... como todos sabe...

$$Z = \frac{1}{jC\omega}$$

Sabemos que, na... sonância, que cha... pedância Z do fil...

$$\frac{L}{C}$$

$$j\omega L_T +$$

$$\frac{L_T}{C_T(1 -$$

$$\frac{L}{1 - \omega^2$$

$$L_T = L_0$$

mas

$$\frac{1}{C_T \omega'}$$

$$C_T = \frac{1}{\omega}$$

mas $\omega' =$

$$C_T = \frac{1}{4\pi}$$

Substitu

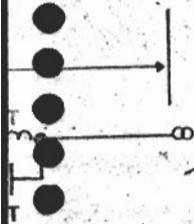
$$L_T = L_0$$

o Autor
antena de
bobinas de
rejeitores).

R. PYIDC

temicamente,
para não alon-
as frequências
altes) de f_0 , a
circuito será

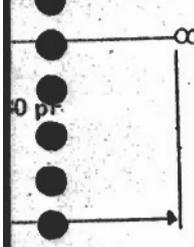
de ressonância,
puramente
damente eleva-
cia ohmica do
baixa, como ge-
n no em men-
circuito paralelo
rejeitor L_T



s ressonantes na

ssante em de-
enci f' , haverá
< f' , que, apli-
uito em paralelo
impedância seja

na, vol. 82, nº 3,
9; 2ª parte: vol. 82,
de 1979; 3ª parte:
ovembro de 1979.



com

A equação que nos dá a impedância de um circuito em paralelo, com L e C não resistivos, é, como todos sabem,

$$Z = \frac{L}{jC(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

Sabemos que, na frequência ressonância, que chamamos f' , a impedância Z do filtro rejeitor é in-

nitamente grande, como já dissemos.

Escolhamos, agora, uma frequência $f < f'$ para transmitirmos com a nossa antena; devemos fazer com que a reatância indutiva do filtro rejeitor, na frequência f , seja igual à reatância L_0 , da equação básica da Fig. 4.1, adotada por Hall. Teremos, então, a seguinte marcha de cálculo, que nos conduzirá às equações (1) e (2).

$$\frac{\frac{L_T}{C_T}}{j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T}} = j\omega L_0 \quad (\omega = 2\pi f)$$

$$\frac{L_T j\omega C_T}{C_T(1 - \omega^2 L_T C_T)} = j\omega L_0$$

$$\frac{L_T}{1 - \omega^2 L_T C_T} = L_0$$

$$L_T = L_0 - L_0 \omega^2 L_T C_T \quad (3)$$

mas

$$\frac{1}{C_T \omega'} = \omega' L_T \quad (\omega' = 2\pi f') \quad (4)$$

$$C_T = \frac{1}{\omega'^2 L_T}$$

mas $\omega' = 2\pi f'$, logo,

$$C_T = \frac{1}{4\pi^2 f'^2 L_T} \quad (5)$$

Substituindo C_T em (1),

$$L_T = L_0 - \frac{L_0 \omega^2 L_T}{\omega'^2 L_T} = L_0 \left[1 - \frac{f^2}{f'^2} \right] \quad (6)$$

As equações (5) e (6) confirmam a fórmula recomendada por W7ZOI, W. Hayward.

Peço desculpas aos meus leitores por esta lenga-lenga matemática, que, talvez, alguns possam interpretar como ostentação, o que, sinceramente, asseguro-lhes não é. Viso somente inspirar confiança, explicando o como e o porquê do que escrevo.

Passemos, agora, à aplicação prática, com um exemplo:

Queremos um dipolo que possa operar em 3,7 MHz e também em 7,2 MHz. Esse dipolo pode ser alimentado no centro com uma linha coaxial de 50 ou 75 Ω .

Procedam da seguinte forma nos cálculos para encontrarem o valor do capacitor C_T e da bobina L_T (em pF e μ F, respectivamente):

1. Calculem o comprimento 2B da Fig. 4.1 com a fórmula clássica

$$2B = \frac{142,65}{7,2} = 19,80 \text{ m,}$$

donde $B = 9,90 \text{ m}$

2. Adotem, agora, um comprimento para o total da antena, que se coadune com o terreno de que dispomos, digamos, 32 m.

3. Calculem p (ver eq. 3), da Parte II.

$$p = \frac{2B}{A} = \frac{19,80}{32} = 0,62 \approx 62\%$$

4. Calculem o comprimento normal do dipolo para a frequência mais baixa, ou seja, 3,7 MHz:

$$\frac{142,65}{3,7} = 38,55 \text{ m}$$

5. Dividam o comprimento A que escolhemos (32 m) e achem a relação

$$\frac{32}{38,55} \approx 0,83 = 83\%$$

6. Na Fig. 1.3, procurem a curva que corresponde a 83%, e na linha horizontal inferior, o percentual p (62%).

7. No cruzamento da ordenada 62% com a curva referente a 83% encontrarão aproximadamente 400 Ω , que será a reatância indutiva de L_0 . Portanto,

$$L_0 = \frac{400}{2\pi \cdot 3,7} \approx 17 \mu\text{H.}$$

TELECOMUNICAÇÕES

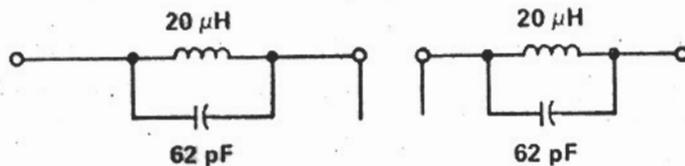


FIG. 4.4 — Antena encurtada para frequência fundamental de 3,6 MHz. Redução do número de espiras do indutor clássico por meio de um circuito ressonante.

Agora, podemos gritar "Terra à vista"!

$$L_T = 17 \left[1 - \left(\frac{3,7}{7,2} \right)^2 \right] = 12,5 \mu\text{H}$$

$$C_T = \frac{10^6}{(2\pi \cdot 7,2)^2 \times 12,5} = 39 \text{ pF}$$

Configuração final da antena na Fig. 4.3 para operação nas frequências de 3,7 e 7,2 MHz.

Concluindo, desejamos lembrar que quando operamos na frequência de 7,2 MHz, que é a de ressonância do filtro rejeitor, a impedância é tremendamente alta, isolando essa parte 2B do resto da antena, ou seja, comportando-se praticamente como um isolador. Quando operamos na frequência mais baixa, neste exemplo 3,7 MHz, a antena total age como um dipolo encurtado bobinado. Por conseguinte, a antena é mais eficiente na frequência mais alta 7,2 MHz.

Quanto à confecção dos filtros rejeitores, desta vez há necessidade de promover acomodação para o capacitor C_T . Em artigo futuro, mostraremos como resolvemos este problema com filtros de aspecto exterior (limpo, sem penduricalhos) semelhante aos da Fig. 3.2 (Parte III), só que há um "macete" para facilitar a ressonância e acomodação do capacitor, pois é indispensável, para boa atuação desses filtros, que eles sejam rigorosamente ressonantes na frequência mais alta.

NOTAS COMPLEMENTARES

Com referência à fórmula

$$N_A = N \left(\sqrt{\frac{L_x}{L}} - 1 \right)$$

que desenvolvemos na Parte III desta série, para achar, sem muitas tentativas, o número aproximado de espiras (N_A) a adicionar à bobina experimental, para encurtamento da antena, quando a

indutância obtida na primeira tentativa (L) é menor do que o valor L_x necessário, pode ocorrer o caso inverso, isto é, a bobina experimentalizada ter mais espiras do que o número desejado, sendo, por conseguinte, indispensável retirar espiras. A fórmula aproximada a empregar, neste caso, é:

$$\text{espiras a retirar} = N \left(1 - \sqrt{\frac{L_x}{L}} \right)$$

Exemplo: Digamos que, quando ressonamos a bobina na bancada, na primeira prova (como está explicado na Parte III) encontramos 53,8 espiras, correspondendo a 40 μH , mas desejamos 30,5 μH . Quantas espiras devemos retirar da bobina? Temos: $N = 53,8$ espiras; $L_x = 30,5 \mu\text{H}$; $L = 40 \mu\text{H}$.

$$\text{Espiras a retirar} \approx 53,8 \left(1 - \sqrt{\frac{30,5}{40}} \right) = 7$$

Resumindo e generalizando, se chamarmos de L_x a indutância, em μH que desejamos, e L , a indutância, também em μH , da bobina experimental, e N , as espiras sobre ela enroladas, teremos as seguintes fórmulas (aproximadas):

$$\begin{aligned} L > L_x & \quad \text{espiras a retirar da bobina experimental} = N \left(1 - \sqrt{\frac{L_x}{L}} \right) \\ L < L_x & \quad \text{espiras a adicionar à bobina experimental} = N \left(\sqrt{\frac{L_x}{L}} - 1 \right) \end{aligned}$$

Se a bobina foi enrolada sobre fôrma, filetada, logo com espiras regularmente espaçadas, este método dará resultados exatos, e poupa tempo.

Outro ponto para o qual desejamos chamar a atenção do leitor é o que diz respeito à indutância L_0 , obtida por intermédio das curvas, como já foi explicado. Pode haver casos em que a indutância L_0 seja de valor elevado,

nada prático, sendo necessário recorrer a grande número de espiras, aumentando assim o comprimento físico da bobina e seu peso. Podemos contornar esse inconveniente, e tornar a bobina menos volumosa e mais leve, recorrendo a um artifício matemático sutil, com o emprego dos filtros de que já tratamos anteriormente. A equação que nos dá o valor da indutância do circuito ressonante em paralelo, ou filtro, é, em nosso caso,

$$L_T = L_0 \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2} \right)$$

quando temos em mira uma antena bibanda. Se quisermos operar em uma faixa apenas (digamos, 80 metros), podemos empre-

gar a equação acima para reduzir L_0 . Exemplifiquemos:

Digamos que vamos operar na faixa de 80 metros apenas, e que a frequência de ressonância da antena encurtada é 3,6 MHz. Os cálculos e as curvas nos for-

neceram 55 μH para cada bobina, isto é, $L_0 = 55 \mu\text{H}$. Essas bobinas enroladas sobre tubo de PVC, com 42 mm de diâmetro externo, ficariam longas e talvez pesadas. Adotemos, "ad libitum", um valor, por exemplo, de 20 μH para cada uma. Não se esqueçam de que a antena vai operar só em uma faixa (80 metros, em nosso exemplo).

Armando a teremos

$$20 = 55 \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2} \right)$$

Daqui, tiramos, a ressonância do fil

$$f' = \sqrt{\frac{713}{35}} =$$

(É óbvio que se rizado operar em

CAPACITORES C

Estes capacit car sujeitos, a te Para tornar comp permitir o alojame no próprio induto capacitores pequ 5 kV (usados em A este respeito, dos por um colega contrado pelo cál L₀ (de acordo co necessário para e antena que proje em 3,6 MHz, dispu capacitores de 47 p filtro), 4,7 kV. As saber qual seria do filtro, a partir cia. O problema é ver, o que demo realizando.

As equações lançar mão já são cidas, a saber:

Capacitância

$$C_T = \frac{25281}{f^2 L_T}$$

onde f' é a frequê nância do filtro e cia em μH . Temos



Armando a equação acima, teremos

$$20 = 55 \left(1 - \frac{(3,6)^2}{(f')^2} \right)$$

Daqui, tiramos a frequência de ressonância do filtro.

$$f' = \sqrt{\frac{713}{35}} = 4,51 \text{ MHz}$$

(É óbvio que se nos fosse autorizado operar em 4,51 MHz, te-

ríamos aqui uma antena bibanda (3,6 MHz e 4,51 MHz).

Falta, agora, calcular o valor do capacitor C_T , que ficará em paralelo com o indutor de $20 \mu\text{H}$ escolhido "ad libitum". Ele é dado pela equação

$$C_T = \frac{25281}{f'^2 L_T}$$

$$\text{ou } \frac{25281}{(4,51)^2 \times 20} = 62 \text{ pF}$$

As dimensões físicas da antena continuam tais como foram calculadas inicialmente, com os parâmetros que deram para $L_0 = 55 \mu\text{H}$. Com este artifício, reduzimos o tamanho dos indutores, colocando em paralelo com o novo valor ($20 \mu\text{H}$) um capacitor C_T . Este enxerto em nada prejudica o comportamento da antena na faixa de 80 metros.

CAPACITORES C_T DOS FILTROS

Estes capacitores podem ficar sujeitos a tensões elevadas. Para tornar compacto o filtro e permitir o alojamento do capacitor no próprio indutor, empregamos capacitores pequenos para 4,7 a 5 kV (usados em TV em cores). A este respeito, fomos consultados por um colega que, tendo encontrado pelo cálculo $55 \mu\text{H}$ para L_0 (de acordo com este artigo), necessário para encurtamento da antena que projetara ressonante em 3,6 MHz, dispunha de dois capacitores de 47 pF (um para cada filtro), 4,7 kV. Assim, ele queria saber qual seria a indutância L_T do filtro, a partir dessa capacitância. O problema é fácil de resolver, o que demonstramos generalizando.

As equações de que vamos lançar mão já são nossas conhecidas, a saber:

Capacitância do filtro:

$$C_T = \frac{25281}{f'^2 L_T} \quad (a)$$

onde f' é a frequência de ressonância do filtro e L_T , sua indutância em μH . Temos, pois, C_T , mas

desconhecemos f' e L_T . Estamos com um pequeno abacaxi na mão, ou seja, apenas uma equação com duas incógnitas, logo um sistema indeterminado. Mas se nos lembrarmos que

$$L_T = L_0 \left(1 - \frac{f_0^2}{f'^2} \right) \quad (b)$$

onde L_0 é a indutância, em μH , do indutor para a antena bobinada (calculado "a priori" de acordo com as curvas), teremos à nossa disposição duas equações, (a) e (b) com duas incógnitas, logo perfeitamente resolvíveis. Eis a marcha do cálculo:

$$L_T = L_0 \left(\frac{f'^2 - f_0^2}{f'^2} \right)$$

Transferindo esse valor de L_T para (a), temos:

$$C_T = \frac{25281}{f'^2 \left(L_0 \frac{f'^2 - f_0^2}{f'^2} \right)} = \frac{25281}{L_0 f'^2 - L_0 f_0^2}$$

$$f' = \sqrt{\frac{25281 + C_T L_0 f_0^2}{C_T L_0}}$$

Encontrada f' (frequência de ressonância do filtro), chegamos a C_T (capacitância que ficará em paralelo com L_T), por intermédio da equação (a), ou seja,

$$L_T = \frac{25281}{f'^2 C_T}$$

Exemplo. Tendo empregado as curvas para a antena que pretendemos bobinar, encontramos para $L_0 = 55 \mu\text{H}$. A frequência de ressonância escolhida foi de 3,6 MHz. Dispomos, na nossa sucata, de dois capacitores de 47 pF, para 4,7 kV, para cada filtro. Qual será a indutância de cada filtro e qual será sua frequência de ressonância, f' ?

RADIODIFUSÃO

- RD-1.000-D — Transmissor de ondas médias de 1.000 watts com redutor para 500 ou 250 watts — Cód. Dentel: 79/252.
- Linha completa para estúdio e equipamento auxiliar.
- Transformadores casadores de impedância.



Eletrônica Morato Ltda

Travessa Nen de Barros, 1 — Vila Mazzel — Fone: 203-8396 — São Paulo

TELECOMUNICAÇÕES

COLECIONADOR PROCURA

Transformador de modulação para Radiodifusão, em bom estado.

Não importa a resposta de áudio nem a distorção. Deve ter, no mínimo, 50 anos.

Ofertas sob "MUSEU DO RÁDIO", a/c C. P. 5596 São Paulo, SP — 01000.

$$f' = \sqrt{\frac{25281 + 47 \times 55 \times (3,6)^2}{47 \times 55}} = 4,77 \text{ MHz}$$

Notem bem que esta frequência é a de ressonância do filtro, cuja indutância é:

$$L_T = \frac{25281}{(4,76)^2 \times 47} = 24 \mu\text{H}$$

Se dispusermos na sucata de dois capacitores de 66 pF (um para cada filtro), para alta tensão:

$$f' = \sqrt{\frac{25281 + 66 \times 55 \times (3,6)^2}{66 \times 55}} = 4,46 \text{ MHz}$$

$$L_T = \frac{25281}{(4,53)^2 \times 66} = 19 \mu\text{H}$$

ERRATA DA PARTE I

A última linha do quadro da Fig. 1.1 (pág. 276 de Antenna de setembro) deve-se ler:

D = diâmetro do radiador (fio da antena), em polegadas (1 polegada = 2,54 mm).

O engano estava evidente, pois especificar diâmetro de fios de antenas em pés é... dose para leão! HI...

o o o — o — (OR 1453/4)

ATOS OFICIAIS

DECRETO Nº 84.181 DE 12 DE NOVEMBRO DE 1979

Altera a redação do artigo 87, do Regulamento dos Serviços de Radiodifusão, aprovado pelo Decreto nº 52.795, de 31 de outubro de 1963.

O Presidente da República, no uso da atribuição que lhe confere o artigo 81, item III, da Constituição,

DECRETA:

Art. 1º — O artigo 87, do Regulamento dos Serviços de Radiodifusão, aprovado pelo Decreto nº 52.795, de 31 de outubro de 1963, passa a ter a seguinte redação:

"Art. 87 — Na preservação da ordem pública e da segurança nacional ou no interesse da Administração, as emissoras de radiodifusão poderão ser convocadas para, gratuitamente, formarem ou integrarem redes, visando à divulgação de assuntos de relevante importância.

§ 1º — A convocação prevista neste artigo somente se efetivará para transmitir pronunciamentos do Presidente da República e dos Presidentes da Câmara dos Deputados, do Senado Federal e do Supremo Tribunal Federal.

§ 2º — Poderão, igualmente, ser convocadas as emissoras para a transmissão de pronunciamentos de Ministros de Estado autorizados pelo Presidente da República.

§ 3º — A convocação das emissoras de radiodifusão é da competência do Ministro de Estado Chefe da Secretaria de Comunicação Social da Presidência da República, e se efetivará por intermédio da Empresa Brasileira de Notícias."

Art. 2º — Este Decreto entra em vigor na data da sua publicação, revogadas as disposições em contrário.

PORTARIA Nº 1891 DE 12 DE NOVEMBRO DE 1979

O Diretor-GERAL DO DEPARTAMENTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES — DENTEL, no uso da atribuição que lhe foi conferida pela Portaria MC nº 870, de 9 de novembro de 1979, e,

CONSIDERANDO que compete ao Departamento Nacional de Telecomunicações a organização dos serviços sob sua administração, de conformidade com as normas vigentes;

CONSIDERANDO que é da competência específica do Diretor-Geral do DENTEL a coordenação e controle da execução dos serviços sob sua administração;

CONSIDERANDO a implantação da política administrativa de descentralização dos serviços sob sua competência;

CONSIDERANDO a conveniência de a descentralização ser feita às Diretorias Regionais de forma gradativa;

CONSIDERANDO que algumas Diretorias Regionais do DENTEL já dispõem de pessoal especializado,

R E S O L V E:

I — Delegar competência aos Diretores Regionais do DENTEL em Porto Alegre, Curitiba, São Paulo, Rio de Janeiro e Belo Horizonte para a prática dos seguintes atos:

a) Aprovar as diretorias das entidades que executam serviços de radiodifusão.

b) Aprovar procuradores com poderes para gerir e administrar entidades executantes de serviços de radiodifusão.

II — Transferir aos Diretores Regionais do DENTEL, em Porto Alegre, Curitiba, São Paulo, Rio de Janeiro e Belo Horizonte atribuições para a prática dos seguintes atos:

a) Prorrogar prazo para a apresentação de projetos relativos à aprovação de locais e utilização de equipamentos das estações transmissoras das concessionárias ou permissionárias de serviços de radiodifusão;

b) Autorizar a s
c) Autorizar at
das entidades ex
III — Transferir
Porto Alegre, Curitiba
ções para a prática
a) Aprovar os lo
ção dos equipamentos
sionárias ou permiss
alterações posteriores
b) Aprovar os lo
ção dos equipamentos
soras de televisão, e
c) Autorizar as
radiodifusão a substit
toma irradiante e et
pamento transmissor
d) Autorizar a a
radiodifusão sonora
quência modulada, be
gens (televisão), desd
dos nos respectivos.
e) Aprovar as c
ser executado o servi
Básicos, das emissor
imagens televisão);
f) Autorizar a lo
cessionárias ou permi
IV — A competê
buições transferidas,
mento às autoridades

PORTARIA Nº 1.9

O DIRETOR GER
TELECOMUNICAÇÕES

CONSIDERANDO
só pode ser usado
por este Departamento

CONSIDERANDO
dos equipamentos hom
prazo de validade já

RESOLVE:
— DETERMINAR
seguinte procedimento

1. Efetuar o reg
validade da respectiva
sejam mais fabricados

2. O registro de
(cinco) anos;

3. Serão utilizad
atribuídos na homolog

II — DETERMINA
cado aos equipamentos
homologação venha a

III — ESTABELE
dições aqui indicadas
momento, por este D
existentes.

