

SIMPLIFICANDO O "PI"

Emílio Alves Velho *

Muita coisa se tem dito e escrito sobre o acoplador de antena em "PI", muita verdade sadia e muita mentira ingênua.

A mais sadia das verdades é que, até certo ponto, trata-se do acoplador e adaptador de impedâncias mais flexível que se conhece e, sem dúvida, o mais difundido atualmente entre os radioamadores.

Quanto às mentiras ingênuas, são quase sempre fruto da necessidade que gera a esperança. Mas a verdade verdadeira é que as leis da Física são imutáveis e não se submetem aos nossos caprichos. Feliz daquele que não espera, sob condições normais, adaptar impedâncias de entrada menores que 1.000 Ω e cargas de antena maiores do que 100 Ω com um acoplador em "PI".

É possível que, sob certas condições de montagem, o acoplador "sintonize" e "carregue" a si mesmo, porém a energia de RF não vai para onde deve ir: a antena.

Em outros casos, devido a uma relação real de impedância que se apresenta diferente daquelas que usamos para o cálculo, ele só se carrega com um dos condensadores todo aberto, operando nestes casos como um acoplador em L ou em L invertido, e não em PI.

Mas nosso intuito não é provocar polêmica de fundo acadêmico sobre o assunto, pois como diz a antiga sabedoria chinesa, a verdade tem muitas faces. Desejamos, isso sim, tratar dos problemas práticos do projeto de um acoplador em "PI" que mais se aproxime da perfeição.

As leis da Física são, como já dissemos, imutáveis. Suas discrepâncias e distorções aparentes são fruto do nosso insuficiente conhecimento. Suas relações matemáticas são também perfeitas e imutáveis e nós não pretendemos e nem poderíamos apresentar uma nova fórmula milagrosa.

Procuramos, através de um trabalho prático, que incluiu uma série de medições, gráficos, estatísticas e consultas bibliográficas, "amanteigar" a matemática do PI, tornando-a "macia" e realizável para os trabalhos práticos do radioamador.

Sendo um transformador de impedâncias, precisamos, em primeiro lugar, conhecê-las e, para isso, a melhor coisa a fazer é "dar nomes aos bois", tal como o fizemos na figura 1, acompanhada da sua simbologia.

A primeira coisa a determinar é a impedância de carga requerida pela válvula, Z_e , pois Z_s já é conhecida de antemão e será sempre a impedância que aparece na tomada do cabo coaxial de antena, a qual deverá ser uma carga resistiva pura, ($R.O.E. = 1 \times 1$), correspondendo também à impedância nominal do cabo.

A fórmula para esse cálculo é:

$$Z_e = \frac{E_p}{2 I_p} \quad (\text{em ohms})$$

E_p = Tensão real de placa, em volts.
 I_p = Corrente de placa, em ampères.
 Z_e = Impedância de entrada, em ohms.

Nesse ponto, começam a aparecer as primeiras verdades nuas e cruas. A tensão real de placa é aquela que existe entre placa e catodo da válvula, quando este consome a corrente normal de trabalho.

Não se pode enganar uma válvula. Se temos uma fonte de alimentação que dá 600 V sem carga e que quando fornece a corrente requerida cai para 540, essa passa a ser a tensão real da fonte. Além disso, devemos descontar tôdas as

* Chefe do Laboratório de Espectroanálises, Laboratório de Carbono e Enxofre e Serviço de Pirometria Eletrônica da SOFUNGE S.P.

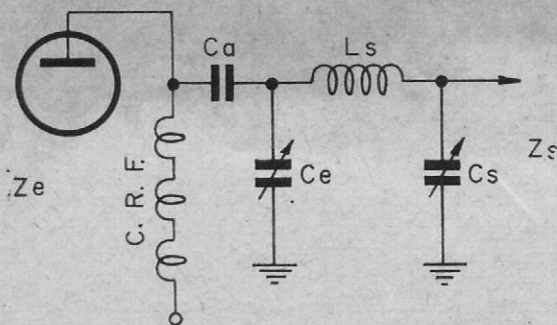


Figura 1

- Acoplador em "PI"
 Z_e = Impedância de entrada
 Z_s = Impedância de saída
 C_a = Condensador de acoplamento
 C_e = Condensador de entrada
 C_s = Condensador de saída
 L_s = Indutância de sintonia

quedas de tensão que ocorrem nos elementos que são atravessados pela corrente de placa, tais como: secundário do transformador de modulação, miliamperímetro, reator de R.F. e resistor de polarização de cátodo, caso se empregue esse sistema de proteção no estágio de R.F.

Vamos agora aos primeiros cálculos ou ponderações. O condensador C_a que transfere a energia de placa para o acoplador deverá ser de tal ordem que apresente uma reatância ínfima nas frequências de trabalho. Na prática, a partir de 3,5 MHz, basta uma condensador de 1.000 pF com relação adequada.

Para estágios modulados em grade auxiliar (Gr2) ou em placa sistema Heising a reator, a tensão mínima requerida para C_a deve ser igual a duas vezes a tensão de +B. Para modulação em placa de alto nível o mínimo será de três vezes.

Uma vez conhecida a impedância de entrada, Z_e , já podemos calcular C_e , cujo valor em pF será dado pela fórmula "amaciada":

$$C_e = \frac{180.000}{0,1 \times Z_e \times F} \quad \text{sendo}$$

- C_e = Condensador de entrada, em pF
 Z_e = Impedância de entrada, em ohms
 F = Frequência, em MHz

Essa será a capacitância que deverá estar em trabalho quando o transmissor estiver corretamente sintonizado e carregado, e incluirá em seu todo a capacitância de saída da válvula e mais as parasitas da montagem.

Nesse ponto aparece mais uma verdade. O valor calculado para C_e só será válido para uma

única frequência e para a Z_e estabelecida. Na prática, o que fazemos é, como sempre, contemporizar, calculando o seu valor para a frequência central de cada faixa.

O valor de L_s será obtido pela fórmula:

$$L_s = \frac{Z_e}{60 \times F} \quad (\text{em } \mu\text{H})$$

e o de C_s , pela fórmula:

$$C_s = \frac{250.000}{\sqrt{Z_e} \times F} \quad (\text{em pF})$$

válido para Z_s de 50 a 100 Ω , sendo a principal simbologia a mesma já exposta anteriormente, utilizando-se também a frequência central da faixa.

Todas as fórmulas empregadas foram elaboradas, tomando como base um "Q" de 10 a 12, conforme se recomenda para trabalho em forma e os resultados obtidos serão exatos dentro de 2 a 5%, mas na hora de montar o "treco" pode aparecer encrenca.

Por exemplo, quando estamos na faixa de 10 m (28 MHz) conforme as condições de trabalho adotadas no estágio, as quais determinam o valor de Z_e , o valor calculado para C_e poderá ser de tal ordem que a própria capacitância parasita inicial, incluindo a da válvula, já superará esse valor, tornando inclusive, muito difícil a operação com duas válvulas em paralelo.

A solução prática que se impõe é óbvia: desrespeitar a lei, acomodando-se às condições imperativas, aceitando e conformando-se com os resultados obtidos que afortunadamente não são tão maus assim.

Temos realizado vários trabalhos práticos e experimentais empregando essa técnica e estamos satisfeitos com os resultados obtidos.

Vejamos, agora, para ilustração dos nossos leitores, um exemplo de aplicações práticas. Suponhamos um estágio de saída de RF com uma válvula 6146, trabalhando com uma tensão real de placa de 400 V e uma corrente de 0,1 A (100 mA), trabalhando com uma carga de antena de 75 Ω .

Utilizando as fórmulas já conhecidas, calculamos os valores necessários aos elementos do nosso PI, para a frequência central da faixa de 40 m, igual a 7,15 MHz. Esses valores serão:

$$Z_{ee} = \frac{400}{0,2} = 2.000 \Omega$$

$$C_e = \frac{180.000}{0,1 \times 2.000 \times 7,15} = 125 \text{ pF}$$

$$L_s = \frac{2.000}{60 \times 7,15} = 4,7 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_s = \frac{250.000}{2.000 \times 7,15} = 782 \text{ pF}$$

Na prática, o mais provável é que se deseje operar pelo menos em 40, 20, 15 e 10 m, quando então necessitaremos comutar diferentes valores para L_s e rodar os variáveis para correta sintonia e acoplamento em cada faixa.

Os valores de L_s para 10, 15, 20 e 40 m seriam, respectivamente: 1,15 — 1,57 — 2,35 — 4,67 μH . Esses valores foram calculados para a frequência central de cada faixa.

Na construção de um acoplador para quatro faixas, poderíamos empregar quatro bobinas separadas, com os valores acima, ou um sistema aditivo que totalize a quantidade necessária para cada faixa. Nesse caso as quatro bobinas ou seções de bobina teriam os seguintes valores: 1,15 μH , para 10 m, mais 0,42 para somar 1,57 necessários aos 15 m, mais 0,78 que somaria 2,35 e mais 2,32 μH para completar o total necessário aos 40 m.

Na construção desse acoplador, devemos ainda considerar as características necessárias aos seus componentes e também a correta disposição dos mesmos a fim de assegurar o máximo desempenho.

O condensador C_e deverá satisfazer os mesmos requisitos de isolamento recomendados para o de transferência de energia, (C_a), conforme as condições apontadas.

O condensador de saída, C_s , deverá ser capaz de conduzir uma elevada corrente de RF, embora a tensão de saída no lado da antena seja relativamente baixa. Nessa posição, os condensadores variáveis mais "taludos" empregados em recepção servem perfeitamente para transmissores com potência de entrada até 1 KW, trabalhando com impedância de saída entre 50 e 75 Ω .

A bobina L_s deverá ser construída em formas de baixas perdas e com fios de diâmetro generoso, adequados à potência de trabalho. Os tubos de PVC de parede grossa oferecem excelentes características elétricas e mecânicas e resistem a temperaturas da ordem de 70 graus centígrados, sem se deformar.

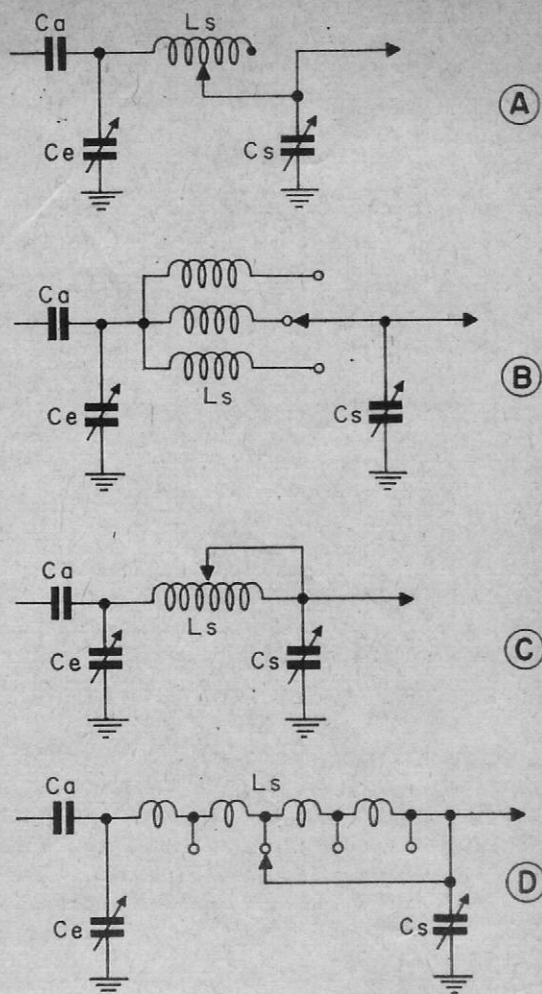


Figura 2

A, B e C — Configurações incorretas para acoplamentos em "PI"
D — Configuração correta.

As perdas predominantes nas bobinas, desde que a fôrma seja de boa qualidade, são produzidas no fio do enrolamento. A resistência que um determinado fio oferece a RF poderá ser até de algumas centenas de vezes a que oferece a corrente contínua, dependendo de uma série de fatores tais como: diâmetro do fio, espaçamento entre espiras, relação diâmetro-comprimento do enrolamento e frequência de trabalho.

A bobina de menores perdas e, portanto, de maior "Q" será aquela cujo diâmetro seja igual a 1,5 vez o seu comprimento. Essa bobina seria, no entanto, incômoda e na prática teremos uma bobina ainda muito boa, se fizermos o diâmetro igual ao comprimento. O afastamento entre as espiras será sempre benéfico, pelo menos nas frequências a partir de 7 MHz e obteremos o máximo de benefício desde que esse

espaçamento seja pelo menos igual ao diâmetro do fio.

Também o sistema empregado para comutações de faixas é de vital importância no desempenho do acoplador em PI e, devido a certos erros que geralmente são cometidos, a energia de RF fica "enlatada" no acoplador e não vai para a antena.

Na figura nº 2 temos três erros graves: em A a impedância é ajustada por meio de um cursor ou uma chave comutadora de derivações; a parte não utilizada poderá, por uma coincidência, ressonar em uma das faixas, absorvendo energia que não irá para a antena e será dissipada sob a forma de calor. Em B, embora a configuração seja diferente, ocorrerá o mesmo fenômeno. Finalmente em C, a fim de evitar o que ocorre em A, foi usada uma chave ou cursor que vai produzindo um curto-circuito parcial sobre uma bobina dimensionada para 40 m; as partes em curto-circuito absorvem energia da parte útil, dissipando-a e aquecendo a bobina.

Na mesma figura, vemos em D a configuração correta: quatro bobinas independentes, não acopladas entre elas e gradualmente postas em curto à medida que avançamos para as ondas mais curtas. Nessas condições, não há absorções por curto-circuito nem por "pontos mortos".

A chave seletora empregada deve ser robusta e de ação positiva, dispondo de contatos de baixa resistência, capazes de conduzir a corrente de RF, que guarda relação com a potência do transmissor. Convém que o seu "braço" móvel fique para o lado da Cs, onde a tensão de RF é menor, mas mesmo assim o isolamento entre os contatos dêste para o chassi deve ser também adequado às tensões de RF, cujas exigências serão as mesmas aplicadas para Ca e Ce.

Como medida de proteção ao operador, os eixos de comando de Ce, Cs e da chave seletora devem estar eficientemente ligadas ao chassi, o que normalmente ocorre com o emprego de painéis metálicos.

Como já sabemos calcular e construir o nosso acoplador em PI, resta-nos somente o cálculo das bobinas, o que não é muito simples. Existem, pelo menos, vinte fórmulas que dão sempre resultados "bastante aprimorados".

O assunto é bastante difícil para todos e nós também não podemos fazer o "milagre", mas tentaremos tornar menos árduo o caminho a percorrer. Se estabelecermos um condicionamento básico, fazendo o comprimento do enrolamento igual ao diâmetro do externo da fôrma, teremos uma bobina de altíssima qualidade e um cálculo facilitado e assim teremos:

TABELA DE FÔRMAS E FIOS

d (cm)	We (watts)	F' (MHz)					Nº dos fios
		3,5	7	14	21	28	
2	10	22	20	18	16	14	
3	20	21	19	17	15	13	
4	40	20	18	16	14	12	
5	80	19	17	15	13	11	
6	160	18	16	14	12	10	
7	320	17	15	13	11	9	
8	640	16	14	12	10	8	

- L = $0,007 \times d \times N^2$, sendo
- L = Indutância, em microhenrys
- d = Diâmetro, em centímetros
- N = Número de espiras

e daí se deriva:

$$N = \sqrt{\frac{L}{0,007 \times d}}$$

no caso da bobina de 4,7 mH do nosso exemplo prático, tomando um tubo com diâmetro externo de 4 cm, teremos;

$$N = \sqrt{\frac{4,7}{0,007 \times 4}} = 12,2 \text{ espiras}$$

as quais deverão ser espaçadas sobre um comprimento de 4 cm, pois condicionamos que o comprimento seria igual ao diâmetro.

A escolha inicial do diâmetro da fôrma, assim como o fio a empregar, deve guardar certa relação com a potência do estágio de RF e com a frequência de trabalho.

Para isso, elaboramos a tabela anexa que, no entanto, pode ser manejada com certa flexibilidade, atendendo aos problemas particulares de cada projeto. É possível que em um transmissor de 10 W necessitemos de uma bobina de 25 μ H, com fio nº 22, requerendo 42 espiras para uma fôrma com 2 cm de diâmetro. Como o enrolamento deve ficar confinado a um comprimento igual ao diâmetro, é lógico que não caberá e deveremos adotar uma fôrma de menor diâmetro.

No tocante aos fios, poderemos também aceitar certa contemporização, porém nunca além de um número mais fino. Ω