

## 1. Fontes de Alimentação - definições

1.1 **Definição:** dispositivo que converte energia elétrica de uma fonte primária a um receptor a níveis adequados de tensão e/ou corrente.

### 1.2 Especificações e medidas de desempenho

1.2.1 Modos de entrada: tensão (ou corrente) CC ou CA

1.2.2 Modos de saída: única ou múltipla (uma ou várias saídas)

1.2.2.1 Tensão constante (mais comum)

1.2.2.2 Corrente constante (ex.: galvanoplastia etc.)

1.2.2.3 Tensão constante com limitação de corrente

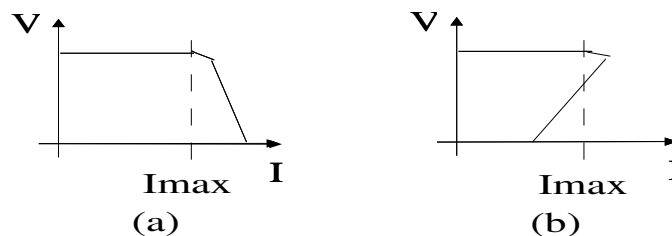


Fig. 1.1.: Curvas características  $V \times I$  (tensão média de saída versus corrente média de saída) para fontes de tensão com limitação de corrente. A curva tipo (b) caracteriza uma limitação do tipo “foldback”.

1.2.2.4 Tensão constante/corrente constante

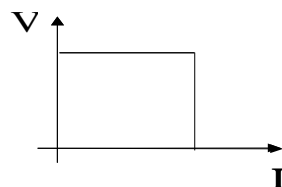


Fig. 1.2: Curva característica  $V \times I$  (tensão média de saída versus corrente média de saída) para uma fonte do tipo tensão constante/corrente constante.

1.2.3 Tensão de entrada: valor, tolerância, frequência CA de entrada

1.2.4 Tensão e corrente de saída (valores nominais)

1.2.5 Potência nominal de saída: em [W]

1.2.6 Tensão de isolamento (entre entrada e saída)

1.2.7 Regulação de carga: variação da tensão e/ou corrente de saída em função da variação da corrente e/ou tensão de saída

1.2.8 Ondulação e ruído na saída (em valor eficaz (RMS) e/ou pico a pico). A grosso modo, a ondulação é uma variação na saída com valor (de pico ou eficaz) praticamente constante e

<sup>1</sup> Baseado em notas de aula do Prof. Waldir Pó

causado pela filtragem não ideal da fonte. O ruído é um fenômeno mais aleatório, causado por ruído térmico nos componentes e/ou transitórios de entrada ou saída. Repare-se que um ruído com valor de pico elevado pode vir a ter um valor eficaz enganosamente baixo.

### 1.2.9 Impedância de saída

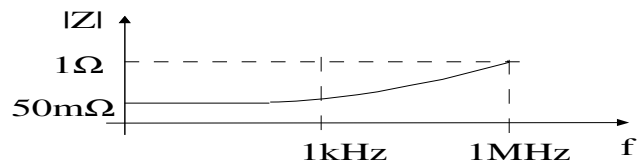


Fig. 1.3: Curva típica de impedância de saída de uma fonte de tensão.

### 1.2.10 Eficiência

$$\eta = \frac{\text{potência de saída total [W]}}{\text{potência de entrada total [W]}} \quad (1.1)$$

1.2.11 Coeficiente de temperatura: variação da tensão/corrente de saída em função da variação de temperatura

1.2.12 Deriva: variação de parâmetros (tensão/corrente de saída, p.ex.) em um período longo de tempo (~ horas), por acomodação térmica dos componentes

1.2.13 Tempos de recuperação

1.2.13.1 Carga: tempo para retornar ao valor de referência (tensão/corrente) após variação da carga

1.2.13.2 Referência: tempo para se atingir o valor de referência após uma variação do valor de referência

1.2.14 Proteções

1.2.14.1 Da fonte

1.2.14.1.1 Sobrecorrente na saída (devido à carga)

1.2.14.1.2 Sobretensão de entrada (devido ao alimentador)

1.2.14.2 Do equipamento alimentado pela fonte

1.2.14.2.1 Sobretensão (devido a falha na fonte)

## 2 Elementos básicos de uma fonte

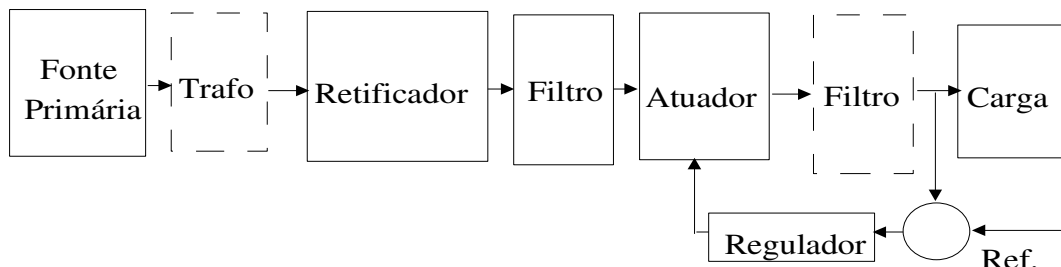


Fig. 2.1: Diagrama de blocos de uma fonte genérica.

- Fonte primária: CC ou CA (frequência da rede ou não);
- Transformador: pode ou não existir;

- Retificador: não controlado (a diodos ), controlado (tiristores) ou síncrono (transistores);
- Filtros: na saída do retificador (se a fonte primária é CA) e na saída do atuador (pode ou não existir). São constituídos por capacitor (filtro C) ou associação de capacitor e indutor (filtro LC);
- Atuador: Chave eletrônica controlada (transistor) operando na região linear (Fonte Linear) ou em modo de chave aberta/fechada (Fonte Chaveada);
- Regulador: linear, compara um valor de referência (tensão, p.ex.) com o valor de saída e age convenientemente no atuador.

A fonte de alimentação é um sistema em malha fechada, com dinâmica conhecida e/ou estimada para fins de projeto de um controlador adequado às especificações de entrada e de saída. O sistema é considerado linear ou é linearizado em torno do ponto de operação.

### 3 Transformadores, retificadores e filtros

As fontes lineares geralmente necessitam de transformador abaixador para:

- adequar a tensão de saída aos valores usuais de tensão de alimentação das cargas (abaixar a tensão);
- realizar o isolamento galvânico da rede CA de entrada em relação à saída CC.

O transformador opera à frequência da rede (50Hz ou 60Hz), o que o torna volumoso e pesado. Devido às (baixas) potências usualmente absorvidas pelas fontes lineares convencionais (<1kW), ele geralmente é monofásico.

A tensão CA do secundário deve ser retificada, pois se deseja uma tensão CC na saída. A retificação é realizada por diodos convencionais em configuração de um ou de dois caminhos (1F1C ou 1F2C), com o enrolamento secundário do transformador em acordo (ver figura 3.1).

A tensão retificada apresenta alta ondulação (igual ao próprio valor de pico da tensão), necessitando-se de de filtro para se diminuir a ondulação a níveis adequados à entrada do regulador (figura 2.1). Por simplicidade e custo são empregados os filtros do tipo C (filtro capacitivo) e LC (filtro indutivo-capacitivo) para filtragem da tensão retificada.

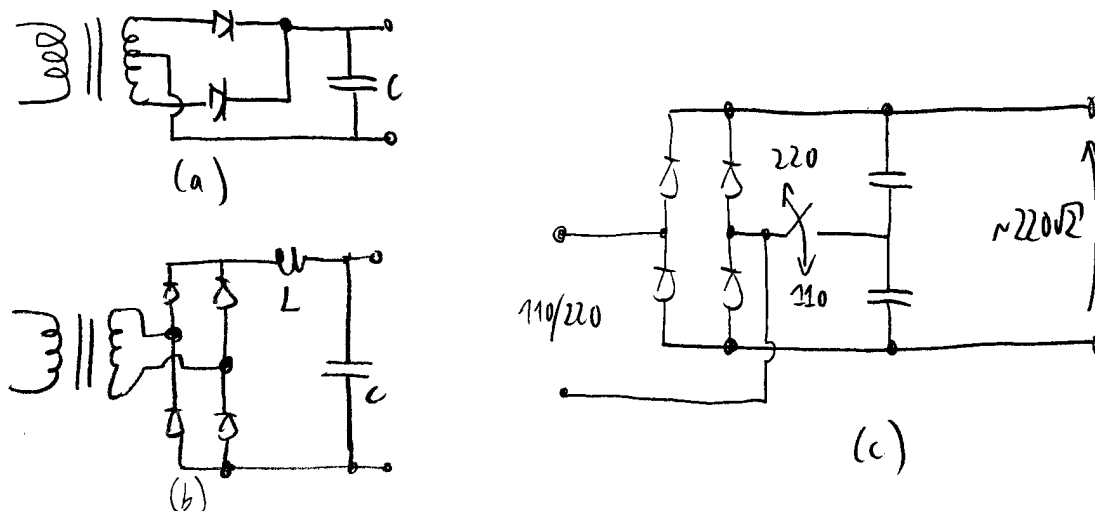


Fig. 3.1: (a) transformador monofásico com derivação (“tap”) ligado a um retificador monofásico de um caminho(1F1C) e filtro tipo C; (b) transformador monofásico ligado a retificador monofásico de um caminho (1F2C) ligado a filtro tipo LC; (c) circuito com filtro capacitivo com derivação central: a tensão de pico de saída é mantida constante, de acordo com a posição da chave. Isto possibilita alimentação com duas tensões de entrada.

A seguir são discutidos métodos simplificados de projeto de filtros, acrescidos de exemplos de dimensionamento de transformadores, retificadores e filtros.

### 3.1 Filtro capacitivo (filtro C)

O dimensionamento exato do filtro capacitivo envolve a aplicação de equações transcendentais (ou seja, sem solução analítica) ou o uso de ferramentas de simulação de circuitos como as várias versões do Spice (<http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE/> ou <http://www.ni.com/white-paper/5413/en/> ou <http://www.linear.com/designtools/software/> (sítios visitados em 18/08/2015)), o PSIM (<http://powersimtech.com/download-demo/> (sítio visitado em 18/08/2015)) ou o PLECS (<http://www.plexim.com/home> (sítio visitado em 18/08/2015)). Propõe-se aqui o uso de um método aproximado para o cálculo deste filtro, que leva a equações analíticas, facilitando o cálculo.

Adotam-se basicamente duas hipóteses simplificadoras:

- a carga, ligada à saída do filtro, é um sorvedouro de corrente constante consumindo a máxima corrente de projeto;
- os diodos do retificador à entrada do filtro conduzem corrente com forma de onda senoidal.

A primeira hipótese visa um projeto conservativo (a favor da segurança): se com a máxima corrente se obtém a ondulação de tensão desejada, com correntes menores a ondulação será ainda menor, satisfazendo-se os requisitos de projeto. O fato de a carga ter corrente constante, além de simplificar as equações, emula o comportamento típico de cargas eletrônicas ligadas a fontes de alimentação. A segunda hipótese baseia-se em medições experimentais de circuitos com tais filtros, nos quais verifica-se que a forma de onda da corrente dos diodos pode ser razoavelmente bem aproximada por formas senoidais.

A figura 3.2 mostra o circuito elétrico genérico para o filtro capacitivo, não se levando em conta se o retificador é de um ou de dois caminhos, mas sim que a retificação é em onda completa.

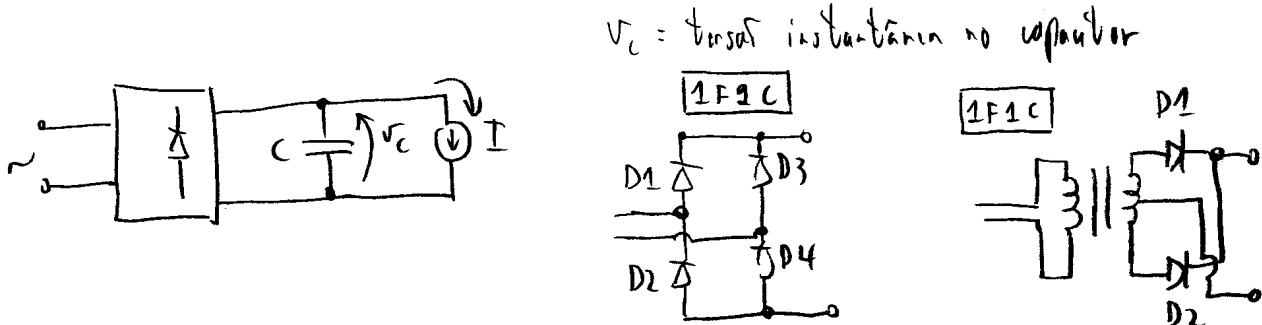


Fig. 3.2: Circuito com retificador em onda completa e filtro capacitivo, alimentando um sorvedouro de corrente constante.

A figura 3.3 mostra as formas de onda de tensão e corrente apontadas no circuito da figura 3.2 (tensão no capacitor C, corrente pelos diodos etc.). Note-se que aqui o período de tempo T corresponde à metade do período da rede CA. Muito cuidado com isso!

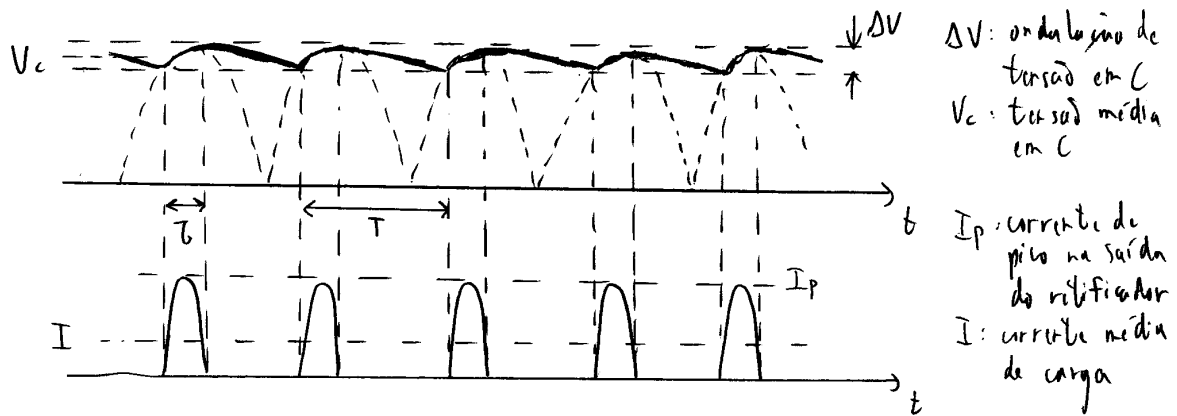


Fig. 3.3: Formas de onda do circuito da figura 3.2.

Note-se que em regime permanente a corrente média do capacitor é nula ( $I_{C\text{médio}}=0$ ) pois a tensão média do capacitor ( $V_C$ ) é constante, indicando que a energia média do capacitor não se altera, o que é esperado em regime permanente. Logo a corrente média na saída do retificador (forma de onda inferior da figura 3.3) é idêntica à corrente média  $I$  na carga.

Os diodos conduzem somente durante o tempo  $\tau$ , enquanto a tensão instantânea na saída do retificador é maior que a tensão instantânea no capacitor. Sendo senoidal a forma de onda desses pulsos, a corrente média pela carga é  $I = \frac{2 \cdot I_P \cdot \tau}{\pi \cdot T}$  (3.1) ( $I_P$  = corrente de pico pelos diodos e  $T$  =

período = metade do período da rede CA). A corrente eficaz por um diodo é  $I_{Def} = \frac{I_P}{2} \cdot \sqrt{\frac{\tau}{T}}$  (3.2).

A corrente média pelos diodos é  $I_{D\text{médio}} = \frac{I}{2}$  conforme pode-se observar por inspeção da figura 3.2.

Como se afirmou, por hipótese, que a corrente de carga é constante igual a  $I$ , enquanto os diodos estão cortados (bloqueados) só o capacitor fornece energia à carga, e a sua tensão decai linearmente, conforme visto na figura 3.2.:

$$i_C = C \cdot \frac{dv}{dt} \Rightarrow I = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t} = C \cdot \frac{\Delta V}{(T - \tau)} \Rightarrow C = \frac{I \cdot (T - \tau)}{\Delta V} \quad (3.3)$$

Verifica-se pela equação (3.3) que para se calcular o capacitor deve-se determinar o tempo de condução  $\tau$  dos diodos. Pela figura 3.3 nota-se que o capacitor se carrega durante  $\tau$ , e a sua tensão sobe  $\Delta V$  até atingir o valor de pico  $V_P$ . Esta curva de subida é cossenoidal, logo:

$$V_P \cdot \cos \tau = V_P - \Delta V \Rightarrow \cos \tau = \frac{V_P - \Delta V}{V_P} \Rightarrow \tau = \cos^{-1} \left( \frac{V_P - \Delta V}{V_P} \right) \quad (3.4)$$

O ângulo  $\tau$  obtido pela equação (3.4) é um número puro, em radianos. Para se convertê-lo para segundos, deve-se dividir (3.4) pela frequência angular  $\omega_{rede} = 2\pi f$ :

$$\tau = \frac{1}{\omega_{rede}} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{V_P - \Delta V}{V_P} \right) [s] \quad (3.4a), \text{ aonde } f \text{ é a frequência da rede CA.}$$

O valor médio de tensão no capacitor ( $V_C$ ) é a própria tensão média de saída do filtro. Conforme a forma de onda da figura 3.3 ela se encontra aproximadamente entre o valor máximo ( $V_P$ ) e mínimo ( $V_P - \Delta V$ ) da tensão no capacitor:  $V_C = V_P - \frac{\Delta V}{2}$  (3.5).

No cálculo do filtro capacitivo devem ser dados: a tensão média, a corrente média e a ondulação de tensão  $\Delta V$ , todas na saída do filtro. São obtidos o próprio valor do capacitor de filtro  $C$ , as correntes (média, eficaz e de pico) e tensões reversas máximas dos diodos retificadores e correntes e tensões nos enrolamentos do transformador na entrada do retificador, o que também permite calcular a potência construtiva deste transformador.

**EXEMPLO 1:** Deseja-se projetar um conjunto trafo+retificador+filtro  $C$  para que se tenha na saída uma tensão média de  $V_c=12[V]$ , uma corrente média  $I=5[A]$  e uma ondulação de tensão  $\Delta V=4[V_{pp}]$ .

**Solução:** Note-se que está se supondo que esta corrente  $I$  é o máximo valor médio que a carga pode absorver para que se atenda à ondulação de tensão especificada. Aumentando-se a corrente, a ondulação  $\Delta V$  será maior, e vice-versa. Supõe-se ainda que a frequência da rede é  $f=60[Hz]$ , logo o período  $T$  será  $t=1/120=8,333\dots[ms]$ .

O tempo de condução  $\tau$  dos diodos é calculado por (3.4a) e (3.5):

$$\tau = \frac{1}{\omega_{rede}} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{V_P - \Delta V}{V_P} \right) = \frac{1}{\omega_{rede}} \cdot \cos^{-1} \left[ \frac{\left( V_c - \frac{\Delta V}{2} \right)}{\left( V_c + \frac{\Delta V}{2} \right)} \right] = \frac{1}{377} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{12-2}{12+2} \right) = 2[ms]$$

De (3.1) e (3.2) saem as correntes de pico e eficaz dos diodos, e sabe-se que a corrente média em um diodo é metade da corrente média de carga (válido tanto em circuitos retificadores de um ou de dois caminhos):

$$I = \frac{2 \cdot I_P \cdot \tau}{\pi \cdot T} \Rightarrow I_P = I \cdot \frac{\pi \cdot T}{2 \cdot \tau} = 5 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 8,333 \frac{m}{2m} \approx 32[A] \quad I_{Def} = \frac{I_P}{2} \cdot \sqrt{\frac{\tau}{T}} = \frac{32}{2} \cdot \sqrt{\frac{2m}{8,333m}} \approx 7,9[A]$$

$$I_{D\text{médio}} = I_D = \frac{I}{2} = \frac{5}{2} = 2,5[A]$$

Nota-se aqui a principal desvantagem do filtro tipo  $C$ : a elevada corrente de pico dos diodos (e dos enrolamentos do transformador) levando a:

- dimensionamento dos diodos regido por esta corrente de pico, levando a correntes eficaz e média nominais destes componentes muito elevados comparados com o valor médio da corrente da carga  $CC$  (não se trata de um super-dimensionamento, mas sim das próprias condições de operação deste tipo de filtro);
- correntes absorvidas da rede  $CA$  com alto conteúdo harmônico, e os problemas decorrentes (excessiva corrente de neutro, poluição harmônica etc.). Note-se que em um dado alimentador  $CA$  (fase) todas as fontes com filtro  $C$  nele ligadas têm a corrente pelos diodos ocorrendo ao mesmo tempo (na região dos picos de tensão  $CA$ ), aumentando a corrente de pico total deste alimentador.

A tensão reversa máxima nos diodos do retificador é igual a  $2V_P$  no caso do circuito de um caminho e  $V_P$  no de dois caminhos, não se levando em conta a eventual queda de tensão direta no(s) diodo(s) que conduz(em). Este resultado pode ser verificado graficamente nos circuitos.

O cálculo do capacitor usa a fórmula (3.3):

$$C = \frac{I \cdot (T - \tau)}{\Delta V} = \frac{5 \cdot (8,333m - 2m)}{4} \approx 7,5[mF]$$

como o valor do capacitor é relativamente alto, necessita-se aplicar um do tipo eletrolítico.

O cálculo do transformador envolve o cálculo das correntes nos enrolamentos secundários e das suas tensões eficazes, para então se calcular a sua potência construtiva, definida como a média aritmética das potências dos enrolamentos primário e secundário.

Tensões nos secundários:

$$1 \text{ caminho} : V_{\text{pico do sec.} - 1 \text{ caminho}} = V_P + V_{\text{queda direto no diodo}} = (14 + 0,7) \Rightarrow V_{\text{eficaz sec.} - 1 \text{ caminho}} \approx 10,5 [V]$$

$$2 \text{ caminhos} : V_{\text{pico do sec.} - 2 \text{ caminhos}} = V_P + 2 \cdot V_{\text{queda direto no diodo}} = (14 + 1,4) \Rightarrow V_{\text{eficaz sec.} - 2 \text{ caminhos}} \approx 11,0 [V]$$

O resultado acima mostra que a tensão eficaz nos secundários não deve ser igualada numericamente com a tensão média na saída do filtro (que é  $V_s = V_c = 12[V]$  neste exemplo), o que é um erro comum no projeto de fontes (ou seja, uma fonte de  $12[V]$  médios de saída não usa um transformador de  $12[V]$  eficazes no secundário).

Potência aparente dos secundários:

$$1 \text{ caminho} : S_{2-1 \text{ caminho}} = 2 \cdot V_{\text{eficaz sec.} - 1 \text{ caminho}} \cdot I_{D_{ef}} = 2 \cdot 10,5 \cdot 7,9 \approx 166 [VA]$$

pois o secundário do circuito de um caminho é composto por dois enrolamentos, cada qual com corrente (eficaz) igual à corrente (eficaz) por um diodo.

$$2 \text{ caminhos} : S_{2-2 \text{ caminhos}} = V_{\text{eficaz sec.} - 2 \text{ caminhos}} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{D_{ef}} = 11 \cdot \sqrt{2} \cdot 7,9 \approx 123 [VA]$$

pois aqui há somente um enrolamento secundário, com corrente (eficaz) composta pela corrente (eficaz) de dois diodos:  $I_{2_{ef}} = \sqrt{2 \cdot I_{D_{ef}}^2} = \sqrt{2} \cdot I_{D_{ef}}$

Supondo-se relação de transformação  $n$  entre primário e secundário, as potências construtivas ficam:

$$S_{\text{trafo} - 1 \text{ caminho}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(V_{ef} \cdot n \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_{D_{ef}}}{n}) + (2 \cdot V_{ef} \cdot I_{D_{ef}})}{2} = \frac{117 + 166}{2} = 141,5 [VA]$$

$$S_{\text{trafo} - 2 \text{ caminhos}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(V_{ef} \cdot n \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_{D_{ef}}}{n}) + (V_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{D_{ef}})}{2} = \frac{123 + 123}{2} = 123 [VA]$$

Conclui-se que o transformador de dois caminhos proporciona um melhor aproveitamento, na comparação com um de um caminho, para uma mesma potência ativa na saída. Isto é devido ao melhor aproveitamento do secundário no circuito de dois caminhos, que conduz corrente nos dois sentidos, ao contrário do de um caminho, com correntes unidirecionais em cada perna do enrolamento secundário.

Não se deve esquecer que para transformadores com potências baixas como os apresentados (da ordem de dezenas de VA), devem ser verificado se efetivamente se consegue corrente eficaz nominal no secundário mantendo-se a tensão nominal, ou seja, deve-se levar em conta a regulação do transformador real, pois não se levou em conta nestes cálculos a influência da reatância e da resistência dos enrolamentos, que pode ser significativa.

### 3.2 Filtro Indutivo-Capacitivo (LC)

O filtro LC (indutivo-capacitivo) é um filtro de valor médio, ou seja, apresenta em sua saída o valor médio da tensão de entrada. O filtro C em contrapartida é um filtro de valor de pico, apresentando em sua saída um valor próximo ao valor de pico da entrada. A figura 3.4 mostra o circuito deste filtro.

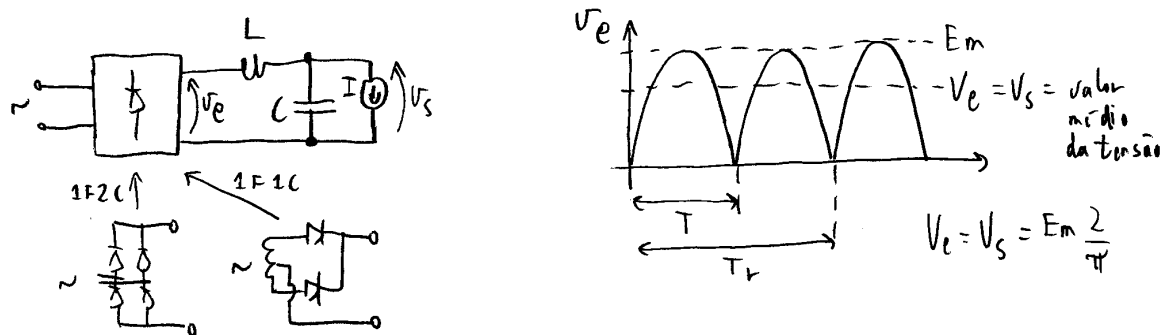


Fig. 3.4: Circuito com retificador em onda completa e filtro indutivo-capacitivo (LC), alimentando um sorvedouro de corrente constante.

A presença do indutor diminui a corrente de pico pelo retificador, com conseqüente diminuição na solitação dos diodos e do transformador, bem como da influência na rede CA. O maior inconveniente é a necessidade de um indutor ferromagnético, com suas desvantagens (peso, custo, volume, necessidade de projeto e construção específicos).

Como no projeto do filtro C visto anteriormente, o objetivo é se simplificar a análise para se obter equações analíticas adequadas para o projeto. As hipóteses adotadas são:

1. ondulação de tensão de saída ( $\Delta V_s$ ) aproximadamente senoidal e muito menor que a ondulação de tensão de entrada ( $\Delta V_e$ );
2. não há descontinuidade de corrente no indutor L, ou seja, sua corrente não se anula ou se anula somente instantaneamente;
3. ondulação de tensão de entrada ( $\Delta V_e$ ) senoidal, com o dobro da freqüência da rede CA.

A hipótese 3 leva em conta que a tensão senoidal retificada em onda completa pode ser decomposta em sua série de Fourier. Como mostrado na figura 3.4, o valor médio da tensão retificada é  $V_e = V_s = E_m \frac{2}{\pi}$ . As componentes harmônicas são todas pares (2, 4...), sendo que a segunda harmônica tem valor de pico  $0,42E_m$ , e a quarta harmônica valor de pico  $0,08E_m$  e assim sucessivamente. Desprezando-se as harmônicas acima da segunda, a tensão retificada pode ser representada por uma associação série de uma fonte de tensão CC com valor médio  $V_s$  e uma tensão senoidal pura com amplitude  $0,84E_m$  de pico a pico com o dobro da freqüência da rede CA ( $\omega=2\omega_r$ ), conforme a figura 3.5. Esta aproximação permite modelar o filtro LC na freqüência da segunda harmônica como um divisor de impedâncias com a tensão de entrada aplicada à associação série LC e a tensão de saída retirada do capacitor. A impedância do sorvedouro de corrente pode ser considerada muito grande, não influenciando no divisor.

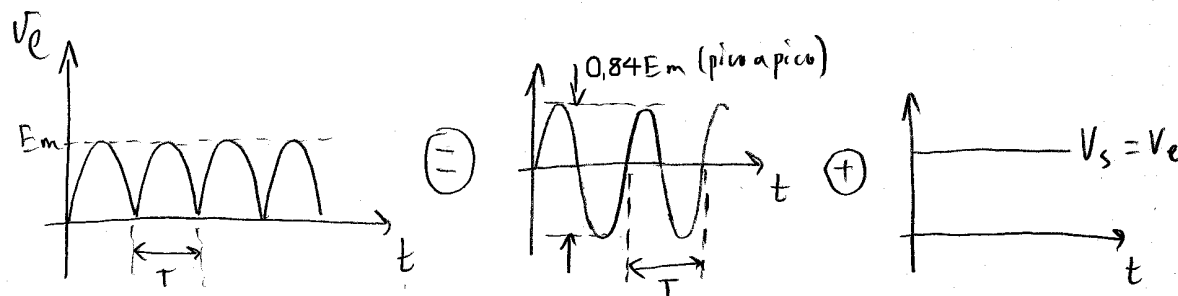


Fig. 3.5: Aproximação da tensão senoidal retificada  $v_e$  na entrada do filtro LC por uma associação série de uma tensão senoidal (com freqüência  $\omega=2\omega_r$ ), com uma tensão CC com valor  $V_s$ .

2 A tensão média de entrada  $V_e$  é igual à de saída  $V_s$  em um filtro LC somente com continuidade de corrente no indutor L (hipótese 2).



Pode-se definir então a rejeição de tensão do filtro:

$$\gamma = \text{rejeição de ondulação} = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} = \frac{\Delta V_s}{0,84 \cdot E_m} \quad (3.5)$$

E aplicando-se a definição de (3.5) ao divisor de tensão:

$$\gamma = \frac{-jX_C}{jX_L - jX_C} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \approx \frac{1}{4 \cdot \omega_{rede}^2 LC} = \frac{0,25}{\omega_{rede}^2 LC} \quad (3.6)$$

Em (3.6) a rejeição de ondulação  $\gamma$  é conhecida (critério de projeto), sendo L e C desconhecidos. A outra equação necessária para o projeto é obtida do comportamento da tensão e corrente no indutor L. A figura 3.6 mostra a tensão de entrada do filtro LC (tensão senoidal retificada em onda completa) e corrente pelo indutor L.

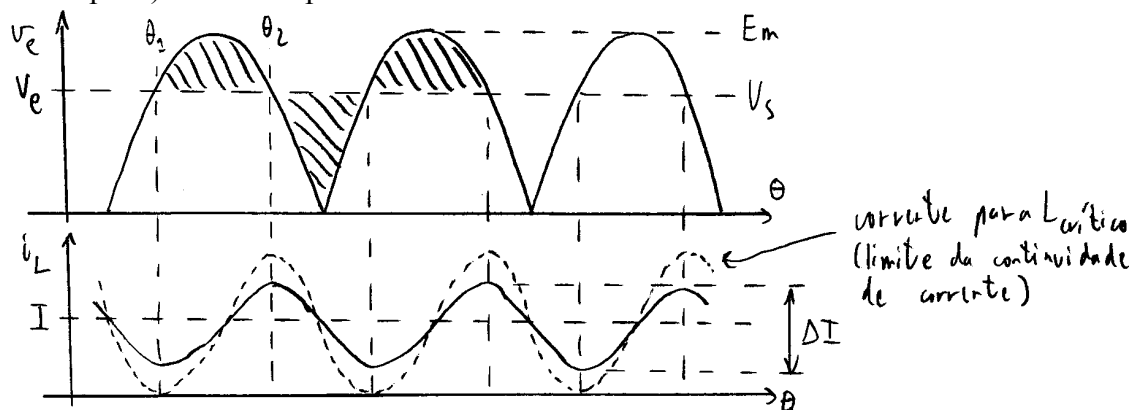


Fig. 3.6: Tensão na entrada do filtro LC e corrente pelo indutor L do filtro (em pontilhado: corrente pelo indutor no limite da descontinuidade de corrente).

Como, por hipótese, a ondulação de tensão de saída  $\Delta V_s$  é muito pequena, e como em regime permanente a tensão média no indutor L deve ser nula, a tensão média de entrada  $V_e$  é igual à de saída  $V_s$ . Logo, a ondulação de tensão de entrada recai totalmente sobre o indutor L.

$$v_L = L \frac{di}{dt} = (E_m \sin \Theta - V_s) = E_m (\sin \Theta - 2/\pi) \quad (3.7)$$

A ondulação de corrente  $\Delta I$  é obtida de (3.7):

$$\Delta I = \frac{1}{\omega_{rede} L} \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} v_L d\Theta \quad (3.8)$$

da figura 3.6 obtém-se os limites da integral dada por (3.8):

$$\Theta_1 = \sin^{-1} \left( \frac{V_s}{E_m} \right) = \sin^{-1} \left( \frac{2}{\pi} \right) = 0,690 \text{ rad} = 39,54^\circ \quad \text{e} \quad \Theta_2 = \pi - \Theta_1 = 2,451 \text{ rad} = 140,46^\circ$$

Rearranjando-se os termos em (3.8) e aplicando-se (3.7) para a expressão da tensão no indutor ( $v_L$ ), obtém-se a expressão para o indutor L:

$$L = \frac{E_m}{\omega_{rede} \cdot \Delta I} \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} (\sin \Theta - 2/\pi) d\Theta \Rightarrow L = 0,42 \frac{E_m}{\omega_{rede} \cdot \Delta I} \quad (3.9)$$

Na equação (3.9) a frequência da rede  $\omega_r$ , bem como a ondulação de corrente no indutor  $\Delta I$  e a tensão máxima na saída do retificador  $E_m$  são conhecidos. De posse do valor de L, recorre-se à equação (3.6) para se obter o valor de C, dada a rejeição de ondulação  $\gamma$  desejada.

Este equacionamento simplificado somente é válido se há continuidade de corrente no indutor L de filtro, ou seja, até o limite de descontinuidade de corrente (correspondente à corrente em pontilhado da figura 3.6). Se a corrente diminuir para valores abaixo, não é mais possível se fazer a aproximação por divisor de tensão do filtro, e ele não se comporta mais como um filtro de valor médio. A figura 3.7 mostra a tensão de saída  $V_s$  (normalizada pelo valor de pico  $E_m$ ) em função da corrente média de saída  $I$ . Note-se que para valores de corrente inferiores a  $I_{min}$  (abaixo do limite de descontinuidade de corrente) a tensão de saída é superior ao valor médio da tensão de entrada ( $V_s = E_m \frac{2}{\pi}$ ), até o limite com corrente igual a zero, quando a tensão de saída é igual ao valor de pico da tensão de entrada  $E_m$ . Pode-se dizer que o comportamento do filtro LC passa gradativamente a ser o de um filtro C conforme decresce a corrente.

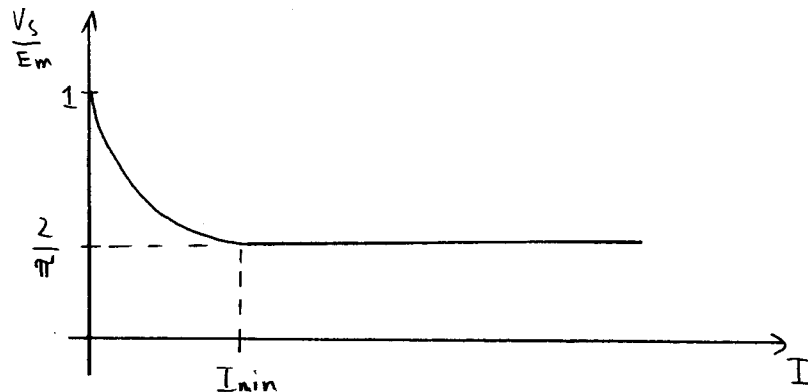


Fig. 3.7: Tensão média de saída normalizada ( $V_s/E_m$ ) em função da corrente média de saída ( $I$ ) para o filtro LC.

No limite da continuidade de corrente a ondulação de corrente é máxima e corresponde a  $\Delta I = 2I$ . Nesta situação pode-se definir a indutância crítica  $L_c$ , substituindo-se  $\Delta I$  na equação (3.9).

$$L_{critico} = 0,42 \cdot \frac{E_m}{\omega_r \cdot 2 \cdot I} \quad (3.10)$$

**EXEMPLO 2:** Deseja-se projetar um conjunto trafo+retificador+filtro LC para que se tenha na saída uma tensão média de  $V_c = 12[V]$  e uma corrente média  $I = 5[A]$  (como no exemplo 1). A rejeição de ondulação especificada é  $\gamma = 0,1$  e a corrente mínima pelo filtro é de 20% da corrente nominal. A frequência da rede é  $f = 60[Hz]$ .

A corrente mínima especificada corresponde a  $I_{min} = 0,2I = 1[A]$ . Esta é a mínima corrente em que o filtro LC se comporta como um filtro de valor médio, e nesta situação se está no limite de continuidade de corrente. Logo, pode-se obter a ondulação  $\Delta I$ , igual a  $\Delta I = 2 I_{min} = 2[A]$ . O valor médio da tensão na saída (e na entrada também) do filtro LC é  $V_s = 12[V]$ , de onde se obtém a tensão máxima  $E_m$  na entrada do filtro:

$$12 = \frac{2 \cdot E_m}{\pi} \Rightarrow E_m = 18,85[V]$$

E de (3.9) e (3.6) se obtém L e C respectivamente:

$$L = 0,42 \frac{E_m}{\omega_r \cdot \Delta I} = 0,42 \frac{18,85}{(2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 2} \Rightarrow L = 10,5[mH] \quad \gamma = 0,1 \approx \frac{0,25}{\omega_r^2 LC} \Rightarrow C = 1,68[mF]$$

Verifica-se que para uma ondulação de tensão de saída de  $\Delta V_s = 0,1 \cdot E_m = 1,8[V]$  necessita-se

de um capacitor de filtro de valor bem inferior ao usado no filtro C para uma ondulação de projeto de  $\Delta V_s=4[V]$  ( $C=7,5[mF]$  naquele caso). Esta comparação deve levar em conta a necessidade de uso de um indutor de filtro L, com suas desvantagens.

A corrente pelo indutor tem uma forma complexa, como esboçado na figura 3.6. O cálculo exato do valor eficaz dessa forma de onda é desnecessário, visto que o próprio equacionamento do filtro LC já traz diversas simplificações. Pode-se aproximar a forma de onda da figura 3.6 por uma trapezoide (corrente triangular com valor médio I e ondulação  $\Delta I$ ) conforme a figura 3.8. A corrente eficaz desta forma de onda resulta na equação (3.11).

$$I_{Lef} = \sqrt{I^2 + \frac{(\Delta I)^2}{12}} \quad (3.11)$$

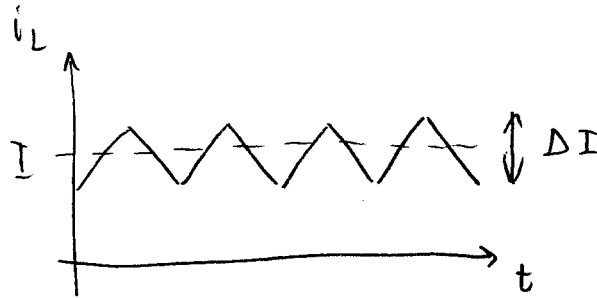


Fig. 3.8: aproximação trapezoidal da corrente do indutor L do filtro LC.

De (3.11) obtém-se a corrente eficaz do indutor L:

$$I_{Lef} = \sqrt{I^2 + \frac{(\Delta I)^2}{12}} = \sqrt{5^2 + \frac{2^2}{12}} = 5,03[A]$$

Deve ser lembrado que a corrente média pelo indutor L é exatamente a corrente absorvida pelo sorvedouro de corrente, ou seja  $I_L=I=5[A]$ . A corrente média pelo capacitor C ( $I_C$ ) do filtro LC é igual a zero se o filtro estiver em regime.

De posse do valor da corrente do indutor L, pode-se dimensionar as correntes dos diodos retificadores:

$$I_{D\text{médio}} = I_D = \frac{I}{2} = \frac{5}{2} = 2,5[A] \quad I_{Def} = \frac{I_{Lef}}{\sqrt{2}} = \frac{5,03}{\sqrt{2}} = 3,56[A] \quad I_p = I + \frac{\Delta I}{2} = 5 + \frac{2}{2} = 6[A]$$

Nota-se claramente que a solicitação de corrente nos diodos do filtro LC é muito menor que no filtro C, com reflexos imediatos no dimensionamento dos mesmos.

O dimensionamento do transformador é análogo ao do exemplo 1:

Tensões nos secundários:

$$1 \text{ caminho} : V_{\text{pico do sec.} - 1 \text{ caminho}} = E_m + V_{\text{queda direta no diodo}} = (18,85 + 0,7) \Rightarrow V_{\text{eficaz sec.} - 1 \text{ caminho}} \approx 14[V]$$

$$2 \text{ caminhos} : V_{\text{pico do sec.} - 2 \text{ caminhos}} = E_m + 2 \cdot V_{\text{queda direta no diodo}} = (18,85 + 1,4) \Rightarrow V_{\text{eficaz sec.} - 2 \text{ caminhos}} \approx 14,5[V]$$

como o filtro LC é um filtro de valor médio (enquanto há continuidade de corrente no indutor L), a tensão eficaz nos secundários é maior que no filtro C, que é um filtro de valor de pico.

Potência aparente dos secundários:

$$1 \text{ caminho} : S_{2-1 \text{ caminho}} = 2 \cdot V_{\text{eficaz sec.} - 1 \text{ caminho}} \cdot I_{Def} = 2 \cdot 14 \cdot 3,56 \approx 100[VA]$$

pois o secundário do circuito de um caminho é composto por dois enrolamentos, cada qual com corrente (eficaz) igual à corrente (eficaz) por um diodo.

$$2 \text{ caminhos: } S_{2-2 \text{ caminhos}} = V_{\text{eficaz sec. } -2 \text{ caminhos}} \cdot I_{L \text{ ef}} = V_{\text{eficaz sec. } -2 \text{ caminhos}} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{D \text{ ef}} = 14,5 \cdot 5,03 \approx 76 [VA]$$

pois aqui há somente um enrolamento secundário, com corrente (eficaz) composta pela corrente (eficaz) de dois diodos (e igual à corrente eficaz do indutor L):  $I_{2 \text{ ef}} = I_{L \text{ ef}} = \sqrt{2} \cdot I_{D \text{ ef}} = \sqrt{2} \cdot I_{D \text{ ef}}$

Como no exemplo 1, supondo-se relação de transformação  $n$  entre primário e secundário, as potências construtivas ficam:

$$S_{\text{trafo}-1 \text{ caminho}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(V_{\text{ef}} \cdot n \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_{D \text{ ef}}}{n}) + (2 \cdot V_{\text{ef}} \cdot I_{D \text{ ef}})}{2} = \frac{76 + 100}{2} = 88 [VA]$$

$$S_{\text{trafo}-2 \text{ caminhos}} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(V_{\text{ef}} \cdot n \cdot \frac{I_{L \text{ ef}}}{n}) + (V_{\text{ef}} \cdot I_{L \text{ ef}})}{2} = \frac{76 + 76}{2} = 76 [VA]$$

Note-se que a redução da potência construtiva dos transformadores comparando-se com o exemplo 1 (filtro C) deve-se à redução da corrente eficaz dos transformadores, que compensa o aumento da tensão eficaz do secundário no caso do filtro LC.

#### 4 Regulador de tensão

Conforme visto nos exemplos anteriores, a saída do filtro C ou LC apresenta uma ondulação de tensão da ordem de 1-5[Vpp], incompatível com as exigências dos circuitos eletrônicos que usam fontes de alimentação. Esta saída também não é regulada, ou seja, o valor médio da tensão de saída pode variar com a corrente de carga.

São necessários reguladores de tensão para diminuir a ondulação a níveis aceitáveis (da ordem de [mVpp]) e prover regulação na saída das fontes de regulação. Proteção da fonte contra sobrecorrente na saída também é importante e pode ser provida no circuito do regulador.

Geralmente os reguladores são dispostos em série na saída das fontes (figura 4.1).

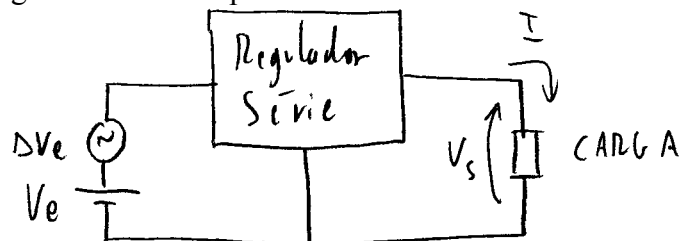


Fig. 4.1: Regulador de tensão série.

O rendimento do regulador é dado pela equação 4.1:

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{V_s \cdot I}{V_e \cdot I} = \frac{V_s}{V_e} \quad (4.1)$$

A potência dissipada no regulador é:

$$P_{\text{dissipada}} = (V_e - V_s) \cdot I \quad (4.2)$$

O rendimento das fontes de alimentação é baixo (da ordem de 40-70%) e parte significativa das perdas se concentra no regulador de tensão. Será abordado em exemplos a seguir o cálculo das perdas nas partes constituintes das fontes.

#### 4.1 Reguladores integrados de tensão fixa

A disponibilidade de reguladores de tensão integrados facilita a implementação de fontes de alimentação com tensão de saída fixa. A família de integrados mais popular é a 78## para tensões positivas (<http://www.ti.com/product/LM340-N?keyMatch=LM7812&tisearch=Search-EN-Products>, sítio visitado em 18/08/2015) e a 79## para tensões negativas (<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm7915.pdf>, sítio visitado em 18/08/2015). A figura 4.2 apresenta algumas características destes reguladores integrados.

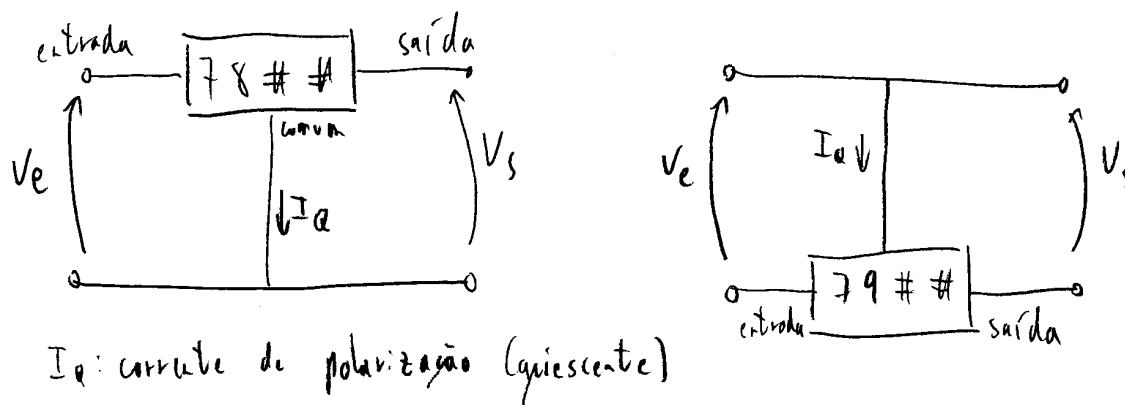


Fig. 4.2: Reguladores de tensão integrados das famílias 78## e 79## - características.

A rejeição à ondulação é a capacidade do regulador de prover uma atenuação da ondulação da tensão de saída em relação à ondulação da tensão de entrada. Tipicamente é dada em [dB] (de tensão) e é da ordem de 70-80 [dB] (de tensão). Supondo-se uma ondulação de 60dB para arredondar, e definindo-se a rejeição de tensão em (4.3):

$$\text{Rejeição de tensão} = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} \quad (\text{adimensional}) \quad (4.3)$$

tem-se  $\text{Rejeição [dB]} = 20 \log_{10}(\text{Rejeição de tensão}) = 20 \log_{10}(1000) = 60[\text{dB}]$  ou seja, a ondulação da tensão de saída  $\Delta V_s$  é mil vezes menor que a ondulação da tensão de entrada  $\Delta V_e$ . Isto é realizado através de um transistor em série no circuito regulador, que é controlado por um circuito de comando o qual monitora a tensão de saída, caracterizando um controle em malha fechada da tensão na saída.

Os reguladores integrados têm proteção intrínseca (ou seja, provida por circuito interno) contra curto-circuito, sobrecarga e sobretemperatura. A figura 4.3 mostra uma curva típica de corrente de saída versus tensão de saída.

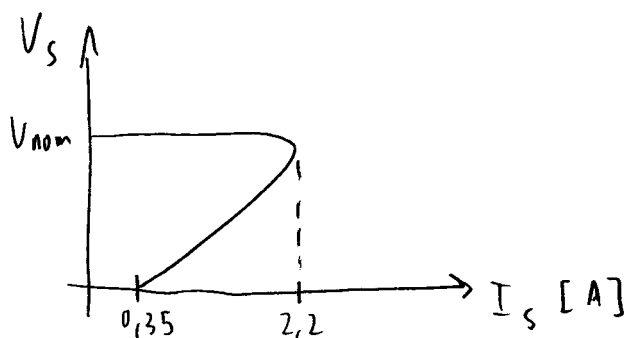


Fig. 4.3: Característica típica de tensão de saída  $V_s$  em função da corrente de saída  $I_s$ , em um integrado regulador da família 78##.

Note-se que a máxima corrente de saída da figura 4.3 é atingida somente em condição transitória. A corrente nominal destes reguladores é de 1[A] médio, provendo-se adequada dissipação de calor no componente.

Como os capacitores dos filtros C e LC são geralmente da ordem de [mF], são adotados os do tipo eletrolítico, que têm baixo desempenho em altas frequências devido às indutância e resistência em série. Isto pode prejudicar o funcionamento dinâmico dos reguladores. Por isso os fabricantes recomendam a colocação de capacitores de desacoplamento de poliéster metalizado e tântalo fisicamente próximos (para se minimizar indutâncias parasitas de fiação) aos integrados.

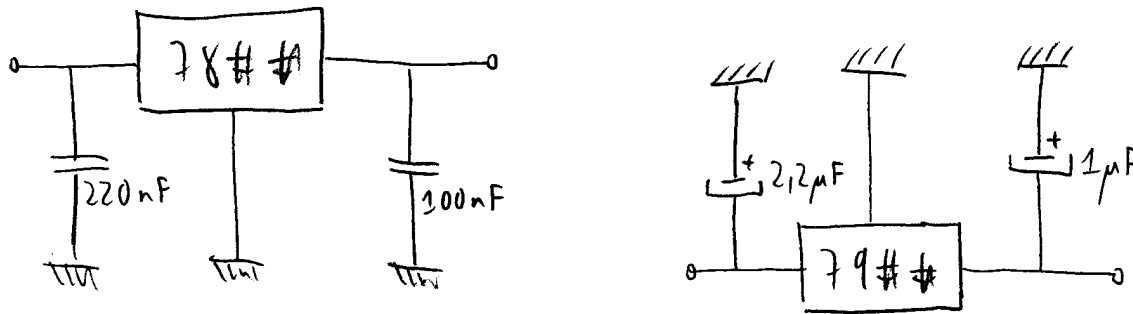


Fig. 4.4: Valores usuais de capacitores de desacoplamento para os reguladores integrados 78## e 79##. Capacitores de poliéster metalizado ([nF]) e de tântalo ([μF]).

**EXEMPLO 3:** Projetar uma fonte com tensão de saída  $V_s=15[V]$  e corrente de saída  $I_s=1[A]$  (valores médios). A ondulação de saída máxima deve ser de  $\Delta V_s=5[mV]$  e admite-se uma variação da tensão de linha CA de 15% ( $\Delta V_{linha}=\pm 15\%$ ).

Pelos valores de tensão e corrente de saída, é projetada uma fonte com filtro capacitivo e regulador integrado. Adota-se  $V_s$  como tensão média de saída na saída do regulador integrado, e  $V_e$  como tensão média na entrada do regulador integrado, ou seja  $V_e=V_C$ , aonde  $V_C$  é a tensão média no capacitor C de filtro. A ondulação de tensão no capacitor é a mesma da entrada:  $\Delta V_C=\Delta V_e$ .

Outra informação relevante são as a tensões de entrada máxima ( $V_{emax}$ ) e a mínima ( $V_{emin}$ ). A tensão instantânea na entrada do integrado  $v_e(t)$  deve ser maior que  $V_{emin}$  durante todo o tempo, para se garantir a correta polarização do mesmo, bem como menor que  $V_{emax}$  durante todo o tempo, para que não haja uma tensão excessiva capaz de danificar o regulador. Com isso  $V_{emax}$  e  $V_{emin}$  são valores instantâneos máximo e mínimo de  $v_e(t)$  e não valores médios. Logo, conforme a tensão de entrada ondula com  $\Delta V_e$ , o valor instantâneo de  $v_e(t)$  nunca ultrapassa  $V_{emax}$  nem ser menor que  $V_{emin}$ . Com  $V_e$  sendo o valor médio de entrada, fica:

$$V_{emax} \leq V_e + \frac{\Delta V_e}{2} \quad (4.4a)$$

$$V_{emin} \geq V_e - \frac{\Delta V_e}{2} \quad (4.4b)$$

Em (4.4a) e (4.4b) supõe-se que a tensão média fica exatamente no meio da ondulação  $\Delta V_e$ , como se admitiu no cálculo do filtro C. Do manual do integrado,  $V_{emin}=17,7[V]$  e  $V_{emax}=35[V]$ . Note-se que a tensão média  $V_e$  na saída do filtro C não guarda relação direta com a tensão de saída regulada na saída do integrado 7815, mas sim com de (4.4a) e (4.4b) (ou seja, para uma tensão regulada de  $V_s=15[V]$  não podemos calcular o filtro C com sua tensão média de saída em 15 [V]).

Como primeira tentativa (veja adiante porque), calcula-se a tensão eficaz do secundário do transformador ( $V_{2ef}$ ), com a expressão:

$$V_{emax} = V_{2ef} * \sqrt{2} * 1,15 - 2V_{diodos} = V_{2ef} * \sqrt{2} * 1,15 - 2 * 0,7$$

supondo-se que o retificador é de dois caminhos (com duas quedas de tensão de diodos) e levando-se em conta o valor de pico da tensão CA 15% acima do nominal (conforme a variação da tensão CA de entrada  $\Delta V_{\text{linha}} = \pm 15\%$  imposta no enunciado). Como  $V_{\text{emax}} = 35[V]$ , a tensão eficaz nominal do secundário do transformador é dada por:

$$V_{2\text{ef}} = \frac{V_{\text{emax}} + 2 \cdot V_{\text{diodos}}}{\sqrt{2} \cdot 1,15} = \frac{35 + 1,4}{\sqrt{2} \cdot 1,15} = 22,38 \approx 22[V]$$

e note-se que se dividiu por 1,15 para se reestabelecer a condição nominal de tensão CA.

Como a tensão mínima de entrada do integrado é  $V_{\text{emin}} = 17,7[V]$ , deve-se verificar se quando a tensão da rede CA cair 15%, ela ficará acima daquele valor:

$V_{e\text{ picomin}} = V_{2\text{ef}} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,85 - 2V_{\text{diodos}} = 22 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,85 - 2 \cdot 0,7 = 25,0[V]$  (valor de pico com tensão CA 15% abaixo do nominal). Para se obter a tensão instantânea mínima, que deve ser maior que  $V_{\text{emin}} = 17,7[V]$ , calcula-se  $V_{\text{emin}} = V_{e\text{ picomin}} - \Delta V_e$ , devendo-se estimar a ondulação de tensão no capacitor de filtro ( $\Delta V_e = \Delta V_C$ ), através da especificação de ondulação de tensão na saída e da rejeição de tensão pelo integrado regulador. Do manual do regulador integrado (em <http://www.ti.com/lit/gpn/lm7815c>, visitado em 18/08/2015) verifica-se que a rejeição de ondulação típica é de 72[dB]. Para facilitar os cálculos, poder-se-ia adotar, como no cálculo feito anteriormente, uma rejeição de 60[dB], ou seja, uma relação de 1000 entre ondulação de entrada e de saída. Como se pede uma ondulação de saída de  $\Delta V_s = 5[mV]$ , a ondulação de tensão de entrada seria de  $\Delta V_e = 5[V]$ , uma ondulação relativamente alta mas natural na saída de um filtro capacitivo. No entanto, a rejeição mínima de ruído descrita no manual do fabricante é de 54dB, o que dá:

$$\text{Rejeição}[dB] = 20 \log_{10}(\text{Rejeição de tensão}) \quad (\text{eq. 4.3 desta apostila})$$

Logo,  $\text{Rejeição de tensão} = \frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} = 10^{\frac{54}{20}} = 501$  e não 1000, como seria no caso com rejeição

nominal de 60dB. Como se pede uma ondulação de saída de  $\Delta V_s = 5[mV]$  a ondulação de tensão de entrada é de  $\Delta V_e = \Delta V_s \cdot 501 = 2,505 \approx 2,5[V]$ . Tem-se então  $V_{e\text{ picomin}} - \Delta V_e = 25,0 - 2,5 = 22,5 > V_{\text{emin}} = 17,7$  atendendo-se a condição de tensão mínima na entrada do integrado em caso de mínima tensão CA.

Com isso, aparentemente a tensão eficaz do secundário do transformador parece atender a faixa de tensão de entrada no integrado regulador. Nota-se no entanto que as tensões ficaram altas (em comparação com o mínimo necessário para polarizar o integrado regulador), o que aumentaria a dissipação do integrado, e diminuiria a eficiência da fonte. Pode-se experimentar inverter a ordem de aplicação das expressões acima, verificando-se primeiro a tensão mínima (com rede 15% abaixo) para se obter o valor nominal da tensão do secundário do transformador, e ser verificar se com isso se ultrapassa a tensão máxima de entrada no integrado, (com rede CA 15% acima):

$$V_{\text{emin}} + \Delta V_e = V_{2\text{ef}} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,85 - 2V_{\text{diodos}} \rightarrow \\ (17,7 + 2,5) = V_{2\text{ef}} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,85 - 2 \cdot 0,7 \rightarrow V_{2\text{ef}} = 17,97 \approx 18[V]$$

e em seguida se obtém a tensão máxima:

$$V_{e\text{ picomax}} = V_{2\text{ef}} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,15 - 2V_{\text{diodos}} = 18 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,15 - 2 \cdot 0,7 = 27,87 < V_{\text{emax}} = 35[V]$$

Conclui-se que desta forma as tensões mínima e máxima do integrado são respeitadas e a tensão nominal do secundário do transformador diminui, aumentando-se a eficiência da fonte.

Normalmente o cálculo do valor do capacitor de filtro é realizado com o valor nominal de tensão CA. Pela fórmula (3.4a):

$$\tau = \frac{1}{\omega_{rede}} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{V_P - \Delta V}{V_P} \right) [s] \Rightarrow \tau = \frac{1}{377} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{(18 \cdot \sqrt{2} - 1,4) - 2,5}{(18 \cdot \sqrt{2} - 1,4)} \right) = 1,22 [ms]$$

Note-se que foi adotada frequência da rede  $f=60$ [Hz]. É importante também notar que o arco cosseno deve ser obtido em radianos, para poder ser dividido por  $\omega_{rede}$ .

Aplica-se a fórmula (3.3) para se obter o capacitor de filtro e arredonda-se (para cima) o resultado para um valor comercial:

$$C = \frac{I \cdot (T - \tau)}{\Delta V_C} \Rightarrow C = \frac{1 \cdot (8,33 - 1,22) \cdot 10^{-3}}{2,5} = 2,84 [mF] \approx 3300 [\mu F]$$

a tensão nominal deste capacitor deve ser de 35V ou 50V (valores comerciais de tensão de capacitor eletrolítico). Com este valor nominal de capacitor, pode-se recalculer o tempo de condução  $\tau$  para o valor nominal do capacitor:

$$C = \frac{I \cdot (T - \tau)}{\Delta V_C} \Rightarrow \tau = T - \frac{C \cdot \Delta V_C}{I} = \frac{8,33 \cdot 10^{-3} - 3300 \cdot 10^{-6} \cdot \Delta V_C}{1} \Rightarrow \Delta V_C = I \frac{(T - \tau)}{C} \quad (\text{eq. A})$$

e de 3.3:

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{1}{\omega_{rede}} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{V_P - \Delta V}{V_P} \right) [s] \Rightarrow \tau = \frac{1}{377} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{(18 \cdot \sqrt{2} - 1,4) - \Delta V_C}{(18 \cdot \sqrt{2} - 1,4)} \right) \\ &\Rightarrow \tau = \frac{1}{377} \cdot \cos^{-1} \left( \frac{24,06 - \Delta V_C}{24,06} \right) \quad (\text{eq. B}) \end{aligned}$$

Há duas equações (A e B) com duas incógnitas, mas não há solução analítica devido à presença do arco cosseno. Pode-se resolvê-lo numericamente, através de um programa ou iterando-se em uma calculadora, com valor inicial de  $\tau = 1,22 [ms]$  na equação A acima, e substituindo-se o valor obtido de  $\Delta V_{capacitor}$  na equação B. Como o capacitor C adotado é maior que o calculado, espera-se  $\Delta V_{capacitor} < 2,5 V$ . Após apenas duas iterações, chega-se a  $\tau = 1,14 [ms]$  e  $\Delta V_{capacitor} = 2,18 [V]$ .

Corrente nos diodos:

$$I_P = I \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{T}{\tau} = 1 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{8,33 m}{1,14 m} = 11,48 [A] \quad (\text{compare com a corrente média de saída } I=1[A]).$$

$$I_{Def} = \frac{I_P}{2} \cdot \sqrt{\frac{\tau}{T}} = \frac{11,48}{2} \cdot \sqrt{\frac{1,14 m}{8,33 m}} = 2,12 [A]$$

$$I_{D\text{ médio}} = I_D = \frac{I}{2} = \frac{1}{2} = 0,5 [A]$$

A tensão reversa máxima nos diodos é dada por:

$$V_{D\text{ reversa máxima}} = V_{2ef} \cdot \sqrt{2} - V_{diodo} = 18 \cdot \sqrt{2} - 0,7 = 24,8 [V]$$

Isto para tensão nominal de linha! Deve-se verificar para o pior caso, ou seja, com aumento de 15% na tensão CA. Pede-se, como exercício, verificar a fórmula acima fazendo um desenho do retificador, e repetir para o caso de retificador monofásico de um caminho (1F1C, com derivação central no secundário).



Cálculo do transformador:

$$S_2 = V_{2ef} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Def} = 18 * \sqrt{2} * 2,12 \approx 54 [VA] \Rightarrow S_{trafo} = \frac{S_1 + S_2}{2} = 54 [VA]$$

Eficiência do regulador (quociente dos valores médios de tensão de entrada e de saída):

$$\eta = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_s}{V_{emax} - \Delta V_e / 2} = \frac{V_s}{(V_{2ef} \cdot \sqrt{2} - 2 V_{diodos}) - \Delta V_e / 2} = \frac{15}{24,06 - 2,18 / 2} = \frac{15}{22,19} = 0,68 \quad (\text{ou } 68\%)$$

Somando-se às perdas nos diodos e no transformador (aqui considerados ideais), a eficiência total é ainda menor. Desprezando-se as perdas do transformador:

$$P_{carga} = (V_s \cdot I_s) = (15 \cdot 1) = 15 [W]$$

$$P_{entrada} = 4 \cdot V_D \cdot I_{D\text{médio}} + V_e \cdot I_s = 4 \cdot 0,7 \cdot 0,5 + 22,19 \cdot 1 = 23,59 [W]$$

$$\eta = \frac{P_{carga}}{P_{entrada}} = \frac{15}{23,59} = 0,63 \quad (\text{ou } 63\%)$$

O fator de potência desta fonte pode ser estimado:

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{P_{entrada}}{S_{trafo}} = \frac{23,59}{54} = 0,44$$

É importante ressaltar que para transformadores de pequeno porte como o deste exemplo, a resistência dos enrolamentos não é desprezível face às reatâncias, logo deve-se verificar a efetiva regulação com carga, para que se tenha a tensão nominal projetada quando se aplicar corrente nominal.

A dissipação de potência do regulador integrado é relativamente alta neste exemplo:

$$P_{regulador} = (V_e - V_s) \cdot I = (22,19 - 15) * 1 = 7,19 [W]$$

Um dissipador para o regulador é necessário, para que sua temperatura de operação não suba acima do máximo especificado pelo fabricante, que é  $T_{j\text{max}} = 150 [^{\circ}C]$ . Supondo-se a temperatura ambiente  $T_{amb} = 60 [^{\circ}C]$  (pois o conjunto deve ser acomodado em caixa fechada e operar em temperatura acima do exterior da caixa), e dadas as resistências térmicas da junção do semiconductor para sua carcaça ( $R_{jc}$ ) e da carcaça para o dissipador ( $R_{cd}$ ) pode-se obter a resistência térmica do dissipador para o ambiente ( $R_{da}$ ). Com o valor de  $R_{da}$ , deve-se recorrer aos manuais de fabricantes de dissipadores para se escolher o modelo adequado.

$$T_j = T_{amb} + (R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \cdot P_{regulador} \Rightarrow R_{da} = \frac{T_{j\text{max}} - T_{amb}}{P_{regulador}} - R_{jc} - R_{cd} = \frac{150 - 60}{7,19} - 4 - 0,5 \Rightarrow R_{da} = 8,02 [^{\circ}C/W]$$

Deve-se buscar um dissipador que atenda o valor de  $R_{da}$  calculado. Na prática este dado pode ser difícil de ser obtido, e geralmente outros parâmetros (como o tamanho da caixa que acomoda a fonte) interferem na escolha do dissipador. Com isso, a montagem do protótipo e a efetiva medição de seu desempenho (elétrico e térmico) podem ser necessários.

A ausência ou subdimensionamento do dissipador não danifica o regulador, visto que este possui proteção intrínseca de sobretemperatura, mas esta proteção diminui a tensão de saída para reduzir a potência dissipada, levando a fonte para fora de sua tensão nominal.

Todo este cálculo foi feito com a tensão nominal da rede CA. As correntes e tensões nos diodos, bem como a potência construtiva do transformador e a potência dissipada no integrado regulador devem ser recalculadas com a variação da tensão na rede CA (elevação e redução de 15% em torno do valor nominal), aplicando-se as equações A e B, mantendo-se o valor do capacitor, para

se determinar  $\tau$  e  $\Delta V_{capacitor} = \Delta V_e$  (usando-se valor inicial de  $\tau = 1,14[ms]$ ). Resolvendo-se, obtêm-se:

- $\tau = 1,14[ms]$  e  $\Delta V_{capacitor} = 2,52[V]$  para rede CA 15% acima (após duas iterações);
- $\tau = 1,23[ms]$  e  $\Delta V_{capacitor} = 2,15[V]$  para rede CA 15% abaixo (após três iterações);

Pode-se concluir que quando a tensão da rede CA cair 15%, a ondulação de tensão irá cair, bem como as correntes de pico e eficaz dos diodos (e com isso a potência construtiva do trafo), mas a tensão mínima de entrada no integrado regulador é respeitada (verifique!).

O aumento da tensão da rede CA em 15% provocará um aumento da ondulação de saída e da potência construtiva do transformador, mas não das correntes dos diodos, visto que o tempo de condução  $\tau$  não se alterou com o número de algarismos significativos adotado.

Deve ser enfatizado que a tolerância do capacitor eletrolítico (usualmente -5% e +20%) afeta na prática os resultados acima. As resistências dos enrolamentos do transformador também são importantes nestas baixas potências.

A figura 4.5 mostra o circuito completo da fonte de alimentação deste exemplo.

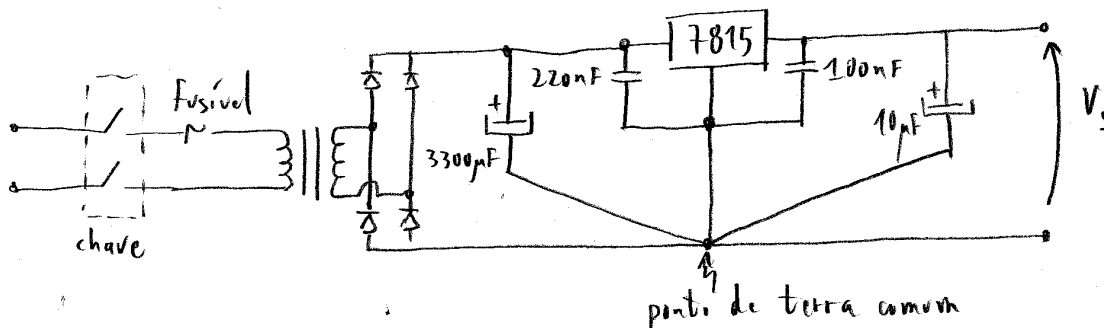


Fig. 4.5: Circuito da fonte de alimentação do exemplo 3.

O capacitor de  $10[\mu F]$  na saída da fonte destina-se a melhorar a resposta da fonte a transitórios de carga.

Se porventura o regulador integrado falhar em curto-circuito, a tensão de entrada será aplicada diretamente sobre a carga, podendo danificá-la. Para se prevenir contra esta eventualidade, pode-se colocar uma proteção contra sobretensão na saída do regulador (figura 4.6), chamada também de proteção “crowbar”.

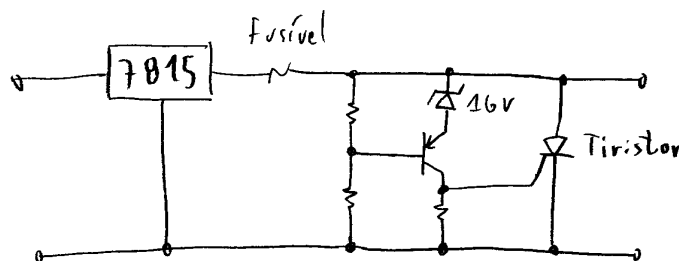


Fig. 4.6: Proteção contra sobretensão na saída do regulador integrado (“crowbar”).

O circuito da figura 4.6 age em caso de aumento da tensão de saída, polarizando o diodo zener e conseqüentemente o transistor, o que dispara o tiristor, colocando em curto-circuito a saída, e abrindo o fusível.

## 4.2 Métodos para se obter outras tensões

Os reguladores de tensão integrados das famílias 78###/79### têm uma gama de valores nominais limitada. Apresentam-se a seguir alguns métodos de se obter tensões não padrões.

### 4.2.1 Mudança da tensão do terminal de referência (comum) com divisor de tensão

Os reguladores integrados 78###/79### mantêm constante a tensão entre o terminal comum e o de saída. Logo, se o potencial do terminal comum for alterado, a tensão de saída varia de acordo. Nesta caso, conforme a figura 4.7, é colocado um divisor de tensão resistivo para se alterar a tensão do terminal comum. O inconveniente desta solução é a variação da corrente quiescente do regulador ( $I_Q$ ), que modifica a tensão de saída, conforme mostra o exemplo a seguir:

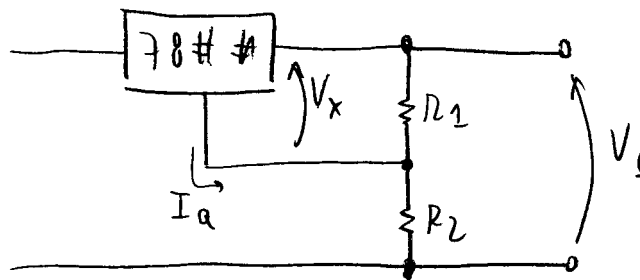


Fig. 4.7: Obtenção de tensão arbitrária através de alteração da tensão do terminal de referência.

### EXEMPLO 4

Deseja-se uma tensão regulada de 15[V] e se dispõe de um integrado regulador de 5[V]. Adotando-se um esquema como o da figura 4.7, determinar os resistores  $R_1$  e  $R_2$  para que a variação da tensão de saída seja de  $\Delta V_s = 0,5[V]$ .

A tensão de saída é definida pelo divisor resistivo, e levando-se em conta a corrente quiescente do regulador:

$$V_s = \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot V_x + I_Q \cdot R_2 \quad (4.5)$$

A parcela  $I_Q \cdot R_2$  pode apresentar variação conforme  $I_Q$  varia. Do manual do fabricante,  $I_Q = 8[mA]$  e  $\Delta I_Q = 1[mA]$ .  $\Delta I_Q$ , e a variação permitida da tensão de saída, definem o valor de  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_Q} \quad (4.6)$$

$$\text{Logo: } R_2 = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_Q} = \frac{0,5}{1 \cdot 10^{-3}} = 500 [\Omega]$$

$$\text{De (4.5): } V_s = 15 = \left( \frac{R_1 + 500}{R_1} \right) \cdot 5 + 8 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \Rightarrow R_1 = 416,67 [\Omega]$$

Note que para se diminuir  $\Delta V_s$  deve-se, de acordo com (4.5), diminuir  $R_2$ , o que reduz a corrente disponível para a carga. Neste caso, praticamente 12[mA] passam por  $R_1$ .

#### 4.2.2 Mudança da tensão do terminal de referência (comum) com zener

Uma alternativa à solução anterior é o uso de um zener para se alterar a tensão do terminal de referência, conforme mostra a figura 4.8. a eventual vantagem desta solução é o valor fixo da tensão zener, independente de variações de corrente quiescente. Na prática, o valor da tensão zener é extremamente dependente da corrente de polarização do zener, bem como da temperatura de operação. E, obviamente, a tensão de saída vai depender da existência do zener correspondente.

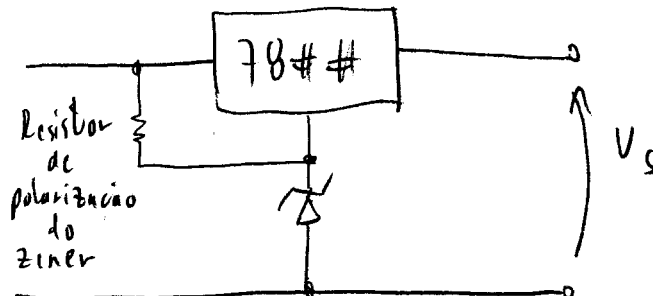


Fig. 4.8: Obtenção de tensão arbitrária com uso de zener no terminal comum.

#### 4.2.3 Usando amplificador operacional no modo de seguidor de tensão

A variação da corrente quiescente do regulador integrado pode ser compensada se ao esquema da figura 4.7 for acrescentado um amplificador operacional em modo de seguidor de tensão. Nesta polarização, a tensão no terminal (+) do operacional é reproduzida em sua saída, e como a impedância das entradas (+) e (-) é muito alta, a corrente do divisor resistivo para a entrada (+) do operacional é desprezível. O terminal de saída do operacional, com impedância muito baixa, impõe a tensão vista na entrada (+) e tanto pode emitir (fonte) como absorver (sorvedouro) corrente. Neste caso, como a corrente quiescente  $I_Q$  tem sentido para fora do regulador integrado, o operacional está absorvendo esta corrente, que passa pelo operacional e sai pelo seu terminal (-Vcc) de alimentação.

O inconveniente desta solução, além da necessidade de se dispor de mais um integrado, é que este integrado possa ser polarizado por tensão de alimentação não simétrica (no caso, (-Vcc) está no potencial de zero volts).

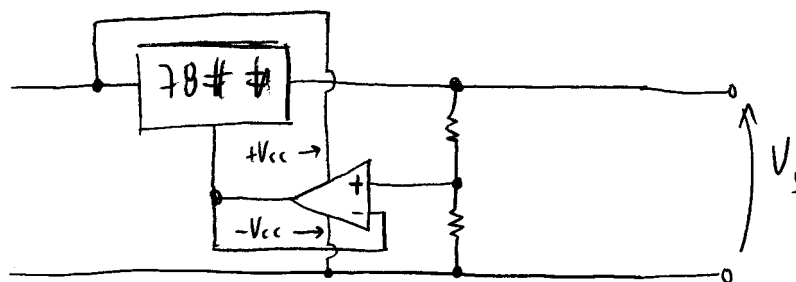


Fig. 4.9: Obtenção de tensão arbitrária com uso amplificador operacional em modo de seguidor.

#### 4.2.4 Usando integrado regulador de tensão ajustável (família LM317)

Há reguladores integrados próprios para variação da tensão de saída (<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>, visitado em 18/08/2015), conforme a figura 4.10. A diferença fundamental entre estes e os de tensão fixa é a baixa corrente quiescente, tipicamente de  $I_{adj}=50[\mu A]$  (máximo  $I_{adj}=100[\mu A]$ ) com variação de  $\Delta I_{adj}=0,2[\mu A]$  (máximo  $\Delta I_{adj}=5[\mu A]$ ). Com isso, a variação da tensão de saída é mínima na região de operação. Note-se que como a tensão entre a saída e o terminal comum é de 1,25[V], esta também será a mínima tensão de saída.

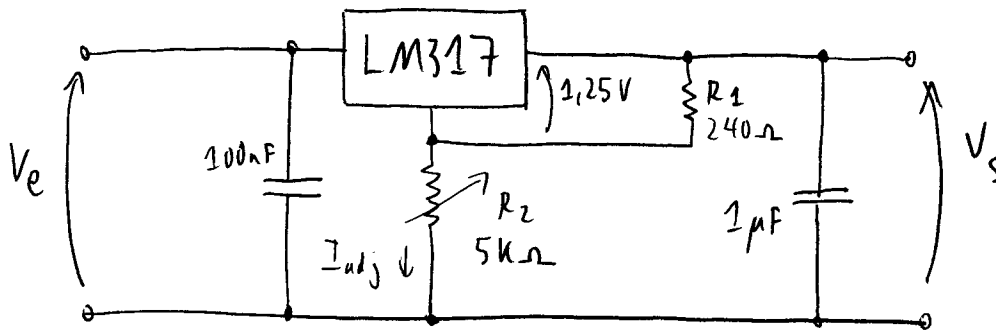


Fig. 4.10: Integrado regulador de tensão ajustável (família LM317) com circuito de polarização e capacitores de desacoplamento típicos.

A tensão de saída deste regulador é dada por:

$$V_s = 1,25 \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} \cdot R_2 \quad (4.7)$$

A diferença de tensão admissível entre o terminal de entrada e o de saída varia entre 3[V] a 40[V]. A máxima corrente de saída é de 1,5[A], provendo-se adequada dissipação de calor no encapsulamento. A rejeição de tensão típica é de 88[dB] (66[dB] mínimo).

### 4.3 Aumento da capacidade de corrente do regulador integrado

Os reguladores de tensão integrados têm o inconveniente de corrente máxima de saída de 1[A] a 1,5[A]. Este limite pode ser contornado se for usado um (ou mais) transistor(es) de potência para fornecer a maior parte da corrente de saída, ficando o regulador integrado como referência de tensão e polarização do transistor de potência. A figura 4.11 mostra um exemplo de circuito.

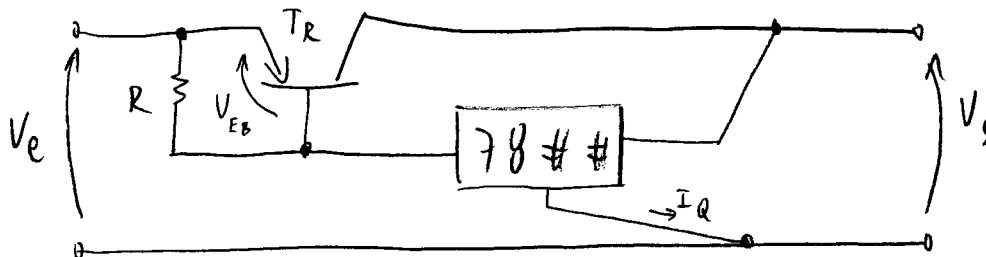


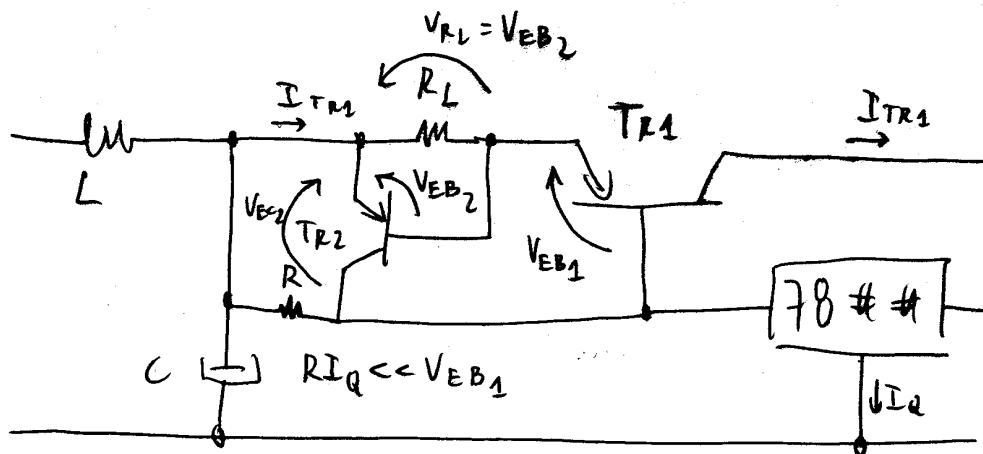
Fig. 4.11: Aumento da capacidade de corrente de saída do regulador integrado com transistor auxiliar.

O valor do resistor de polarização R é dado por:

$$R \cdot I_Q \ll V_{EB} \quad (4.8)$$

O resistor R faz com que em baixas correntes seja o regulador integrado que forneça a corrente, ao despolarizar o transistor, e faz com que a velocidade de corte deste aumente quando há desligamento da carga.

A corrente de curto-circuito do circuito da figura 4.11 é limitada pelo ganho do transistor (variável com a temperatura) e pela variação da corrente quiescente  $I_Q$  do regulador. Modificando-se o circuito original para o da figura 4.12, pode-se ajustar a corrente de curto-circuito.



$$\text{Logo : } R_L I_{TR1} + V_{EB1} = V_{EC2}$$

$$V_{EB2} + V_{EB1} = V_{EC2}$$

Fig. 4.12: Circuito com transistor auxiliar e limitação de corrente.

No circuito da figura 4.12, o aumento da corrente de saída  $I_{TR1}$  aumenta a queda de tensão no resistor  $R_L$ , polarizando o transistor  $T_{R2}$  ( $V_{RL} = R_L \cdot I_{TR1} = V_{EB2}$ ), e diminuindo a tensão entre seu emissor e coletor ( $V_{EC2}$ ), que é a tensão emissor-base do transistor de potência  $T_R$  somada à queda de tensão no resistor  $R_L$  ( $V_{EC2} = V_{EB1} + R_L \cdot I_{TR1}$ ). Como ( $V_{EB2} + V_{EB1} = V_{EC2}$ ) o efeito é o de se despolarizar  $T_R$  (ou seja, diminuir  $V_{EB1}$ ), diminuindo-se assim a corrente de saída.

Uma variante do circuito da figura 4.12 é ilustrada na figura 4.13. O acréscimo do diodo  $D1$  destina-se a uma operação com tensão  $V_{EB2}$  maior, para que  $T_{R2}$  opere mais afastado da saturação e a limitação de corrente seja menos abrupta.

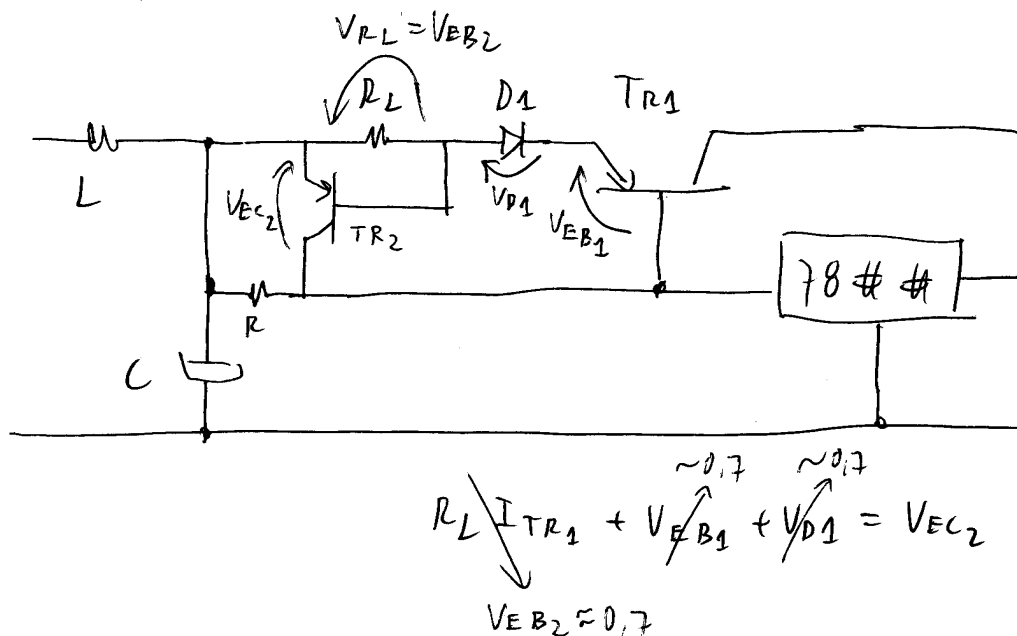


Fig. 4.13: Variante do circuito da figura 4.12.

No circuito da figura 4.14 os resistores  $R_1$  e  $R_2$  realizam um divisor de corrente entre o transistor  $T_R$  e o integrado regulador respectivamente, pois a tensão no diodo  $D$  ( $V_D$ ) é igual à de

emissor-base de  $T_R(V_{EB(TR)})$ .

$$V_D = V_{EB(TR)} \quad (4.9) \quad I_1 = \frac{R_2}{R_1} \cdot I_{REG} \quad (4.10)$$

O resistor de polarização  $R_3$  tem valor entre 5-10[Ω].

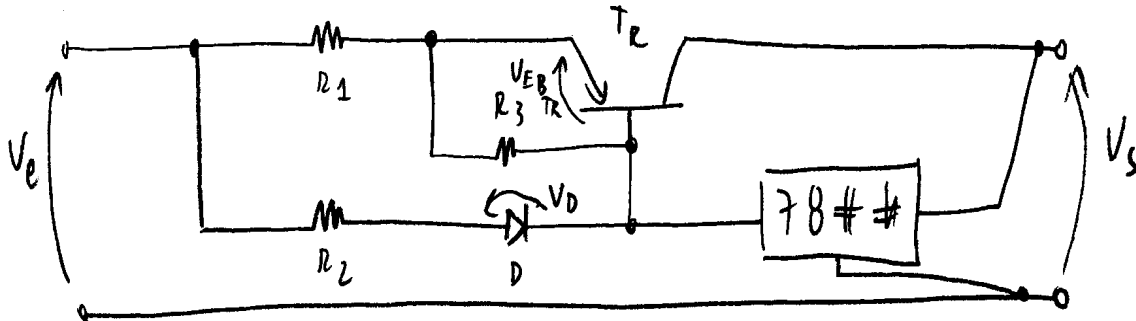


Fig. 4.14: Circuito com divisor de corrente entre regulador e transistor auxiliar, com limitação de corrente.

A corrente do transistor é limitada em  $R_2/R_1$  da corrente do regulador em caso de curto-circuito. Para garantir limitação de temperatura no transistor, sua resistência térmica junção-carcaça ( $R_{JC}$ ) deve ser a mesma do regulador e a resistência térmica do dissipador ao ambiente ( $R_{DA}$ ) deve ser  $R_1/R_2$  (menor) comparada com a do regulador. Com isso, a temperatura máxima no transistor fica igual à do regulador.

#### 4.3.1 Redução da potência dissipada no transistor auxiliar

A potência dissipada no transistor auxiliar pode vir a ser muito grande (dezenas de [W]). Com isso, as resistências térmicas necessárias para se limitar a temperatura podem vir a ser muito baixas, e portanto de difícil execução. Uma solução é se dividir esta potência entre vários componentes discretos.

Se existir corrente mínima no transistor auxiliar, pode-se usar um resistor em paralelo com o transistor, conforme a figura 4.15.

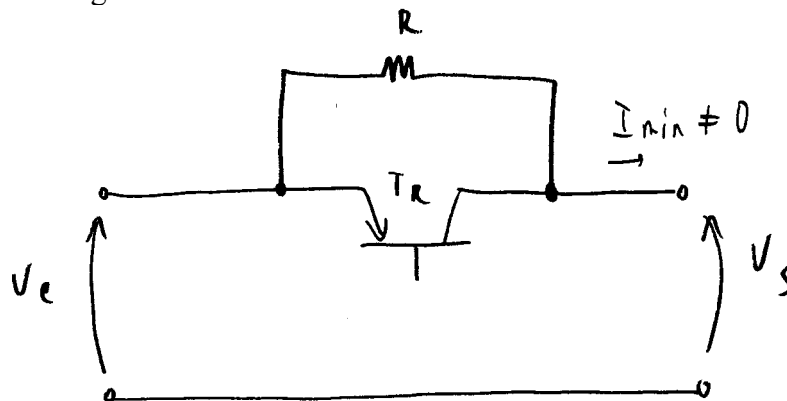


Fig. 4.15: Divisão de potência entre o transistor auxiliar e um resistor em paralelo.

O resistor é dado por: 
$$R = \frac{V_{emax} - V_s}{I_{minimo}} \quad (4.11)$$

A figura 4.16 mostra a divisão de corrente entre vários transistores auxiliares em paralelo. Os resistores de equalização  $R_{eq}$  minimizam as diferenças de corrente entre os transistores devido aos

diferentes ganhos e temperaturas. Qualquer transistor que aumente sua corrente vai ter uma queda de tensão maior em  $R_{eq}$ , levando automaticamente à redução da corrente por este ramo, pois todos os conjuntos (transistor- $R_{eq}$ ) estão submetidos à mesma tensão.

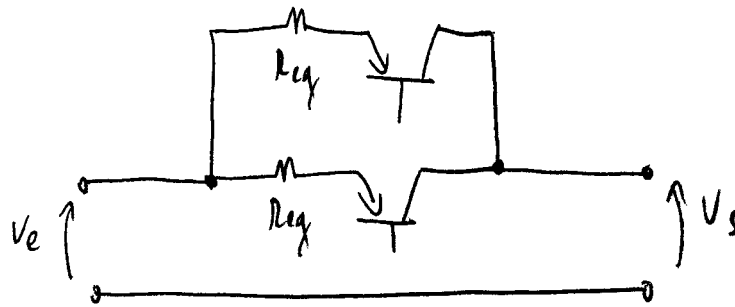


Fig. 4.16: Transistores em paralelo para divisão de potência.

#### 4.4 Fonte de corrente

Os reguladores integrados podem ser usados para construção de fontes de corrente, conforme a figura 4.17.

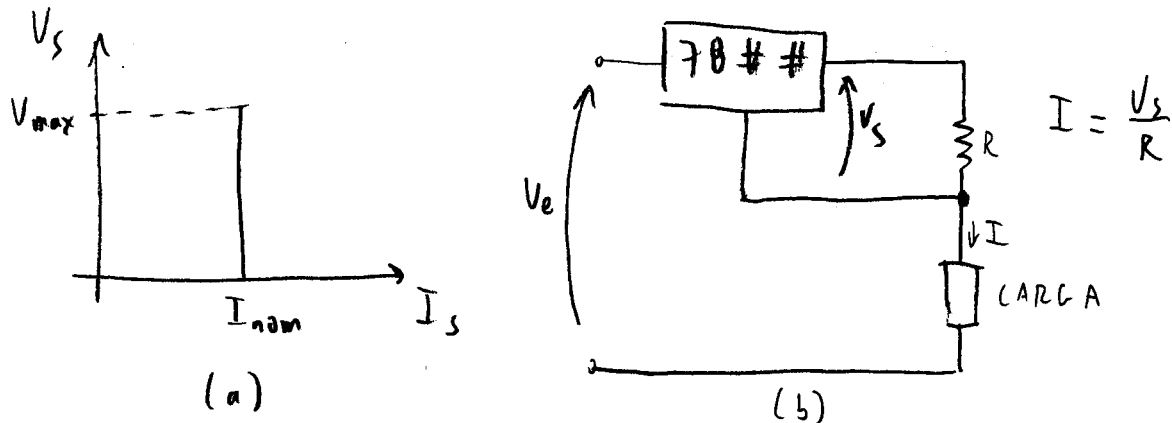


Fig. 4.17: Implementação de fonte de corrente com regulador de tensão integrado: a) função de transferência  $V_s$  versus  $I_s$  (valores médios); b) esquema elétrico do circuito.

Note-se que a mínima corrente será determinada pela corrente quiescente do integrado regulador utilizado. Por exemplo, um integrado da família LM117 oferecerá corrente mínima duas ordens de grandeza menor que um da família LM78## ( $50\mu A$  contra  $8mA$ ).

(fim da apostila)