

CAPÍTULO 9

SUPRESSÃO DE INTERFERÊNCIA RADIOELÉTRICA (RFI) NAS FONTES CHAVEADAS

9.1 - Introdução

Nas fontes chaveadas, as interferências por radiofrequência podem ser transmitidas por radiação direta ou por condução, através dos terminais de entrada e de saída.

A radiação para o exterior pode ser reduzida, colocando-se a fonte dentro de uma caixa metálica, devidamente perfurada para permitir a evacuação de calor (blindagem).

As interferências que são transmitidas pelos terminais são mais difíceis de serem suprimidas. A preocupação maior é com a interferência que a fonte produz nos terminais de entrada, que acabam se propagando para outros equipamentos, podendo provocar ruídos e mau funcionamento.

9.2 - Especificações dos níveis de interferência

Os níveis de interferência que uma fonte chaveada pode gerar são estabelecidos por normas internacionais. Normalmente, se uma fonte produz nos terminais de entrada, para frequências superiores a

150kHz, um nível de interferência menor que + 54dB/ μ V, ou 500 μ V, ela é aceita em todos os países. Tais níveis são especificados para frequências menores que 30MHz.

Na medição dos níveis de rádio interferência produzidos por uma fonte chaveada, é empregado o método representado esquematicamente na Fig. 9.1.

$$L_1 = L_2 = 500\mu\text{H}$$

$$C_1 = C_2 = 0,1\mu\text{F}$$

$$R_1 = R_2 = 150\Omega$$

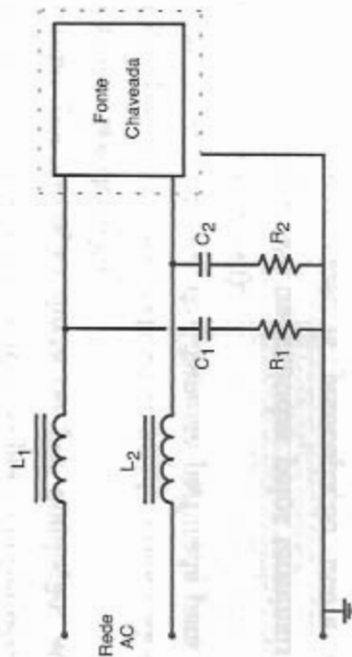


Fig. 9.1: Circuito para medição.

R_1 e R_2 representam a impedância típica da rede AC que alimenta a fonte, para frequências de 0,15MHz a 30MHz.

C_1 , C_2 , R_1 e R_2 constituem a rede artificial, para permitir a medição dos níveis de interferência.

C_1 e C_2 apresentam baixa impedância para os sinais de radiofrequência.

L_1 e L_2 impedem que os sinais de ruído gerados pela fonte sejam desviados para um caminho diferente da rede artificial.

As correntes parasitas, ao circular em R_1 e R_2 , provocam quedas de tensão que são medidas em dB/1 μ V com a ajuda de um voltímetro seletivo, que em princípio funciona como um receptor de rádio. Com o voltímetro seletivo, pode-se medir o nível de interferência para toda a faixa de frequência, de 0,15MHz a 30MHz, e traçar a curva.

9.3 - Causas da Interferência

Seja o circuito representado na Fig. 9.2.

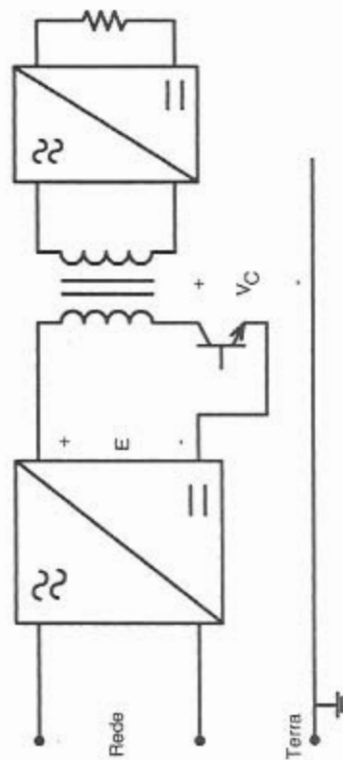


Fig. 9.2: Fonte Chaveada.

A comutação do transistor resulta no aparecimento de uma tensão V_C , alternada, em relação à terra, com a forma representada na Fig. 9.3, de forma simplificada.

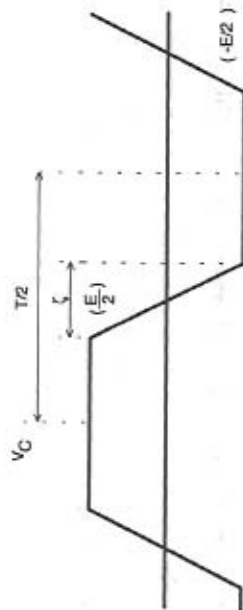


Fig. 9.3: Tensão V_C em relação à terra.

A expressão (9.1) apresenta os coeficientes da Série de Fourier, da tensão V_C .

$$V_n = 2E \left[\frac{1}{n^2 f \pi^2 \zeta} \sin^2 \left(\frac{\pi}{n} \right) \right] \sin(nf\pi\zeta) \quad (9.1)$$

onde:

$$f = \frac{1}{T} \quad (\text{frequência de comutação}) \quad (9.2)$$

$n = 1, 3, 5, \dots$ (ordem da harmônica)

Seja o caso particular em que:

$$f = 50 \text{ kHz}$$

$$\zeta = 500 \text{ nS}$$

$$E = 150 \text{ V}$$

$$n = 1 \text{ a } 1000$$

Os coeficientes de Fourier calculados estão representados na Fig.

9.4.

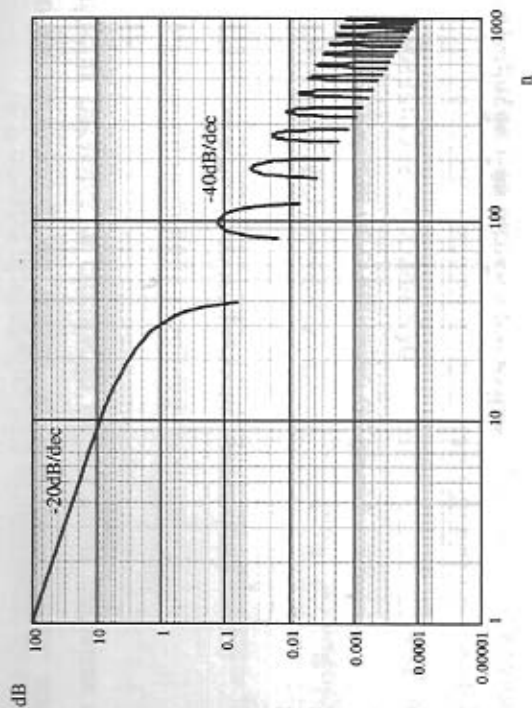


Fig. 9.4: Espectro de Fourier da tensão V_C .

Seja $n = 3$. Assim:

$$f_3 = nf = 150 \text{ kHz}$$

Assim:

$$V_3 = 31,537 \text{ V}$$

Desse modo, a harmônica de 150kHz possui uma amplitude de 7,885V. Assim:

$$V_{3\text{dB}} = 20 \log \frac{V_3}{1 \mu\text{V}} = 20 \log \frac{31,537 \text{ V}}{1 \mu\text{V}}$$

$$V_{3\text{dB}} = 20 \log 31,537 \cdot 10^6$$

$$V_{3dB} = 150dB/\mu V$$

São as harmônicas da tensão V_C que provocarão, através das capacitâncias parasitas, a circulação de correntes parasitas de rádio-freqüência.

As amplitudes das tensões parasitas dependem:

- Da tensão de alimentação E ;
- Da freqüência de comutação da fonte;
- Dos tempos de comutação.

9.4 - Propagação das tensões parasitas

Os interruptores (transistores, MOSFETs, IGBTs, etc...) normalmente, são isolados do dissipador por isoladores cerâmicos, plásticos ou de mica, ou seja, materiais que apresentam boa condutibilidade térmica e má condutibilidade elétrica.

Desse modo, o interruptor mais o dissipador, isolados por um dielétrico, formam um capacitor, cujo valor de capacitância é dado na tabela seguinte:

Isolante	Espessura (mm)	C calculado (pF)	C medido (pF)	ϵ_R
Mica	0,1	155	160	3,5
Plástico	0,2	93	96	4,2
Cerâmica	2,0	20	23	9,0

* para encapsulamento TO-3.

O valor da capacitância é calculado pela relação 9.3.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_R \frac{\text{Área}}{\text{Espessura}} \quad (9.3)$$

$$\epsilon_0 = 8,855 \text{pF/m} \quad (9.4)$$

ϵ_0 - coeficiente dielétrico do ar.

Normalmente o dissipador é aterrado. Desse modo, o capacitor parasita passa a ter um dos seus lados conectado ao terminal de terra. Sejam as Figs. 9.5 e 9.6.

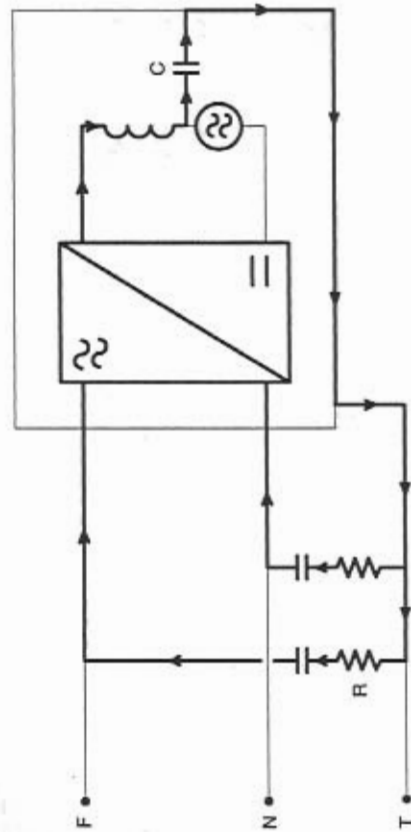


Fig. 9.5: Correntes parasitas assimétricas, que produzem tensões de modo comum na rede artificial.

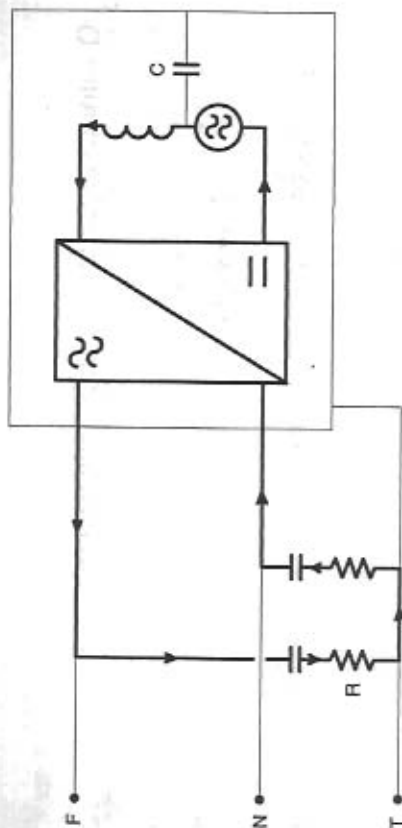


Fig. 9.6: Correntes parasitas simétricas, que produzem quedas de tensão de modo diferencial na rede artificial.

9.5 - Exemplo numérico

Seja:

$$C = 150\text{pF}$$

$$f_3 = 150\text{kHz} \text{ (frequência da terceira harmônica)}$$

$$V_3 = 31,537\text{V}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 150}$$

$$X_C = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 0,15 \cdot 0,15 \cdot 10^6} = \frac{10^3}{2\pi \cdot 0,15^2} = 7073\Omega$$

Assim:

$$i_3 = \frac{V_3}{X_C} = \frac{31,537}{7073} = 4,46\text{mA}$$

Assim, a tensão parasita na frequência de 150kHz provoca a circulação de uma corrente parasita de 4,46mA, que, ao circular pela resistência de 150Ω, produz uma tensão nos terminais de entrada da fonte. Assim:

$$\Delta V_3 = \frac{R}{2} i_3 = \frac{150}{2} 4,46\text{m} = 334,5\text{mV}$$

Assim:

$$\Delta V_{3\text{dB}} = 20 \log \frac{334,5\text{mV}}{1\mu\text{V}} \approx 170,5\text{dB}$$

Como as normas permitem apenas 54dB de nível de interferência, alguma providência deve ser tomada no presente caso.

9.6 - Métodos para redução da rádio-interferência

Os métodos recomendados para a redução das interferências são os seguintes:

- Redução da capacitância de acoplamento entre o encapsulamento e o dissipador.**

Uma redução na capacitância poderia ser obtida com o emprego de um isolador de cerâmica. O seu emprego, por outro lado, não é bem aceito, por ser muito caro e muito frágil.

b) Isolamento do dissipador em relação à massa.

Manter o dissipador afastado do terra da fonte pode ser uma boa medida.

Vamos tomar como exemplo um dissipador de 70mm x 130mm, situado a uma distância x em relação à carcaça da fonte. A capacitância de acoplamento entre o dissipador e a carcaça é:

$$\begin{array}{ll} C_x = 80\text{pF} & \text{para } x = 1\text{mm} \\ C_x = 4\text{pF} & \text{para } x = 2\text{cm} \end{array}$$

Por outro lado, a capacitância entre o dissipador e o interruptor para um isolador de mica é:

$$C = 150\text{pF}$$

Assim, a capacitância entre o interruptor e a carcaça da fonte C_{TC} , é dada pela relação 9.5.

$$C_{TC} = \frac{CC_x}{C + C_x} \quad (9.5)$$

Assim, para $x = 2\text{cm}$, obtém-se:

$$C_{TC} = \frac{150 \cdot 4}{150 + 4} \approx 3,9\text{pF} \quad (9.6)$$

Assim, a harmônica de 150kHz produzirá a seguinte corrente:

$$i_3 = 2\pi f C_{TC} V_3 \quad (9.7)$$

$$i_3 = 2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 3,9 \cdot 10^{-12} \cdot 31,537 = 115,92\mu\text{A}$$

Esta corrente parasita provoca uma queda de tensão na impedância de linha dada por:

$$V_3 = \frac{150}{2} 115,92\mu = 8694\mu\text{V}$$

Assim:

$$\Delta V_{3\text{dB}} = 20 \log 8694\mu / 1\mu\text{V}$$

$$\boxed{\Delta V_{3\text{dB}} = 78,78\text{dB}}$$

Assim, o exemplo demonstra que o isolamento do dissipador da carcaça (terra) reduz o nível de ruído na entrada de 170,5dB para 78,78dB.

A principal vantagem do método proposto é o baixo custo.

c) Placa condutora entre o interruptor e o dissipador.

Esta técnica está representada esquematicamente na Fig. 9.7.

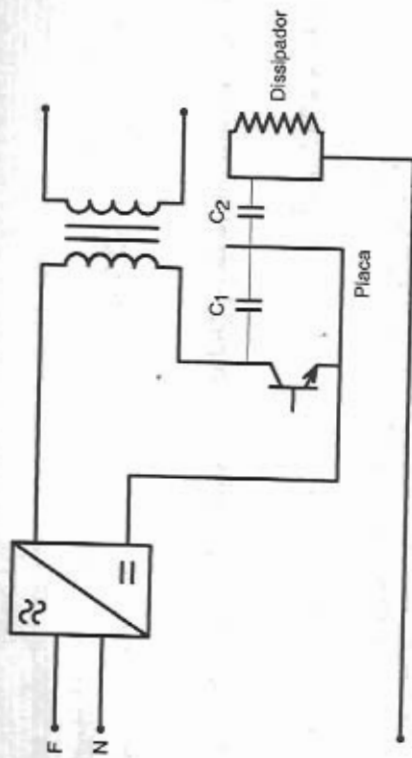


Fig. 9.7: Placa condutora entre o interruptor e o dissipador.

As correntes parasitas circulam por C_1 , pelo interruptor e pela placa condutora. São empregados dois isoladores de mica, um entre a placa e o dissipador, e outro entre a placa e o coletor do transistor.

d) Emprego de filtro de rede.

d.1) Para correntes simétricas (Fig. 9.8)

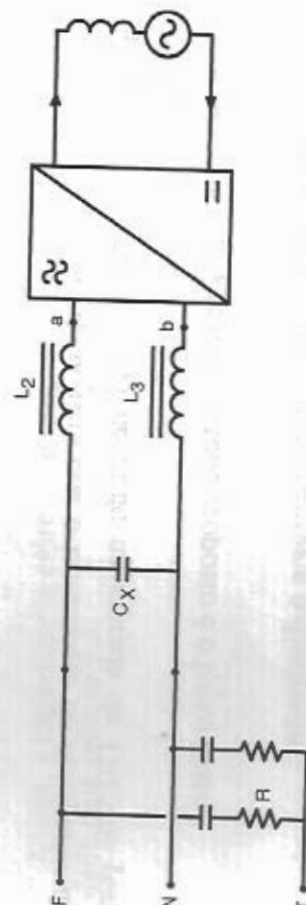


Fig. 9.8: Filtro de rede para correntes simétricas.

O capacitor C_x apresenta baixa impedância para as correntes simétricas e impede que elas circulem pelos resistores R que constituem a impedância de rede.

A filtragem dessas correntes é completada por dois indutores com núcleo de ferro, L_2 e L_3 .

O circuito equivalente para as correntes simétricas está representado na Fig. 9.9.

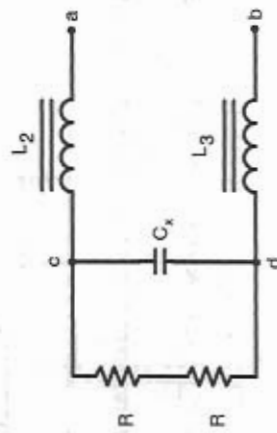


Fig. 9.9: Circuito equivalente para as correntes simétricas.

A impedância entre os pontos cd é dada pela relação 9.8.

$$Z_{cd} = \frac{-j2RX_C}{2R - jX_C} = \frac{-j2R / \omega C_X}{2R - \frac{j}{\omega C_X}} \quad (9.8)$$

$$Z_{cd} = \frac{2R}{1 + j2R\omega X_C} \quad (9.9)$$

Na medida que C_x aumenta, Z_{cd} diminui e as interferências geradas pelas correntes simétricas se reduzem.

d.2) Para correntes assimétricas (Fig. 9.10)

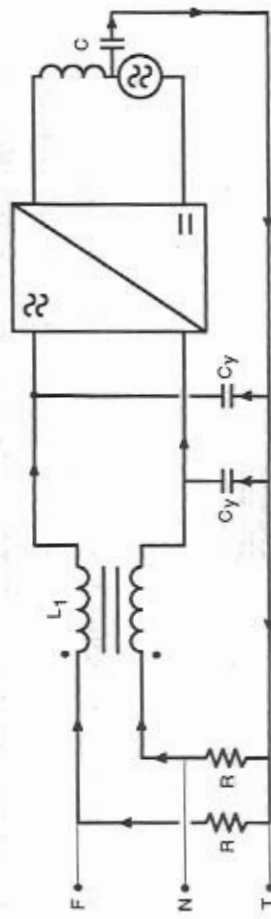


Fig. 9.10: Filtro de rede para correntes parasitas assimétricas.

O filtro é constituído por dois capacitores C_y e por um indutor construído com um núcleo toroidal de ferrite com dois enrolamentos de alta indutância.

O transformador é enrolado de tal modo que para a corrente principal, positiva num lado, negativa no outro, a indutância resultante é igual à indutância total de dispersão. Se for empregado enrolamento bifilar, com núcleo toroidal, a dispersão torna-se praticamente nula. Nesse caso, se os dois enrolamentos forem iguais em número de espiras, o núcleo não saturará e a oposição à corrente principal será realmente nula.

A oposição às correntes parasitas assimétricas será igual ao dobro da indutância medida de um dos lados. Nesse fato reside o interesse do emprego de um indutor de dois enrolamentos num único núcleo.

- ϕ_1 - fluxo mútuo produzido por i_1 .
- $\phi\ell_1$ - fluxo de dispersão produzido por i_1 .
- ϕ_2 - fluxo mútuo produzido por i_2 .
- $\phi\ell_2$ - fluxo de dispersão produzido por i_2 .

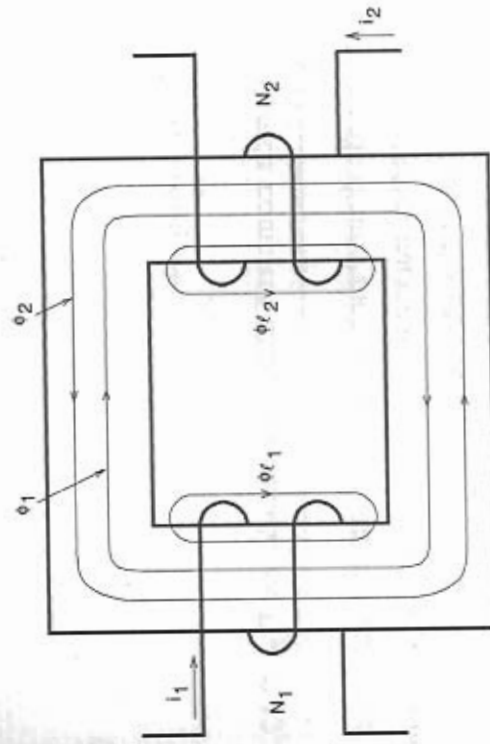


Fig. 9.11: Fluxos em um núcleo com dois enrolamentos.

Seja $N_1 = N_2$

$$i_1 = i_2$$

Assim:

$$\phi_1 = \phi_2$$

$$\phi\ell_1 = \phi\ell_2$$

$$\phi = \phi_1 - \phi_2$$

(9.14)

ϕ - fluxo total mútuo no núcleo

Assim, para os sentidos das correntes mostradas, $\phi = 0$ e o único fluxo existente é o disperso.

Se uma das correntes se inverter, tem-se:

$$\phi = 2\phi_1 = 2\phi_2$$

(9.15)

d.3) Filtro de rede completo

O filtro de rede completo está representado na Fig. 9.12, com valores típicos.

O filtro de rede é uma medida que permite atenuar ainda mais eficazmente as correntes parasitas; é recomendado que se empregue juntamente com um dos métodos descritos neste capítulo.

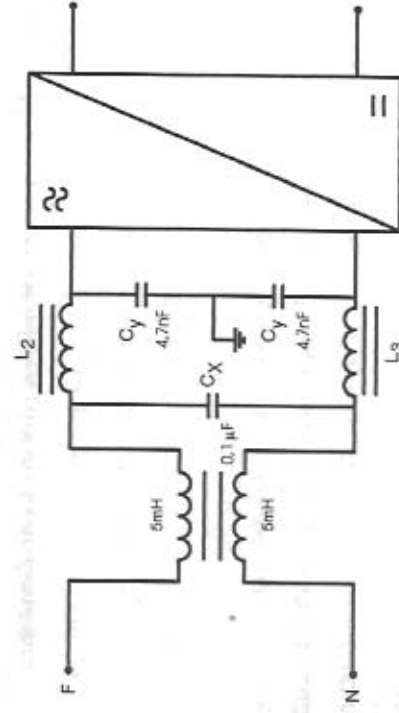


Fig. 9.12: Filtro completo de rede.

9.7 - Influência da capacitância entre enrolamentos

Seja a Fig. 9.13.

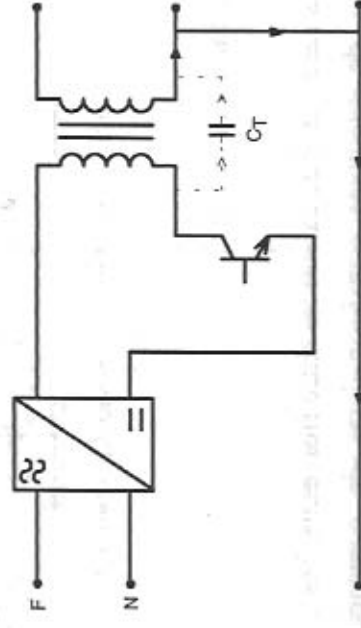


Fig. 9.13: Representação da capacitância entre enrolamentos.

Nela aparece o capacitor C_T , que propicia um outro caminho para a circulação das correntes parasitas.

O filtro de rede serve igualmente para atenuar as correntes provocadas pela presença do capacitor dos enrolamentos.

Outra medida que pode ser tomada é o emprego de duas "grades" condutoras, uma ligada ao primário e outra ao secundário do transformador, como está representado na Fig. 9.14.

As "grades" podem ser uma fina lâmina de cobre. Desse modo as correntes causadoras de ruídos gerados no primário retornam ao primário, o mesmo ocorrendo com o secundário.

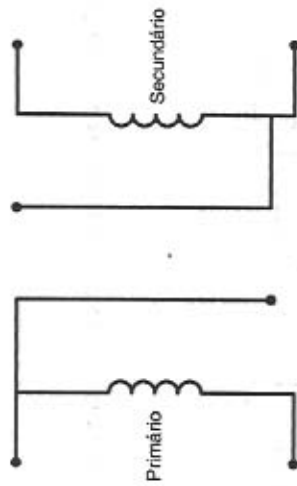


Fig. 9.14: "Grades" para atenuar o efeito da capacitância entre enrolamentos.

9.8 - Outras fontes de ruído

Todas as capacitâncias existentes entre fios, entre fios e terra e nos enrolamentos de eventuais transformadores de comando de base podem propagar ruído. Além disso, as correntes parasitas podem se propagar por acoplamento indutivo.

Alguns cuidados com o *layout* podem ajudar muito na eliminação de ruídos.

Malhas de grande extensão funcionam como verdadeiras antenas transmissoras.

Nas Figs. 9.15 e 9.16 estão representados dois *layouts*, um considerado bom e outro considerado ruim.

Outra fonte importante de interferência é a recuperação dos diodos no estágio de saída, que geralmente é intensa na gama de 10MHz a 30MHz. Uma solução recomendada é o emprego de diodos rápidos do tipo *soft-recovery* ou a associação de pequenos capacitores em paralelo com os diodos.

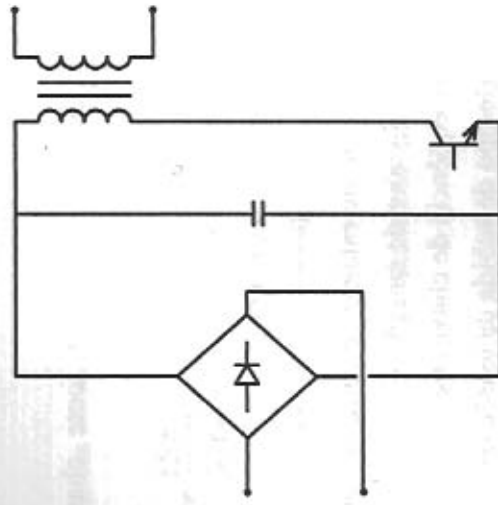


Fig. 9.15: Exemplo de layout ruim.

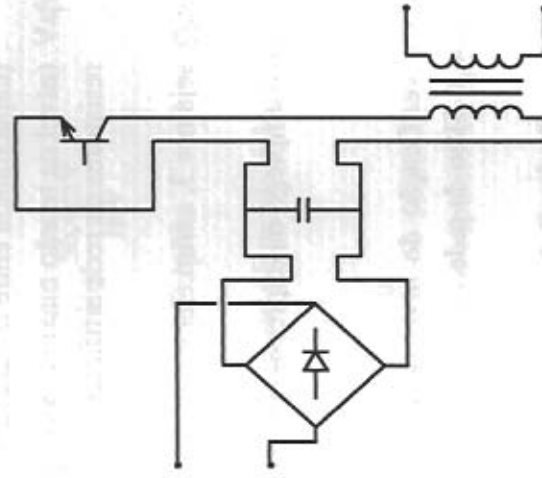


Fig. 9.16: Exemplo de layout bom.

9.9 - Exemplo de cálculo de filtro de rede

Calcular o filtro de rede para uma fonte chaveada, com os seguintes dados:

$V_{CA} = 220V$	(tensão da rede).
$f = 60Hz$	(frequência de rede).
$P = 150W$	(potência de entrada da fonte).
$E = 75V$	(tensão no estágio de corrente contínua, após o retificador de entrada).
$f_s = 50kHz$	(frequência de chaveamento).
$\zeta = 500ns$	(tempo de subida da tensão de coletor do transistor).
$C = 50pF$	(capacitância entre o transistor e a carcaça).
$V_{RdB} = 54dB/\mu V$	(nível da tensão máxima permitida nos resistores da rede artificial, para 150kHz).

PRIMEIRO PASSO: seja $n = 3$, assim:

$f_3 = 150kHz$. Com o emprego da expressão (9.1) obtém-se:
 $V_3 = 15,8V$

SEGUNDO PASSO: verificação do nível de interferência de modo comum produzido sem o filtro de rede.

$$X_{C_3} = \frac{1}{\omega_3 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} \cong 21k\Omega$$

X_{C_3} - reatância oferecida pelo capacitor C para f_3 .

$$i_{C_3} = \frac{V_3}{X_{C_3}} = \frac{15,8V}{21k\Omega} = 0,752mA$$

i_{C_3} - corrente parasita através de C, na frequência f_3 .

A queda de tensão nos dois resistores da rede artificial associados em paralelo será:

$$V_{R3} = \frac{R}{2} i_{C_3} = 75 \cdot 0,752mA = 56,4mV$$

$$V_{R3dB} = 20 \log \frac{V_3}{1\mu V} = 20 \log \frac{56,4mV}{1\mu V}$$

$$V_{R3dB} = 20 \log 4,75 = 95dB/\mu V$$

Seja ΔV_3 a atenuação a ser oferecida pelo filtro.
 Assim:

$$\Delta V_{3dB} = 95 - 54 = 41dB/\mu V$$

TERCEIRO PASSO: escolha dos capacitores C_y de modo comum.

Em geral adota-se o valor de 5nF para C_y para limitar as correntes de fuga para a massa e para proteger os usuários.

QUARTO PASSO: escolha do indutor L_o para filtrar correntes de modo comum.

O circuito equivalente é mostrado na Fig. 9.17.

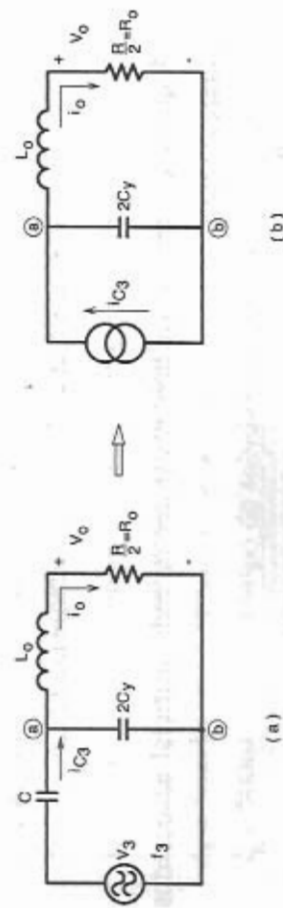


Fig. 9.17; Circuito equivalente para o cálculo do indutor de filtragem de modo comum.

$X_{C_3} = 21 \text{ k}\Omega$ (calculado no 2º passo)

$$X_{C_3} = \frac{1}{\omega_3 C_3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 10^{-9}} = 106 \Omega$$

Como $X_{C_3} \gg X_{C_y}$, a corrente i_{C_3} torna-se independente do filtro de modo comum e o circuito passa a ser representado pela Fig. 9.18b.

Para $V_{o,db} = 54 \text{ dB}/\mu\text{V}$, obtém-se:

$$54 = 20 \log \frac{V_o}{1 \mu\text{V}}$$

Assim:

$$V_o = 500 \mu\text{V}$$

$$i_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{500 \mu\text{V}}{75 \Omega} = 0,0067 \text{ mA}$$

Como $i_o \ll i_{C_3}$, a tensão V_{ob} é dada por:

$$V_{ob} = X_{C_y} i_{C_3} = 106 \Omega \cdot 0,752 \text{ mA} \approx 0,08 \text{ V}$$

Seja:

$$\omega_3 L_o \gg R_o \quad \text{assim}$$

$$\omega_3 L_o = \frac{V_{ob}}{i_o} = \frac{0,08 \text{ V}}{0,0067 \text{ mA}} = 11,940 \Omega$$

Assim:

$$L_o = \frac{\omega_3 L_o}{2 \pi f_3} = \frac{11,940}{2 \cdot \pi \cdot 150000} = 12,5 \text{ mH}$$

A indutância de cada enrolamento do indutor será a metade de L_o .

Assim:

$$L_1 = \frac{L_o}{2} = 6,25 \text{ mH}$$

QUINTO PASSO: escolha de C_x .

Seja i_{C_x} , a corrente na frequência da rede de alimentação que circula em C_x . O valor de i_{C_x} é limitado a 1% da corrente de entrada da fonte i .

$$i = \frac{P}{V} = \frac{150}{220} = 0,68A$$

Assim:

$$i_{C_x} = 0,001 i = 0,0068A$$

$$C_x = \frac{i_{C_x}}{2\pi f V} = \frac{0,0068}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 220} = 0,084\mu F$$

Será adotado o valor comercial, assim:

$$C_x = 0,1\mu F$$

SEXTO PASSO: escolha de L_2 e L_3

A queda de tensão ΔV_L provocada pelos indutores L_2 e L_3 associados em série deve ser menor ou igual a 1% da tensão de alimentação.

Assim:

$$V = 220V$$

$$\Delta V_L = 0,01V = 0,01 \cdot 220 = 2,2V$$

Desse modo:

$$\omega (L_2 + L_3) i = \Delta V_L$$

$$L_2 + L_3 = \frac{\Delta V_L}{\omega_0 i} = \frac{2,2}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,68} = 8,58mH$$

$$L_2 = L_3 = \frac{L_2 + L_3}{2} = 4,28mH$$

SÉTIMO PASSO: escolha do resistor de descarga.

As normas prevêem a inclusão de um resistor de descarga em paralelo com o capacitor C_x , cujo valor é calculado pela seguinte expressão:

$$R_D = \frac{t}{2,21C_x}$$

Onde:

$$t = 1s$$

Assim:

$$R_D = \frac{10^6}{2,21 \cdot 0,1} \cong 4,5M\Omega; 1/8W$$

OTTAVO PASSO: resultados do cálculo

$$C_x = 0,1\mu F; 250V; \text{polipropileno}$$

$C_y = 5\text{nF}$; 250V; polipropileno

$L_2 = L_3 = 4,28\text{mH}$

$L_1 = 6,25\text{mH}$, para cada enrolamento do núcleo toroidal de ferrite.

$R_D = 4,5\text{M}\Omega$; 1/8W

O capacitor C_y não pode entrar em curto, pois colocaria a carcaça metálica da fonte em contato com um terminal da rede, oferecendo perigo de choque elétrico. Por isto, devem ser empregados capacitores especialmente projetados para supressão de interferências assimétricas que resistam a tensões alternadas de 1500V_{AC} e 3000V_{DC} .

As especificações para o capacitor C_x são menos rigorosas, pois uma eventual ruptura provocaria apenas curto-circuito entre fase e neutro. Eles são projetados para suportarem picos de tensão menores ou iguais a 1200V .

Vale observar que os indutores para filtragem das correntes simétricas, L_2 e L_3 não são empregados pela maioria dos fabricantes de fontes chaveadas.

Na Fig. 9.18 são apresentados os parâmetros obtidos pelos cálculos.

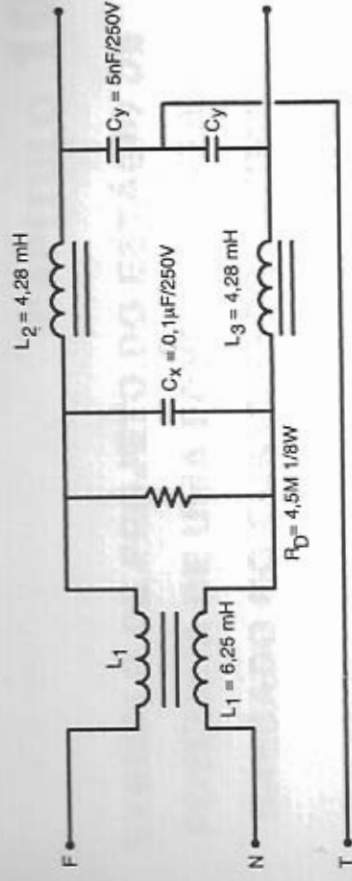


Fig. 9.18: Filtro de rede calculado.