

UM ESTABILIZADOR DE TENSÃO ALTERNADA SENOIDAL

Ivo Barbi, Dr. Ing.

Cesar Mauro Cardoso, M.Sc

Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência

Caixa Postal 5119 - Campus Universitário

UFSC - 88.049 Florianópolis-SC

Resumo

Este trabalho trata de um novo estabilizador de tensão alternada senoidal. O circuito de potência emprega um conversor estático com interruptores bidirecionais a transistor chaveando em alta frequência. A fundamentação teórica e as equações básicas para dimensionamento são apresentadas, juntamente com os resultados experimentais obtidos em um protótipo de laboratório.

A Sinusoidal AC Voltage Regulator

Abstract

A novel sinusoidal AC voltage regulator is presented in this paper. The power circuit employes a static converter with high-frequency bidirectional swiches. The theoretical background and basic relationships for design are presented, with laboratory experimental results.

1. INTRODUÇÃO

Há vários tipos de equipamentos que exigem alimentação com tensão senoidal, cuja variação do valor eficaz deve ser menor que um valor especificado. Um exemplo típico desses equipamentos é o computador.

Como as tensões propiciadas pelas redes comerciais aos usuários em determinadas circunstâncias podem apresentar valores muito diferentes daqueles exigidos, é necessário o emprego de estabilizadores.

A qualidade de um estabilizador depende dos seguintes parâmetros:

- a) Erro estático, que normalmente deve ser menor que 1%.
- b) Taxa de distorção harmônica, que normalmente deve ser menor que 5%.
- c) Tempo de recuperação, que é medido em ciclos da rede e deve ser menor que 5 ciclos.

Além disso, os estabilizadores devem operar com alto rendimento, devem ter pouco peso e volume e introduzir poucas harmônicas de corrente na rede.

A concepção e o desenvolvimento de estabilizadores que reúnam as características citadas sempre foi e continuará sendo um desafio para os engenheiros. A escassez de publicações, em periódicos e congressos, de novas conquistas desse domínio, tanto a nível teórico quanto aplicado, é indício de que pouca coisa se tem feito, fato confirmado pela ausência no mercado de equipamentos com inovações recentes.

As principais técnicas atualmente empregadas na construção dos estabilizadores são as seguintes:

- a) estabilizador a reator saturável (Cardoso, 1986) que é destinado a pequenas potências.
- b) estabilizador eletromecânico (Cardoso, 1986) que tem como desvantagem um grande tempo e recuperação.
- c) estabilizador com mudança de relação de transformação de transformador (Mcvey & Weber, 1967) que exige filtros volumosos.
- d) estabilizador com transformadores em série (Cardoso, 1986) que tem como des-

vantagem o controle de modo discreto da tensão de saída.

- e) estabilizador do tipo ressonante (Kasick, 1983; Koosuke & Cheng-Ien, 1984) que tem como desvantagens grande volume e dificuldades de controle.

2. A ESTRUTURA PROPOSTA

A estrutura proposta e estudada está representada na figura 1. O transformador T_{R1} possui relação de transformação n_1 unitária e tem como função propiciar o isolamento entre a fonte e carga. O transformador T_{R2} possui dois enrolamentos secundários, com relações de transformação n_2 e n_3 respectivamente. Sua função será descrita no desenvolvimento deste artigo.

Os interruptores CH_1 e CH_2 , cada um composto por quatro diodos e um transistor de potência, são bidirecionais em tensão e corrente e possuem fechamento e abertura comandados.

L e C constituem um filtro de alta frequência destinado a eliminar as harmônicas de tensão produzidas pelo chaveamento dos transistores.

Os dois transformadores tem os seus enrolamentos primários associados em paralelo e são alimentados diretamente pela rede.

Os circuitos de comando, controle, proteção e comutação não estão representados na figura 1.

3. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Seja a mesma estrutura, desenhada de uma forma mais adequada para estudo, representada na figura 2.

Na representação simplificada, as fontes de tensão ideais representam os enrolamentos secundários dos transformadores.

A tensão de carga $V_o(t)$ é obtida a partir da filtragem da tensão $V_f(t)$ gerada pelo conversor.

As tensões das fontes são representadas pelas expressões (1), (2) e (3):

$$V_1(t) = V_{1M} \text{ sen } \omega_o t \quad (1)$$

$$V_2(t) = V_{2M} \text{ sen } \omega_o t \quad (2)$$

$$V_3(t) = -V_{3M} \text{ sen } \omega_o t \quad (3)$$

Sejam as funções de chaveamento dos interruptores CH_1 e CH_2 , representadas nas figuras 3.a e 3.b respectivamente, e expressas matematicamente pelas relações (4) e (5).

$$f_1(t) = R + F_1(t) \quad (4)$$

$$f_2(t) = (1-R) + F_2(t) \quad (5)$$

onde

$$R = \frac{T_1}{T} \quad (6)$$

$F_1(t)$ e $F_2(t)$ representam as somatórias das componentes alternadas.

Sejam as funções definidas pelas expressões:

$$g_1(t) = V_2(t) \cdot f_1(t) \quad (7)$$

$$g_2(t) = V_3(t) \cdot f_2(t) \quad (8)$$

Assim:

$$g_1(t) = R V_{2M} \text{ sen } \omega_o t + F_1(t) \cdot V_{2M} \text{ sen } \omega_o t \quad (9)$$

$$g_2(t) = -(1-R) V_{3M} \text{ sen } \omega_o t - F_2(t) V_{3M} \text{ sen } \omega_o t \quad (10)$$

A tensão $V(t)$ é representada pela expressão:

$$V(t) = g_1(t) + g_2(t) \quad (11)$$

Assim:

$$V(t) = [R V_{2M} - (1-R)] \text{ sen } \omega_o t + [F_1(t) V_{2M} - F_2(t) V_{3M}] \text{ sen } \omega_o t \quad (12)$$

Seja a expressão:

$$V_F(t) = V_1(t) - V(t) \quad (13)$$

Assim:

$$V_F(t) = [V_{1M} - R V_{2M} + (1-R) V_{3M}] \text{ sen } \omega_o t - [F_1(t) \cdot V_{2M} - F_2(t) V_{3M}] \text{ sen } \omega_o t \quad (14)$$

Com um dimensionamento correto do filtro, as harmônicas são reduzidas e a tensão de carga é representada pela expressão:

$$V_o(t) = [V_{1M} + R V_{2M} + (1-R) V_{3M}] \text{ sen } \omega_o t \quad (15)$$

Desse modo, o valor eficaz da tensão de carga é representado pela expressão:

$$V_o = V_1 - R V_2 + (1-R) V_3 \quad (16)$$

Por outro lado, as tensões V_2 e V_3 podem ser obtidas pelas expressões:

$$V_2 = n_2 V_1 \quad (17)$$

$$V_3 = n_3 V_1 \quad (18)$$

Assim:

$$V_o = V_1 [1 - R n_2 + (1-R) n_3] \quad (19)$$

A expressão (19) mostra que com a variação de V_1 , V_o pode ser mantida constante, desde que R varie adequadamente.

Seja o ganho do conversor definido pela relação (20).

$$G = \frac{V_o}{V_1} \quad (20)$$

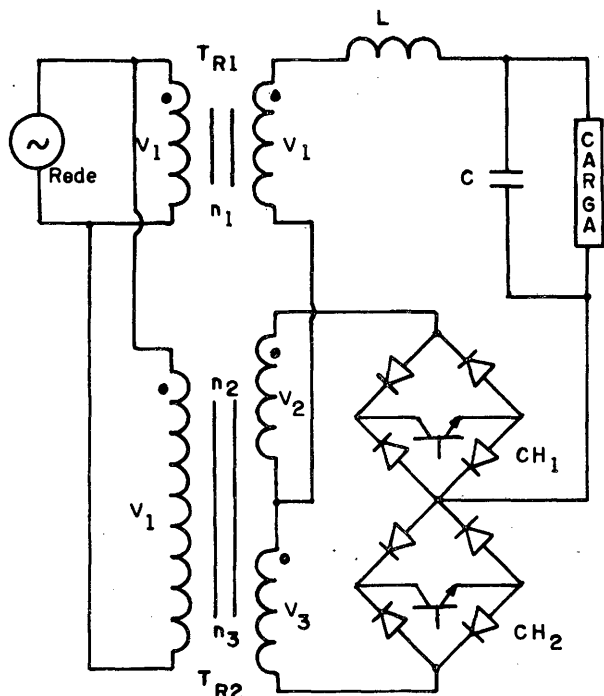


Fig.1 - Estrutura do circuito de potência do estabilizador proposto

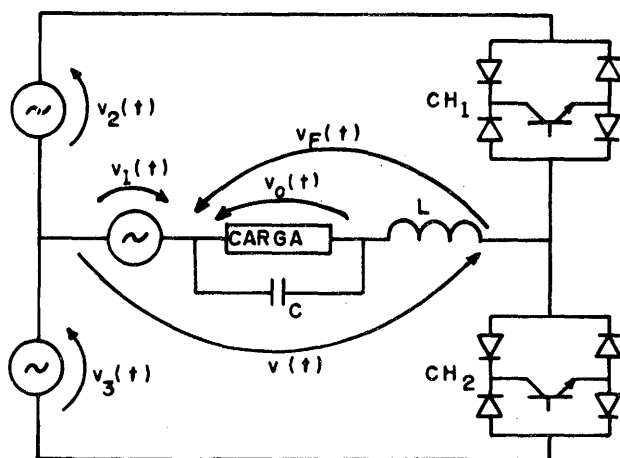


Fig.2 - Estrutura simplificada do conversor

Desse modo:

$$G = 1 + n_3 - R(n_2 + n_3) \quad (21)$$

Como $0 \leq R \leq 1$, o ganho variará no intervalo representado pela expressão (22).

$$1 - n_2 \leq G \leq 1 + n_3 \quad (22)$$

As funções de chaveamento representam os sinais de comando dos transistores; o nível um corresponde a um transistor conduzindo enquanto o nível zero corresponde a um transistor bloqueado.

4. DIMENSIONAMENTO DOS TRANSFORMADORES

A escolha dos transformadores constitui um dos passos fundamentais no projeto do con

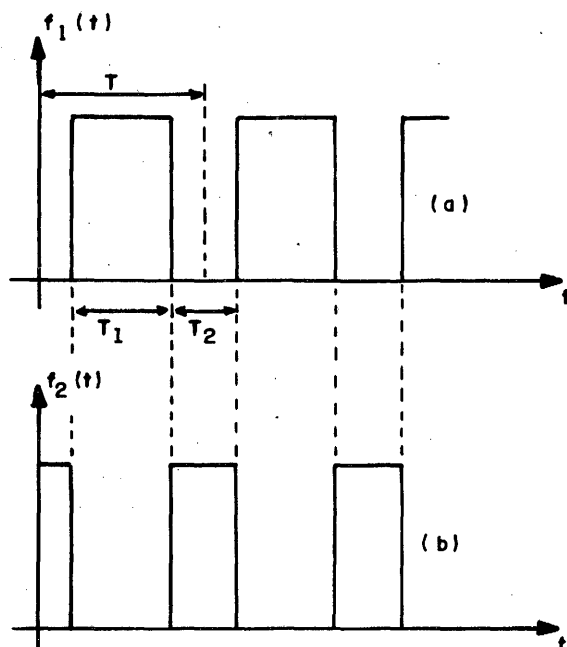


Fig.3 - Funções de chaveamento dos interruptores CH1 e CH2

versor em questão e é feita em duas etapas, como segue:

a) Relações de transformação

A partir da expressão (19), constata-se que, para manter a tensão de saída constante e igual a V_0 , R assume valor máximo quando V_1 assume valor máximo e vice-versa.

Assim:

$$V_0 = V_1 \min [1 - R_{\min} n_2 + (1 - R_{\min}) n_3] \quad (23)$$

$$V_0 = V_1 \max [1 - R_{\max} n_2 + (1 - R_{\max}) n_3] \quad (24)$$

mas

$$V_{1\min} = V_1 - \Delta V_1 \quad (25)$$

$$V_{1\max} = V_1 + \Delta V_1 \quad (26)$$

$$R_{\min} = 1 - R_{\max} \quad (27)$$

Com estas expressões obtêm-se as relações (28) e (29):

$$n_2 = \frac{\Delta V_1}{(V_1 + \Delta V_1)(2 R_{\max} - 1)} = \frac{A}{(1 + A)(2 R_{\max} - 1)} \quad (28)$$

$$n_3 = \frac{V_1}{(V_1 - \Delta V_1)(2 R_{\max} - 1)} = \frac{A}{(1 - A)(2 R_{\max} - 1)} \quad (29)$$

b) Potências

As potências dos transformadores são determinadas com as expressões:

$$\frac{P_1}{P_0} = 1 + A \quad (30)$$

$$\frac{P_2}{P_0} = \frac{1}{(2 R_{\max} - 1)} \times \frac{2A}{1-A} \quad (31)$$

onde

$$A = \frac{\Delta V_1}{V_1} \quad (32)$$

As expressões (30) e (31) mostram que as potências dos transformadores aumentam com o aumento da variação da tensão de entrada.

Rmax é inferior a um, devido aos tempos de comutação dos transistores.

A título de exemplo, será considerado o seguinte caso:

$$\begin{aligned} V_0 &= 220V & R_{max} &= 1 \\ I_0 &= 5 A & R_{min} &= 0 \\ A &= 0,2 & P_0 &= 1100W. \end{aligned}$$

Desse modo, com o emprego das expressões (28) e (29) obtém-se:

$$\begin{aligned} n_2 &= 0,167 \\ n_3 &= 0,25 \end{aligned}$$

Com o emprego das expressões (30) e (31) obtém-se as potências dos transformadores.

$$P_1 = P_0 (1+A) = 1100(1+0,2) = 1320 W$$

$$P_2 = \frac{P_0 \cdot 2A}{1-A} = \frac{1100 \times 2 \times 0,2}{0,8} = 550 W$$

Os transformadores devem ser especificados para as máximas tensões, que são calculadas a seguir:

$$V_{1max} = V_1 + \Delta V_1 = (1+A) V_1$$

$$V_{1max} = 264 V$$

$$V_{2max} = n_2 V_{1max} \approx 44 V$$

$$V_{3max} = n_3 V_{1max} = 66 V$$

O transformador TR₁ é tomado com relação de transformação unitária.

5. FILTRAGEM

A partir da expressão (14), obtém-se a expressão que representa a somatória das harmônicas da tensão de carga:

$$F(t) = F_2(t) V_{3M} \text{sen } \omega_0 t - F_1(t) V_{2M} \text{sen } \omega_0 t \quad (33)$$

A decomposição das funções de chaveamento em série de Fourier determina as expressões de F₁(t) e F₂(t):

$$F_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\pi n} \text{sen } n \pi R \cos n \omega t \quad (34)$$

$$F_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\pi n} \text{sen } n \pi R \text{sen } n \omega t \quad (35)$$

Desse modo, substituindo (34) e (35) em (33) obtém-se a expressão (36).

$$\begin{aligned} F(t) &= V_{3M} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\pi n} \text{sen } n \pi R \text{sen } n \omega t \text{sen } \omega_0 t \\ &+ V_{2M} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\pi n} \text{sen } n \pi R \cos n \omega t \text{sen } \omega_0 t \quad (36) \end{aligned}$$

Sejam as relações (37) e (38):

$$\begin{aligned} \text{sen } \omega_0 t \cdot \text{sen } n \omega t &= \\ \frac{1}{2} \cos(\omega_0 - n\omega)t - \cos(\omega_0 + n\omega)t \quad (37) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{sen } \omega_0 t \cdot \cos n \omega t &= \\ \frac{1}{2} \text{sen}(\omega_0 - n\omega)t - \text{sen}(\omega_0 + n\omega)t \quad (38) \end{aligned}$$

Levando-se as expressões (37) e (38) em (36) obtém-se a expressão:

$$\begin{aligned} F(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \text{sen } n \pi R \frac{V_{3M}}{2} \cos(\omega_0 - n\omega)t \\ &- \cos(\omega_0 + n\omega)t + \frac{V_{2M}}{2} \text{sen}(\omega_0 - n\omega)t + \text{sen}(\omega_0 + n\omega)t \quad (39) \end{aligned}$$

A expressão (39) revela que a ordem das harmônicas da tensão de saída é dada pela relação (40).

$$K = \frac{n f}{f_0} \pm 1 ; \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (40)$$

Desse modo, a frequência de menor valor a ser atenuada pelo filtro é da mesma ordem de grandeza da frequência de chaveamento. Portanto quanto maior esta frequência, menor será o volume do filtro necessário.

O cálculo rigoroso do filtro é complexo; por isto será apresentado um método simplificado cujos resultados foram testados em laboratório e se revelaram satisfatórios.

Seja a figura 4.

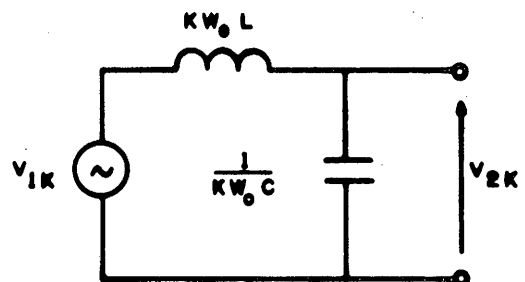


Fig.4 - Filtro LC

Com o emprego da lei das malhas obtém-se a expressão:

$$LC = \left(\frac{V_{1K}}{V_{2K}} + 1 \right) \frac{1}{K^2 \omega_0^2} \quad (41)$$

O produto LC fica determinado em função da atenuação da harmônica de menor ordem, ig

norando-se a resistência de carga.

Outra relação define o valor do capacitor de modo a permitir que por ele circule uma corrente de valor eficaz igual a I_C , com frequência ω_0 .

$$C = \frac{I_C}{\omega_0 V_0} \quad (42)$$

Seja, a título de exemplo, o seguinte cálculo:

$$\begin{aligned} f_0 &= 60 \text{ Hz} & V_0 &= 220 \text{ V} \\ f &= 5000 \text{ Hz} & I_C &= 0,30 \text{ A} \\ K &= \frac{f}{f_0} - 1 \approx 83 \end{aligned}$$

$$\frac{V_{1K}}{V_{2K}} = 10 \therefore$$

Assim:

$$LC = \frac{(10 + 1)}{83^2 \cdot 377^2} = 11,23 \text{ mH} \cdot \mu\text{F}$$

$$C = \frac{0,30}{377 \times 220} = 3,67 \mu\text{F}$$

Adotando-se $C = 4 \mu\text{F}$

Obtém-se $L = 2,8 \text{ mH}$.

Para o funcionamento adequado do filtro, a sua frequência de ressonância, que é dada pela expressão (43), deve ser menor que a frequência de chaveamento.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (43)$$

Desse modo:

$$f_R = \frac{104}{2\pi\sqrt{1,123}} = 1502 \text{ Hz}$$

Devido à presença de harmônicas de tensão e corrente de alta frequência, é necessário empregar indutor com núcleo de ferrite e capacitor para corrente alternada, de baixas perdas, sendo o mais indicado o que emprega dielétrico de polipropileno.

A potência do filtro em VA é obtida pela expressão:

$$P_F = \omega_0 C V_0^2 + \omega_0 L I_0^2 \quad (44)$$

Desse modo $P_F \approx 100 \text{ VA}$, que representa 9% da potência da carga.

Na figura 5 estão representadas fotografias das tensões antes e após o filtro, obtidas em protótipo de laboratório, com os parâmetros estabelecidos no exemplo numérico anterior.

6. O PROBLEMA DA COMUTAÇÃO

Nos conversores convencionais, onde o tran-

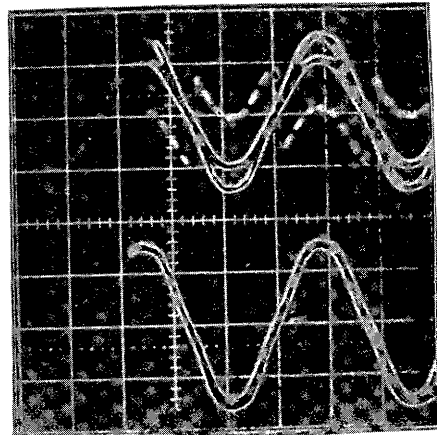


Fig.5 - Superior: Tensão antes do filtro.
Inferior: Tensão após o filtro.
Escala de Tensão: 197,5 V/DIV; frequência igual a 60Hz.

sistor de potência é empregado em interruptores unidirecionais em tensão, a comutação entre dois interruptores de um mesmo ramo exige a presença de circuitos de ajuda à comutação tanto no bloqueio quanto na entrada em condução. Tais circuitos, geralmente constituídos por componentes passivos, destinam-se a reduzir as perdas durante a comutação, evitar a destruição por segunda avalanche e limitar sobrecorrentes e sobretensões. Um exemplo desses circuitos está representado na figura 6.

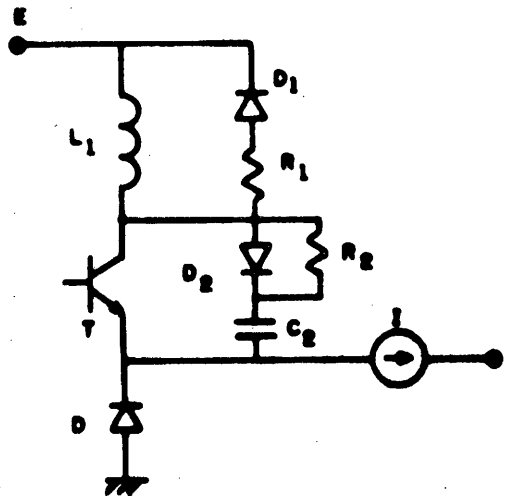


Fig.6 - Circuito de ajuda à comutação num conversor clássico.

$L_1 D_1 R_1$ constitui o circuito que atua na entrada em condução e $C_2 D_2 R_2$ o circuito que atua durante o bloqueio do transistor.

Quando o transistor é bloqueado, a corrente de carga I é desviada para o capacitor C_2 ; a sua tensão sobe até E , quando o diodo D_1 é polarizado diretamente e entra em condução naturalmente, cessando V_{C2} de aumentar.

No caso dos interruptores bidirecionais, a entrada em condução natural não existe, pois entre o bloqueio de um e a entrada em condu-

ção do complementar existe um intervalo de tempo fixo, imposto pelo comando. Desse modo não há como impedir que V_C aumente até destruir um dos transistores. Por este motivo são empregados circuitos limitadores de tensão, com capacidade de assumir a corrente de carga durante o intervalo entre a condução dos dois interruptores. No presente trabalho foi empregado o limitador constituído pelo circuito $D_3 C_3 R_3$ representado na figura 7.

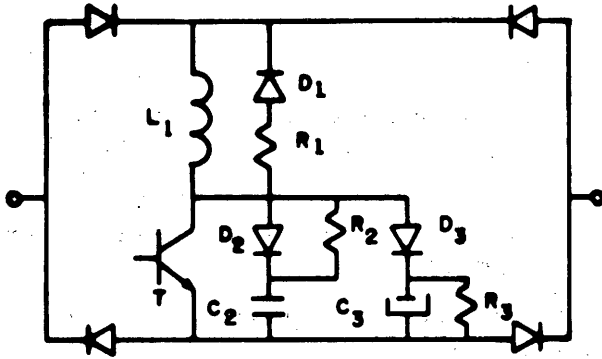


Fig.7 - Interruptor bidirecional com circuito de ajuda à comutação e limitador de tensão

Os valores dos componentes desses circuitos auxiliares dependem principalmente dos tempos de comutação do transistor, das tensões e corrente envolvidas e da frequência de chaveamento. Caso seja empregado o MOS-FET no lugar do transistor bipolar, esses tempos são muito menores e os componentes tornam-se menores e em alguns casos uma parte deles pode ser suprimida.

Na realização de um protótipo de laboratório, cujos dados de projeto foram citados nos parágrafos precedentes, foram adotados os seguintes valores:

$$\begin{aligned} L_1 &= 6\mu\text{H} & R_2 &= 750\Omega \\ R_1 &= 3,3\Omega & C_3 &= 10\mu\text{F} \\ C_2 &= 5,6\text{nF} & R_3 &= 10\text{K}\Omega \end{aligned}$$

É importante salientar que todos os diodos empregados no interruptor da figura 7 devem ser rápidos.

7. A QUESTÃO DO CONTROLE

O diagrama em blocos simplificado do sistema estudado está representado na figura 8.

Os blocos representados têm as seguintes funções:

- 1 - Sensor da tensão de saída, que inclui transformador retificador e filtro de primeira ordem.
- 2 - Amplificador de erro.
- 3 - Comando de base dos transistores.
- 4 - Conversor.

Devido ao chaveamento em alta frequência, o conversor é representado por um sistema contínuo e sem atraso, enquanto que o filtro é ignorado.

O único polo existente que intervem na resposta do sistema é introduzido pelo sensor de tensão, que está representado na figura 9.

Desse modo, o tempo e recuperação do estabilizador depende apenas do tipo de sensor empregado. Uma maneira de diminuir a constante de tempo é o uso de sensor de valor eficaz verdadeiro.

O emprego de um regulador proporcional com ganho igual a 50 foi escolhido para propiciar um erro estático igual a 0,5%.

Com os valores mostrados na figura 8, foi levantada experimentalmente a curva representada na figura 10, para operação em regime permanente. Constata-se a existência de erro estático praticamente nulo para a tensão de entrada variando entre 195 V e 260 V. Esta faixa pode ser deslocada ou ampliada desde que as relações de transformação do transformador T_{P2} sejam convenientes modificadas.

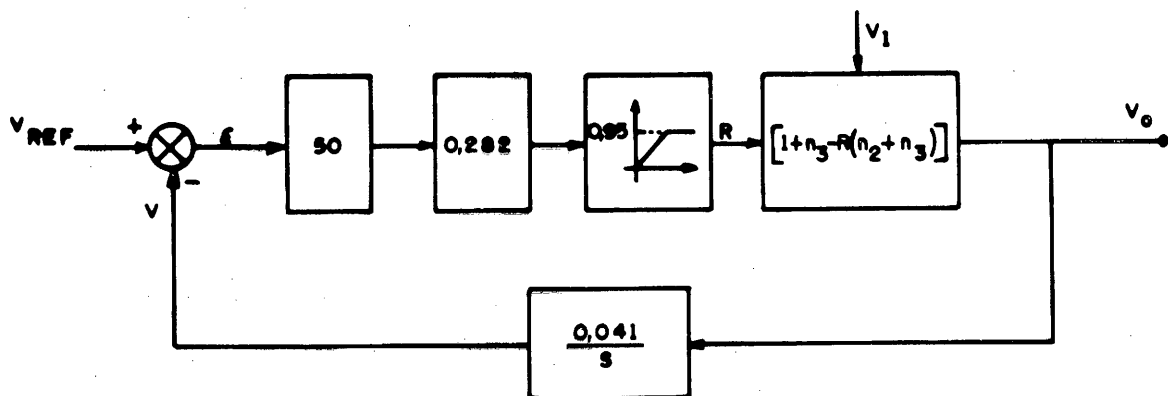


Fig.8 - Diagrama de blocos do controle do estabilizador proposto

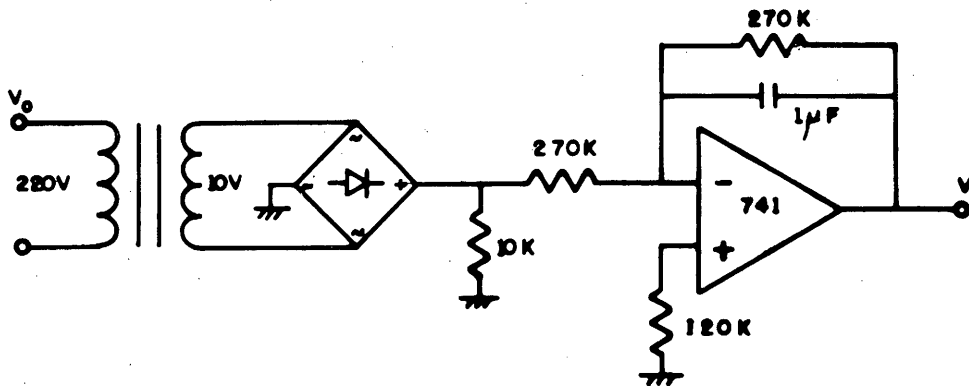


Fig.9 - Sensor de tensão

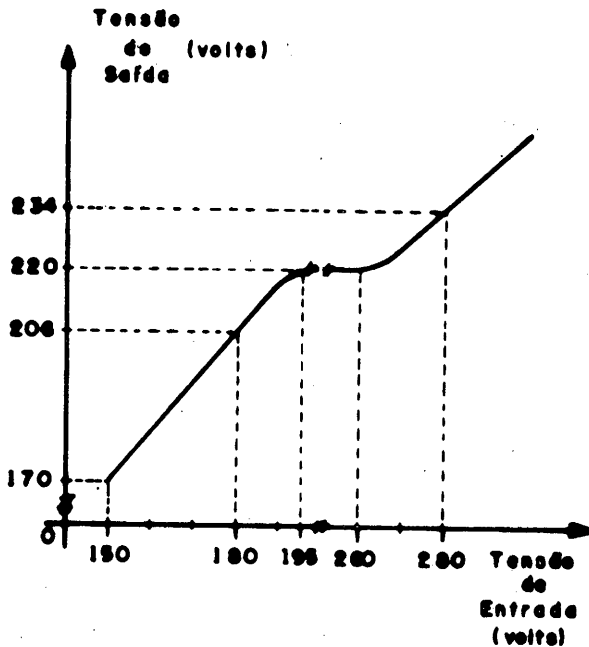


Fig.10 - Tensão de saída, em função da tensão de entrada, obtida experimentalmente

8. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi proposto e estudado um estabilizador de tensão alternada senoidal com configuração original.

Os resultados teóricos e experimentais obtidos permitem estabelecer as seguintes conclusões:

- obtem-se uma tensão senoidal na saída com um filtro de potência muito reduzido.
- o filtro não intervém na resposta dinâmica.
- devido ao chaveamento com alta frequência, pode ser obtida uma resposta muito rápida.
- o dimensionamento dos componentes de potência é simples e rápido.
- o rendimento é elevado.

f) obtém-se erros estáticos praticamente nulos, sem risco de instabilidade.

g) as características citadas podem ser ainda melhoradas com o emprego o MOS-FET, em baixas potências.

Os autores acreditam que a estrutura proposta poderá tornar-se padrão em projetos de estabilizadores de tensão alternada senoidal.

9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Cardoso, C. M., (1986). "Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada a Transistor de Potência", Dissertação de Mestrado, UFSC.
- Kassick, E. V., (1983). "Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada a Tiristor", Dissertação de Mestrado, UFSC.
- Koosuke, H. & Cheng-Ien, C., (1984). "Analysis of a Resonant Converter Controlled by Triac", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, Nº1: 236-240.
- Mc Vey, E. S. & Weber, R.E., (1967). "Design Information for a Switched AC Regulator", IEEE Transaction on Industry Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-14, Nº2: 51-56.