

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

COMPENSADOR ESTÁTICO DE ENERGIA REATIVA E DE
DESEQUILÍBRIOS DE UMA INSTALAÇÃO TRIFÁSICA

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

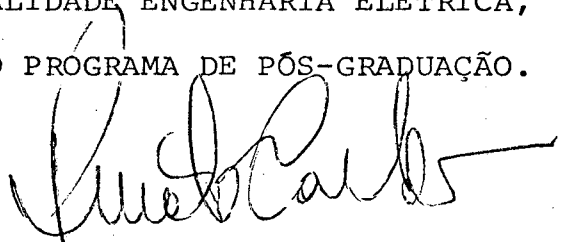
MÁRCIO CHEREM SCHNEIDER

FLORIANÓPOLIS, MARÇO DE 1980

COMPENSADOR ESTÁTICO DE ENERGIA REATIVA E DE DESEQUILÍBRIOS DE
UMA INSTALAÇÃO TRIFÁSICA

MÁRCIO CHEREM SCHNEIDER

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO
DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E
APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO.

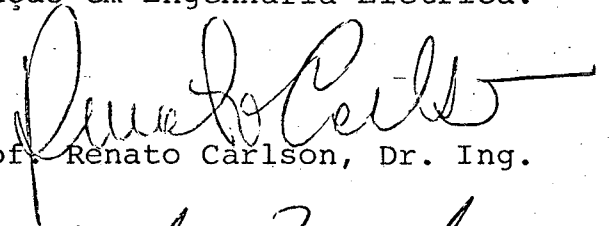


Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.
ORIENTADOR



Prof. Hans Helmut Zürn, Ph. D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

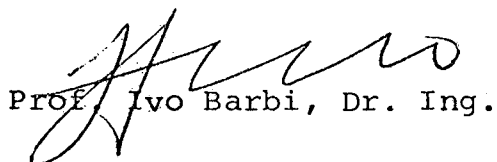
BANCA EXAMINADORA



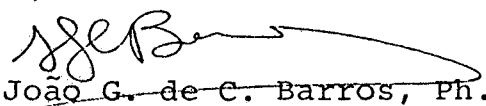
Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.




Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Dr. João G. de C. Barros, Ph.D.



Prof. Sérgio R. Arruda, M. Sc.

À minha esposa

A meus pais

AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Jacques Schonek pela inestimável colaboração e sugestões na realização deste trabalho.
- Ao Prof. Renato Carlson pela ajuda na orientação.
- Ao laboratorista Carlos Alberto Pacheco, por sua dedicação.
- Aos colegas e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica.
- À FINEP e à CNEN pelo apoio financeiro.

RESUMO

Este trabalho destina-se a descrever as principais características e aplicações do compensador estático de energia reativa e de desequilíbrios de uma instalação trifásica bem como a apresentar as principais equações para o projeto do compensador, dimensionado para manter o fator de potência da instalação próximo à unidade e para reduzir desequilíbrios que ocorram na carga.

Técnicas para medição das variáveis de controle da compensação, as componentes de sequência positiva e negativa da corrente, e três formas de controlar o processo são apresentadas: controle em malha aberta, controle em malha fechada e uma combinação destas duas formas de controle.

Um protótipo de laboratório foi projetado e montado para observar o desempenho estático e dinâmico do compensador.

ABSTRACT

This work describes the main characteristics and applications of the static compensator for reactive power and unbalanced loads. The main equations for designing the static compensator are presented. The device can be designed to maintain the load power factor near unity and to balance a three-phase unbalanced load.

Some measurement techniques for the compensation control variables, the negative-sequence and positive-sequence currents, and three methods to control the compensation process are presented: feedforward control, feedback control and a combination of the feedforward and feedback control.

A laboratory prototype was designed and assembled to observe the static compensator steady-state and dynamic performance.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA S.1

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO 1

CAPÍTULO 2 - REATÂNCIAS CONTROLADAS POR TIRISTORES 8

 2.1. Introdução 8

 2.2. Descrição da estrutura básica 8

 2.3. Dimensionamento e proteção dos tiristores 14

 2.4. Análise harmônica 16

 2.5. Indutância equivalente 21

 2.6. Estrutura trifásica 21

 2.6.1. Forma de onda das correntes - sistema equilibrado 23

 2.6.2. Forma de onda das correntes - sistema não equilibrado 25

 2.4. Conclusões 30

CAPÍTULO 3 - COMPENSAÇÃO DE ENERGIA REATIVA 31

 3.1. Introdução 31

 3.2. Motivação para o controle de potência reativa. 31

 3.3. Compensação de potência reativa 35

 3.4. Redução dos efeitos das harmônicas de corrente 40

 3.4.1. Causas e efeitos das harmônicas 40

 3.4.2. Redução do nível de harmônicas 41

 3.5. Conclusões 52

CAPÍTULO 4 - COMPENSAÇÃO DE DESEQUILÍBRIOS 54

 4.1. Introdução 54

4.2. Motivação para a compensação de desequilíbrios	55
4.3. Condição de equilíbrio em função da admitância da carga	56
4.4. Condição de equilíbrio em função das componentes simétricas da corrente de carga	65
4.5. Conclusões	
<u>CAPÍTULO 5 - CONTROLE DO PROCESSO DE COMPENSAÇÃO</u>	70
5.1. Introdução	70
5.2. Medida de componentes de sequência positiva e negativa da corrente	71
5.2.1. Medida por amostragem	76
5.2.2. Medida analógica	81
5.3. Etapa de comando de disparo dos tiristores ...	83
5.3.1. Linearização entre tensão de comando e fundamental da corrente nos ramos do absorvedor	83
5.3.2. Obtenção dos pulsos de disparo dos tiristores	91
5.4. Controle do processo	94
5.5. Conclusões	100
<u>CAPÍTULO 6 - UM PROTÓTIPO DE LABORATÓRIO DO COMPENSADOR ESTÁTICO</u>	103
6.1. Introdução	103
6.2. Desempenho do compensador estático em regime permanente	105
6.3. Desempenho do compensador estático em regime transitório	106
6.4. Conclusões	115

<u>CAPÍTULO 7 - CONCLUSÕES FINAIS</u>	117
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	122

SIMBOLOGIA

i	- Corrente
θ	- Ângulo
ω	- Pulsação
L	- Indutância
v	- Tensão
V_M	- Tensão de pico
f	- Freqüência
α	- Ângulo de disparo
β	- Ângulo de meia condução
R	- Resistência
ψ	- ângulo de defasagem entre tensão e corrente
θ_e	- Ângulo de extinção
I_{med}	- Corrente média
I_{ef}	- Corrente eficaz
I_n	- Amplitude da n^a harmônica de corrente
B	- Susceptância
C	- Capacitância
i_f	- Componente fundamental da corrente
L_{ef}	- Indutância equivalente
\bar{V}	- Fasor tensão
\bar{I}	- Fasor corrente
X	- Reatância
P	- Potência ativa
Q	- Potência reativa
D	- Fator de distorção
V_n	- Amplitude da n^a harmônica de tensão

- L_n - Indutância do filtro de n^a harmônica
- C_n - Capacitância do filtro de n^a harmônica
- f_o - Frequência da rede
- f_n - n^a harmônica da frequência da rede
- C_{on} - Capacitância equivalente, na frequência fundamental, ao filtro de n^a harmônica
- δ - Desvio relativo na frequência de ressonância do filtro.
- f_{on} - Frequência de ressonância do filtro
- Δ - Desvio
- q - Fator de mérito do indutor
- s - Variável complexa
- R_o - Resistência da linha
- L_o - Indutância da linha
- ω_s - Pulsção da ressonância série
- ξ_s - Fator de amortecimento (série)
- ω_p - Pulsção da ressonância paralela
- ξ_p - Fator de amortecimento (paralelo)
- $G(s)$ - Função de transferência
- $H(s)$ - Função de transferência
- G - Condutância
- a - Defasador de $2\pi/3$
- \bar{I}_{ao} - Componente de seqüência zero da corrente
- \bar{I}_{al} - Componente de seqüência positiva da corrente
- \bar{I}_{a2} - Componente de seqüência negativa da corrente
- \bar{V}_{al} - Componente de seqüência positiva da tensão
- \bar{V}_{a2} - Componente de seqüência negativa da tensão
- $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}, \bar{D}$ - Admitâncias
- \bar{Y} - Admitância da linha
- B' - Susceptância do compensador

- $\text{Re}(\)$ - Parte real
- $\text{Im}(\)$ - Parte imaginária
- b - Defasador de $-\pi/3$
- \emptyset - Ângulo de defasagem entre tensão e corrente
- f, g - Funções
- μ_c - Tensão para comando do disparo
- \underline{I} - Vetor de correntes
- \underline{A} - Matriz

C A P Í T U L O 1

INTRODUÇÃO

Dentre os fatores que afetam o desempenho dos sistemas de energia elétrica, um dos mais importantes é, sem dúvida, o consumo de potência reativa que influi no dimensionamento e qualidade do sistema. O fluxo de energia reativa na rede provoca perdas, produz flutuações de tensão devido à natureza reativa da linha e reduz a capacidade de transmissão da rede. Fica, pois, evidenciada a importância do controle de potência reativa a fim de, essencialmente, limitar o domínio de variação da tensão e, em consequência, aumentar os limites de transferência de potência ativa.

Várias técnicas com o objetivo de controlar a potência reativa de uma instalação têm sido desenvolvidas, analisadas e apresentadas na literatura ⁽¹⁻¹⁸⁾ :

- bancos de capacitores fixos: é um método convencional de controle do fator de potência e sua utilização só é conveniente quando o consumo de potência reativa na carga é aproximadamente constante. A compensação é calculada para o valor médio da potência reativa absorvida pela carga. Havendo variações na absorção de potência reativa pela carga haverá, em consequência, flutuações da tensão em torno de um certo valor médio. Além disso, os capacitores podem produzir condições de ressonância com a impedância da rede se não forem convenientemente aplicados. Tal solução é, então, in-

viável para compensar cargas cuja flutuação de potência reativa é elevada.

- seções de bancos de capacitores chaveados por contactores: neste caso, a compensação da potência reativa é efetuada discretamente através das diversas seções de bancos capacitivos operadas por meio de contactores comandados por elementos sensíveis à potência reativa. Este tipo de compensação só é conveniente para cargas cujas flutuações de potência reativa são relativamente lentas devido à inércia do elemento eletromecânico. Além disso, o chaveamento mecânico de capacitores pode criar elevado transitório de corrente devido ao fechamento do contato ocorrer com uma taxa de variação da tensão diferente de zero.
- seções de bancos de capacitores chaveados por tiristores^(9,15): o chaveamento de capacitores por meio de tiristores apresenta diversas vantagens em relação ao chaveamento eletromecânico. A alta velocidade de chaveamento dos tiristores, comparada à dos contactores, assegura uma rápida correção do fator de potência. Além disso, o transitório de corrente praticamente inexistente uma vez que os capacitores são chaveados quando sua tensão é igual à de alimentação e quando a corrente atinge o cruzamento natural do zero, isto é, os capacitores são conectados à rede quando a tensão da mesma atinge os valores máximo ou mínimo. Naturalmente, para evitar elevada corrente nos tiristores, os capacitores devem estar carregados com o valor máximo ou mínimo da tensão da rede antes que a conexão seja

efetuada. A desconexão é automaticamente efetuada se não forem aplicados pulsos de disparo ao tiristor no cruzamento do zero da corrente e o capacitor permanece carregado no valor máximo ou mínimo da tensão da rede. O máximo atraso teórico para conectar o capacitor é de um ciclo (supondo que esteja carregado com tensão máxima quando o próximo valor de derivada nula da tensão é o de tensão mínima e vice-versa) enquanto que o máximo tempo para desconectá-lo é de meio ciclo (uma vez efetuado o disparo, o capacitor só pára de conduzir meio ciclo após o tempo de disparo quando a corrente se extingue naturalmente). Este método ainda permite a compensação de desequilíbrios na carga. Contudo, alguns inconvenientes são característicos deste sistema de compensação: para limitar a corrente e o gradiente da corrente nos tiristores é necessário carregar os capacitores e só permitir seu acoplamento à rede quando sua tensão de carga for igual à tensão máxima ou mínima da rede. Devido a este fato, a corrente no capacitor não pode ser regulada de forma contínua. Para regular a potência reativa da instalação são então, necessários diversos bancos de capacitores controlados por tiristores. Naturalmente, à medida que cresce o número de bancos capacitivos a precisão da compensação aumenta mas os custos de chaveamento tornam-se elevados.

- compensadores síncronos: é uma forma clássica de compensação de potência reativa e utiliza o fato de que a máquina síncrona pode funcionar como elemento for-

necedor (máquina superexcitada) ou absorvedor (máquina subexcitada) de potência reativa. Contudo, a velocidade de absorção ou fornecimento de potência reativa é limitada pela constante de tempo do enrolamento de campo tornando sua ação pouco eficaz (tempo de resposta de 0,1 a 2s⁽¹⁾) na compensação de cargas cuja potência reativa varia rapidamente. Além disso, um único enrolamento de campo para as três fases impede a compensação de cargas desbalanceadas, só havendo possibilidade de correção da parte reativa da componente de seqüência positiva da corrente.

- reatores com saturação controlada por corrente contínua: a saturação é controlada através de corrente contínua circulando no enrolamento secundário do reator. Tal método, em muitos casos, não é eficiente pois a potência reativa a ser controlada pode exigir uma considerável potência de comando. O tempo de resposta é em torno de 0,1s⁽¹⁾.
- seções de reatores chaveados por tiristores: o chaveamento dos reatores é efetuado nos valores máximo e mínimo da tensão, assegurando a inexistência de harmônicas de corrente. Neste método os reatores são chaveados em seções discretas e, da mesma forma que no chaveamento de capacitores por tiristores, a compensação de potência reativa é efetuada em degraus.
- compensador estático: é constituído por um conjunto de capacitores conectados em filtros de harmônicas e um absorvedor regulável de potência reativa formado por indutâncias controladas por tiristores, dimensio-

nado a fim de manter constante e próximo a unidade o fator de potência de uma determinada instalação, quaisquer que sejam as variações na carga. Suas maiores vantagens em relação aos métodos anteriormente citados são o pequeno tempo de resposta e a possibilidade de regulação contínua do fornecimento ou absorção de potência reativa. Ainda permite compensação da componente de seqüência negativa da corrente devido à possibilidade de controle independente das três fases do absorvedor. É extremamente conveniente a sua aplicação em redes industriais em geral e, em especial, naquelas onde a potência reativa apresenta variações extremamente rápidas. Sua maior desvantagem está ligada à geração de harmônicas de corrente que, contudo, podem ser significativamente reduzidas se os filtros de harmônicas forem convenientemente projetados.

Além de permitir o controle contínuo e rápido de potência reativa de uma instalação diminuindo, em consequência, os custos energéticos e permitindo uma boa regulação da tensão, os compensadores estáticos ainda podem desempenhar funções bastante importantes em linhas de transmissão longas: melhoria da regulação de tensão e das estabilidades permanente e dinâmica do sistema de potência.

Numa linha de transmissão longa em corrente alternada, a potência reativa gerada pela capacitância da linha pode causar elevadas tensões no extremo receptor se o sistema opera com carga leve. Por outro lado,

se a carga for elevada, haverá redução de tensão no extremo receptor devido à reatância série da linha. Então, dependendo das condições de carga, devem ser absorvidos (ou fornecidos) maior ou menor quantidade de VAR'S. A utilização de sistemas de controle automático de absorção (ou fornecimento) de potência reativa minimiza variações de tensão devido às variações de carga. O compensador estático é, devido às suas características, capaz de desempenhar tal função.

O presente trabalho destina-se à descrição do compensador estático de potência reativa e de desequilíbrios de uma instalação trifásica bem como à apresentação de resultados obtidos utilizando um protótipo de laboratório.

O capítulo 2 apresenta a célula básica do compensador estático constituída por um indutor chaveado por tiristores em conexão antiparalela. São deduzidas as expressões relacionando a corrente fundamental e suas harmônicas ao ângulo de disparo dos tiristores. A compensação de potência reativa numa instalação trifásica balanceada, assim como métodos para redução do nível de harmônicas de corrente e de tensão, são analisados no capítulo 3.

A situação mais geral é abordada no capítulo 4 onde, além da compensação de potência reativa, também são estudadas as condições relativas às reatâncias dos ramos do compensador a fim de obter o equilíbrio de uma dada carga onde ocorra desbalanceamento.

A etapa de controle do processo é descrita no capítulo 5: medição de correntes, linearização do comando, regulação e circuitos de disparo são analisados. Finalmente, no capítulo 6 são

mostrados os resultados obtidos em testes com um protótipo de laboratório, enquanto que, no capítulo 7, são apresentadas as conclusões finais sobre o trabalho.

C A P Í T U L O 2

REATÂNCIAS CONTROLADAS POR TIRISTORES

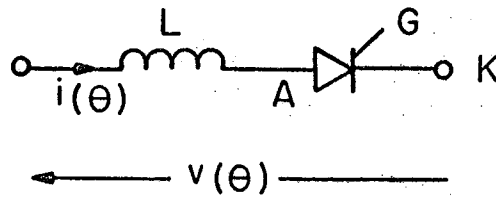
2.1. INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é a descrição de reatâncias controladas por tiristores. É mostrada uma estrutura onde um indutor, chaveado por meio de tiristores, apresenta uma indutância equivalente cujo valor é função do ângulo de meia condução dos tiristores. É determinada a lei que relaciona a corrente no indutor ao seu parâmetro de controle, o ângulo de disparo. Considerações sobre a resistência do indutor são efetuadas. Problemas relativos à proteção e ao dimensionamento dos tiristores são estudados.

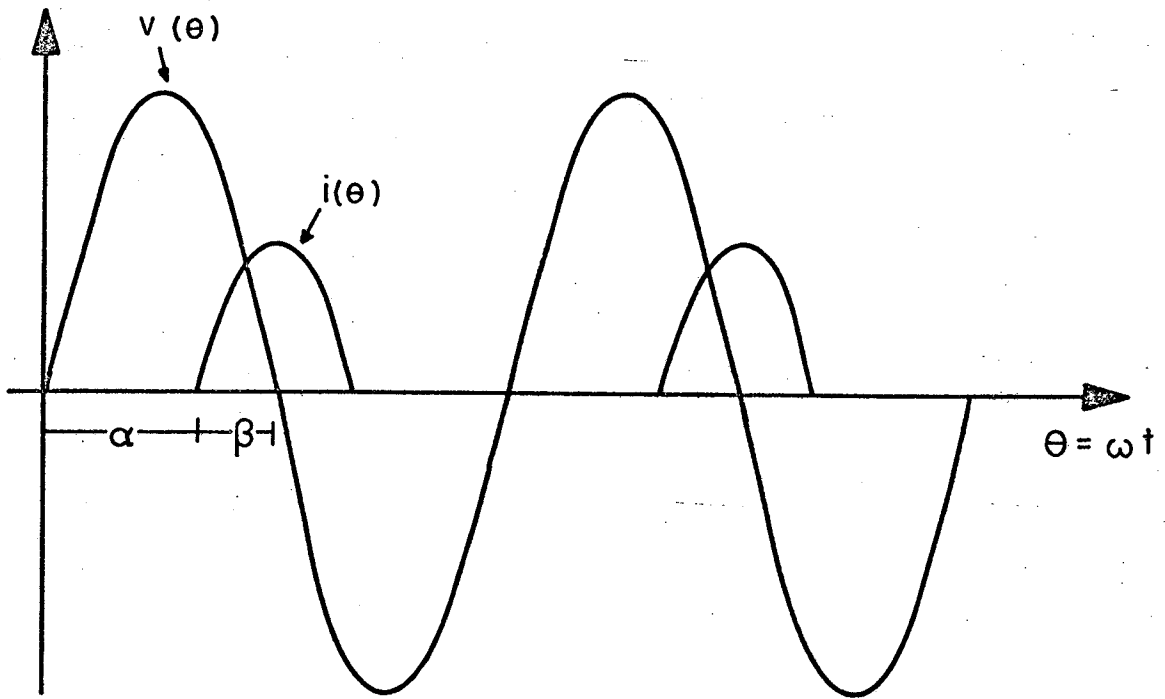
Um importante aspecto abordado é o aparecimento de harmônicas de corrente, devido à condução descontínua dos tiristores. A análise mostra que, para um sistema balanceado, não há ocorrência de harmônicas múltiplas de 2 e de 3.

2.2. DESCRIÇÃO DA ESTRUTURA BÁSICA

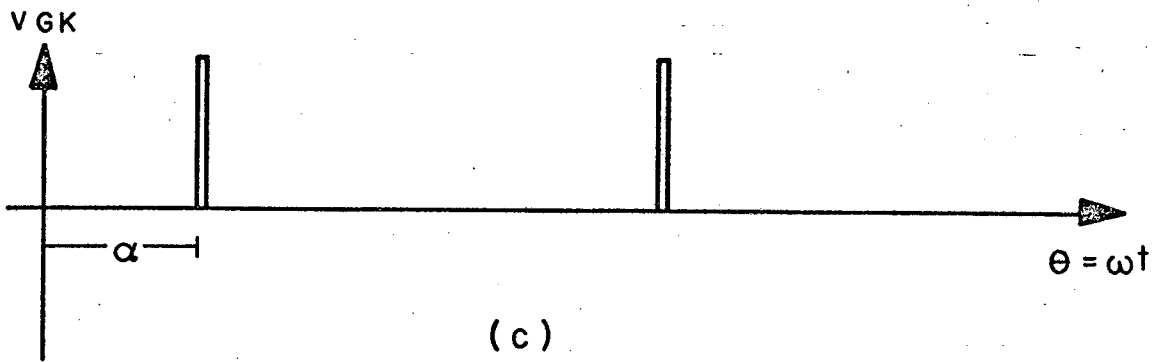
O tiristor permite a passagem unidirecional da corrente a partir do instante em que é aplicado um pulso de disparo ao seu gatilho. Uma vez que o mesmo conduza, só retornará ao estado de não condução quando a corrente que o percorre for inferior à sua corrente de manutenção, considerada zero no estudo a seguir.



(a)



(b)



(c)

FIG. 2.1. - Controle de corrente num indutor ideal.

- a) Estrutura básica
- b) Formas de onda da tensão e da corrente
- c) Pulsos de disparo

A estrutura representada na Fig. 2.1.a permite que a corrente unidirecional seja controlada em função do tempo em que é aplicado um pulso de disparo entre gatilho (G) e cátodo (K).

Considerando a tensão $v(\theta)$ sinusoidal, tem-se a expressão da corrente:

$$i(\theta) = \frac{1}{\omega L} \int v(\theta) d\theta \quad (2.1)$$

com $\theta = \omega t$ (2.2.a)

$$\omega = 2\pi f \quad (2.2.b)$$

Se $v(\theta) = V_M \text{sen}\theta$ (2.3)

então:

$$i(\theta) = \frac{V_M}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \theta) \text{ se } \alpha \leq \theta \leq 2\pi - \alpha \quad (2.4.a)$$

e $i(\theta) = 0$ se $0 \leq \theta \leq \alpha, 2\pi - \alpha \leq \theta \leq 2\pi$ (2.4.b)

ou ainda

$$i(\theta) = \frac{-V_M}{\omega L} (\cos \beta + \cos \theta) \text{ se } \pi - \beta \leq \theta \leq \pi + \beta \quad (2.5.a)$$

e $i(\theta) = 0$ se $0 \leq \theta \leq \pi - \beta, \pi + \beta \leq \theta \leq 2\pi$ (2.5.b)

com $\alpha + \beta = \pi$ (2.6)

α e β são, respectivamente, os ângulos de disparo e de meia condução do tiristor.

Deve ser observado que a corrente se extingue naturalmente e apresenta simetria em torno de $\theta = (2n + 1) \pi$, onde n é inteiro. A Fig. 2.1.b ilustra as formas de onda da tensão e da corrente, para um ângulo α de aplicação dos pulsos de disparo (Fig.2.1.c).

A análise anterior supõe um indutor ideal, cuja resistência série R é considerada nula. Suponha-se, então, o indutor não ideal, ilustrado na Fig. 2.2.a, com $R \neq 0$. Neste caso, a corrente no tiristor é expressa por:

$$i(\theta) = \frac{V_M}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \left(\text{sen}(\theta - \psi) - \text{sen}(\alpha - \psi) e^{\frac{(\theta - \alpha)}{\text{tg} \psi}} \right) \quad (2.7)$$

Considerando-se o indutor não ideal, há o aparecimento de uma exponencial amortecida. Contudo, se $\text{tg} \psi > 20$, como ocorre na maioria dos casos, a expressão da corrente se aproxima bastante do caso ideal, descrito pela relação (2.5.a). A título de ilustração, são comparadas as curvas da corrente para $\text{tg} \psi = \infty$ e para um caso bastante desfavorável, com $\text{tg} \psi = 5$ (Fig. 2.2.b).

Após o disparo do tiristor a corrente será nula no ângulo de extinção θ_e :

$$i(\theta_e) = 0 \quad (2.8.a)$$

isto é:

$$\text{sen}(\theta_e - \psi) - \text{sen}(\alpha - \psi) e^{\frac{-(\theta_e - \alpha)}{\text{tg} \psi}} = 0 \quad (2.8.b)$$

A Fig. 2.3 mostra o gráfico do ângulo de extinção θ_e em função do ângulo de disparo α para $\text{tg} \psi = 20$ e $\text{tg} \psi = \infty$. Obser-

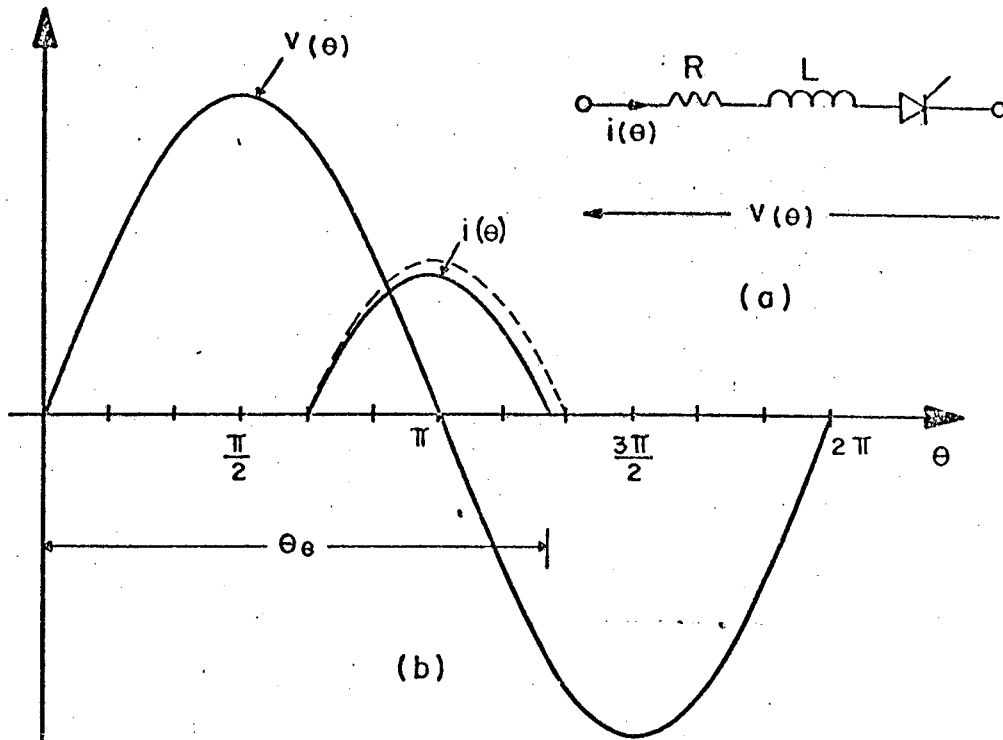


FIG. 2.2.- Controle de corrente num indutor não ideal.

a) Estrutura básica

b) Formas de onda da tensão e das correntes num indutor ideal (tracejada) e num indutor não ideal (continua) com $\text{tg } \psi = 5$

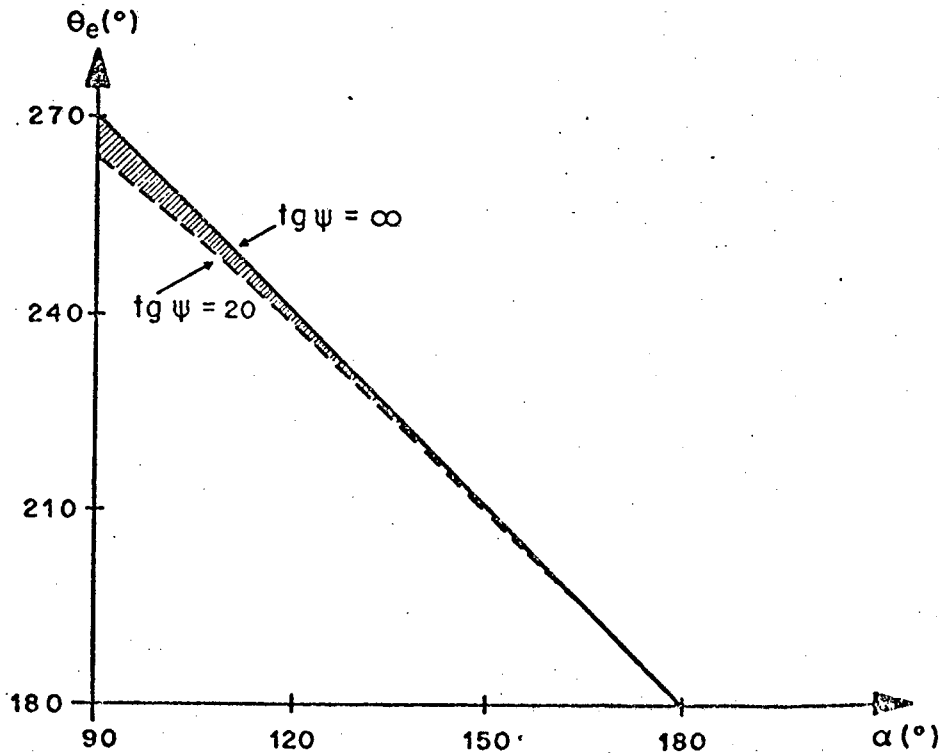


FIG. 2.3.- Ângulo de extinção em função do ângulo de disparo.

ve que as duas curvas são bastante próximas, significando que, para altos valores de $\omega L/R$, a curva não ideal praticamente se confunde com a ideal.

As análises de ora em diante serão baseadas num indutor ideal a menos que a resistência série tenha influência significativa.

Para evitar uma componente contínua na rede, devido ao sentido unidirecional da corrente no circuito da Fig. 2.1.a, são propostos os elementos da Fig. 2.4 que permitem sentido bidirecional da corrente.

Algumas comparações entre as estruturas da Fig. 2.4 podem ser feitas: a estrutura da Fig. 2.4.b tem como desvantagem o fato de seus tiristores não serem protegidos contra sobretensões pois, quando um tiristor não está conduzindo, toda a tensão é aplicada sobre ele, mesmo que o outro esteja no estado de condução; para o arranjo da Fig. 2.4.a, se um dos tiristores conduz, a tensão aplicada aos terminais do tiristor polarizado reversamente é igual à queda de tensão no outro; no arranjo da Fig. 2.3.c a tensão nos terminais do tiristor é inferior à tensão da rede se o outro tiristor estiver conduzindo, devido à queda de tensão no indutor série. É usual colocar os tiristores em condução através de disparos de emergência quando ocorrem sobretensões. Tais disparos são duplamente úteis: estando os tiristores em condução, a tensão nos seus terminais é reduzida e além disso, a colocação de reatores em paralelo com a rede é a ação corretiva necessária para redução da tensão⁽¹⁴⁾. As estruturas da Fig. 2.4.b e da Fig. 2.4.c possibilitam ainda um maior controle sobre o ângulo de disparo dos tiristores ($0 \leq \alpha \leq 180^\circ$) quando comparadas à da Fig. 2.4.a ($90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$). Além disso, o arranjo da Fig. 2.4.c permite que,

por uma escolha conveniente dos valores relativos dos indutores utilizados, a amplitude das harmônicas geradas seja relativamente pequena.

2.3. DIMENSIONAMENTO E PROTEÇÃO DOS TIRISTORES

Algumas grandezas são de importância fundamental na escolha do tiristor como, por exemplo, a tensão inversa repetitiva máxima, correntes média e eficaz no sentido de condução. Evidentemente, a tensão inversa repetitiva máxima depende da rede à qual o arranjo indutor - tiristor está conectado.

A corrente média no tiristor é dada por:

$$I_{\text{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta) d\theta \quad (2.8.a)$$

Com a corrente $i(\theta)$ definida pelas relações (2.5.a) e (2.5.b) tem-se:

$$I_{\text{med}} = \frac{V_M}{\pi \omega L} (\text{sen } \beta - \beta \cos \beta) \quad (2.8.b)$$

Por sua vez a corrente eficaz no tiristor é:

$$I_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\theta) d\theta} \quad (2.9.a)$$

que resulta em:

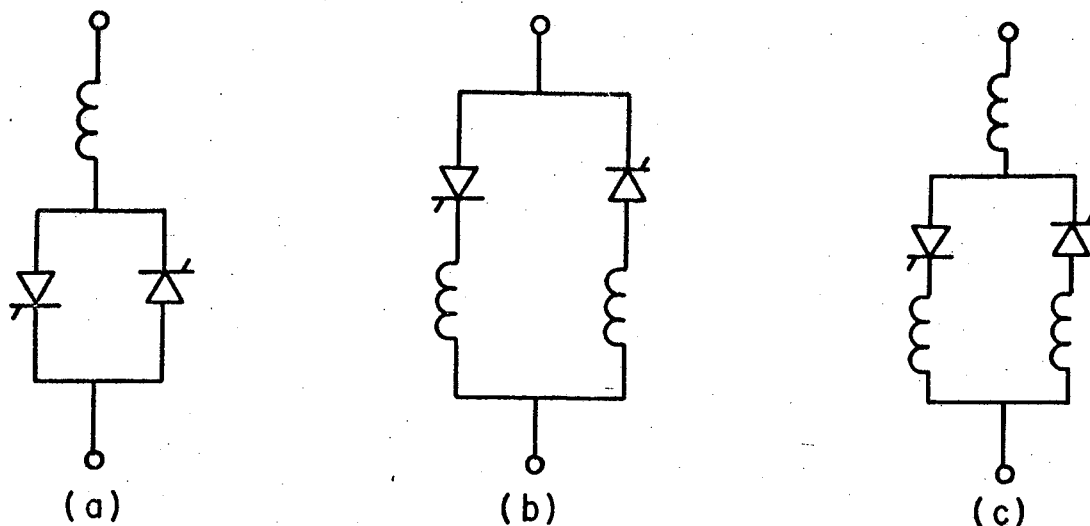


FIG. 2.4. - Estruturas básicas com corrente bidirecional.

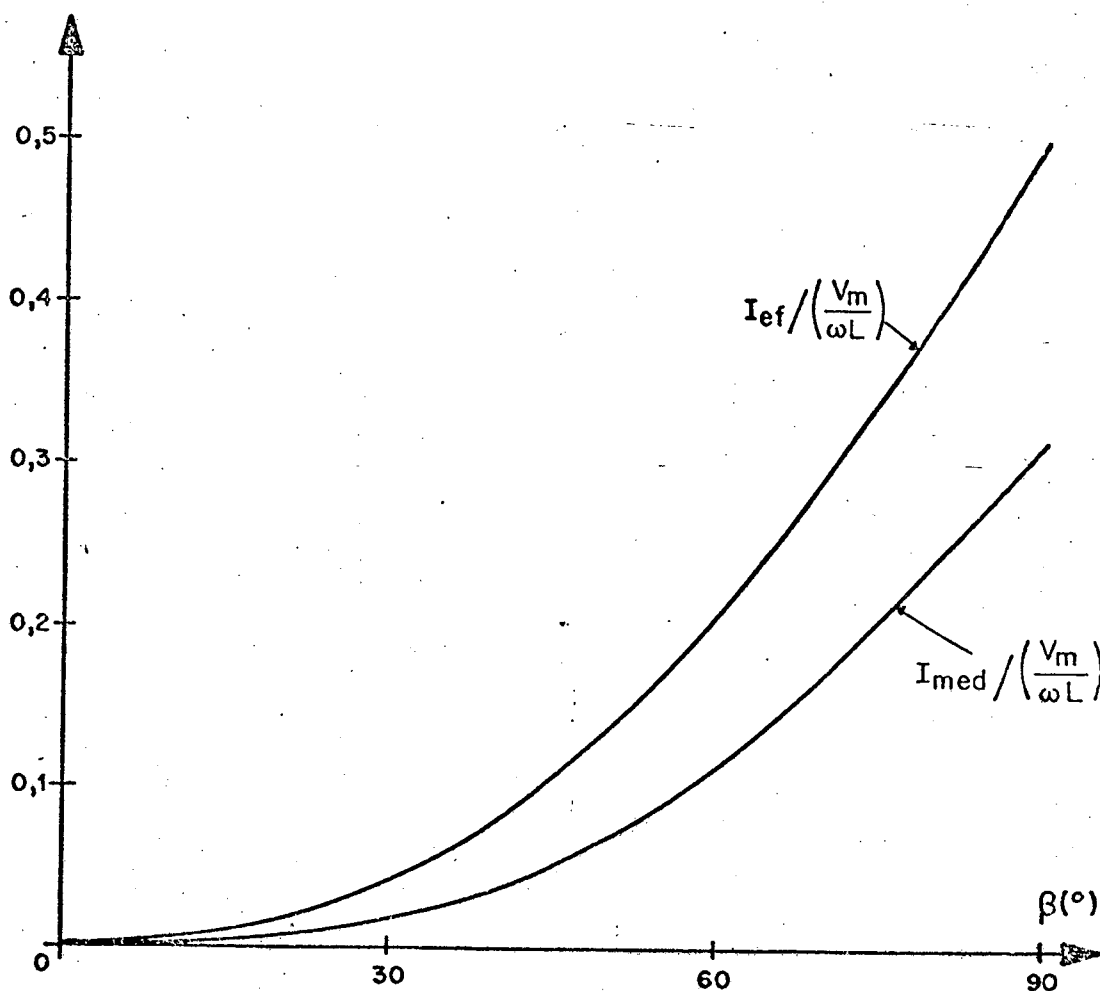


FIG. 2.5 - Correntes média e eficaz em função do ângulo de meia condução

$$i_{ef} = \frac{V_M}{\omega L} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} (\beta(1 + 2\cos^2\beta) - \frac{3}{2} \sin 2\beta)^{1/2} \quad (2.9.b)$$

As curvas da corrente média e eficaz no tiristor são ilustradas na Fig. 2.5.

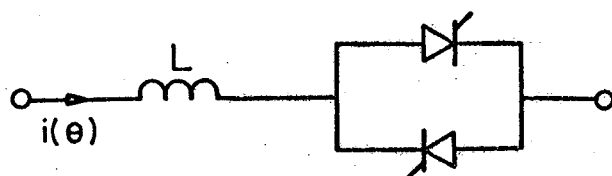
O gradiente de corrente di/dt no tiristor, se demasia do grande, pode criar um aquecimento excessivo e até mesmo fundir o condutor, danificando permanentemente o tiristor. Observa-se que, nas estruturas da Fig. 2.4, os tiristores são naturalmente protegidos contra o gradiente de corrente devido à presença do indutor série.

Uma outra precaução a ser tomada é relativa à taxa de variação de tensão dv_T/dt entre ânodo e cátodo, que pode provocar o disparo do tiristor mesmo sem a presença de pulsos no gatilho. Para evitar que ocorra este disparo falso do tiristor, um circuito RC série é conectado entre ânodo e cátodo. A finalidade do capacitor é reduzir a velocidade de crescimento da tensão enquanto o resistor limita a corrente de descarga do capacitor no tiristor quando ocorre o disparo.

2.4. ANÁLISE HARMÔNICA

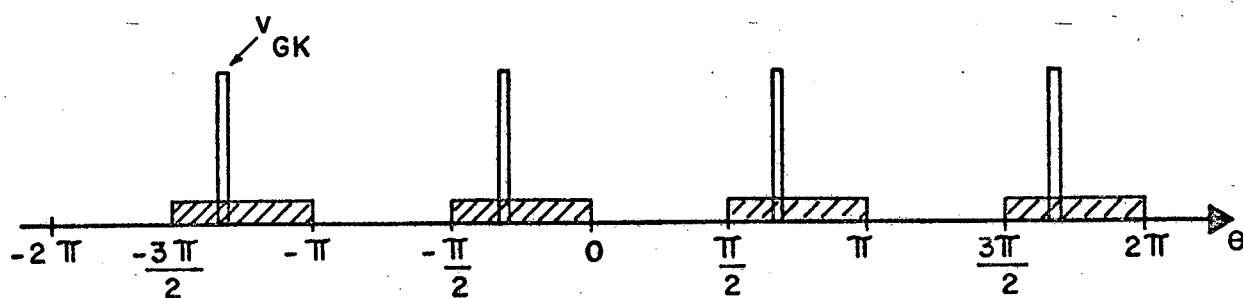
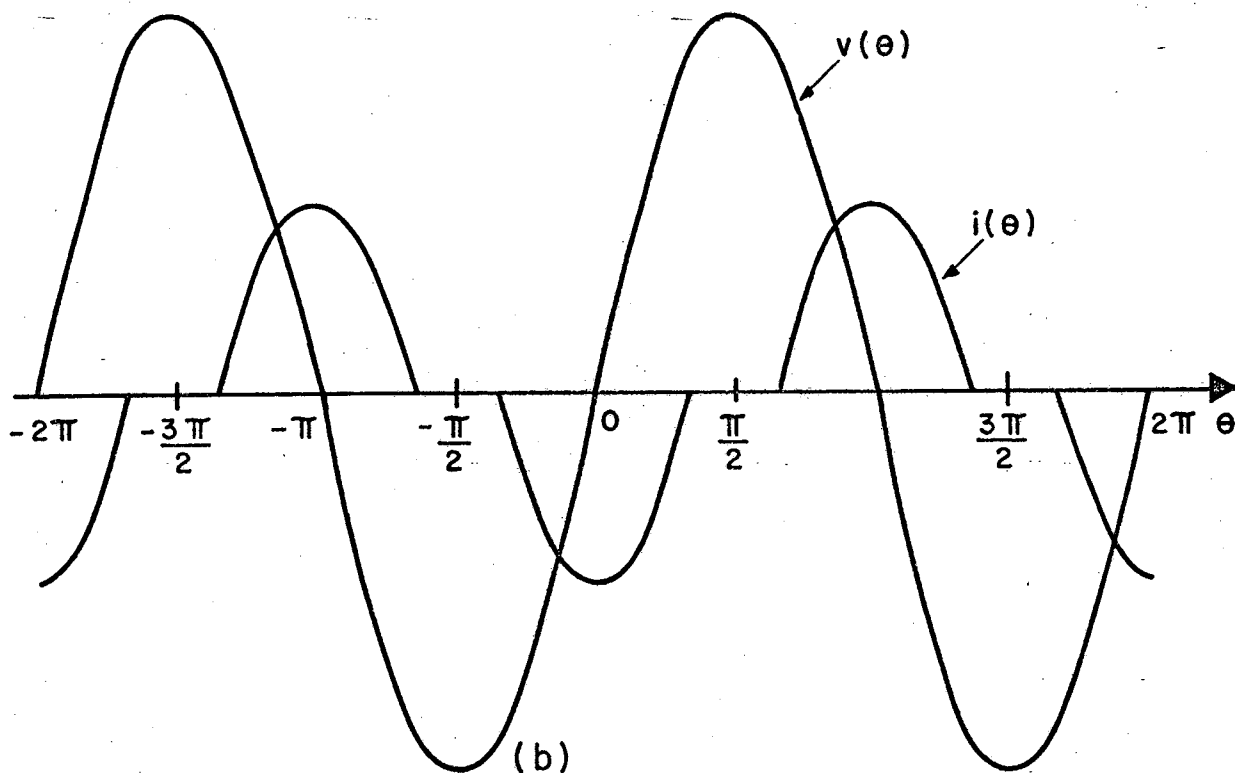
A corrente no indutor é controlada pelos tiristores, com ângulos de meia condução entre 0 e $\pi/2$ rd. A Fig. 2.6 ilustra a estrutura básica utilizada como reatância variável, assim como a forma de onda da corrente no indutor para um ângulo de meia condução β .

Na Fig. 2.6.c são mostradas as zonas de disparo permissíveis; caso o ângulo de disparo não esteja nas regiões indica-



← $v(\theta)$ →

(a)



 Zonas de disparo.

FIG. 2.6. - Controle de corrente bidirecional num indutor.

- a) Estrutura básica
- b) Formas de onda da tensão e da corrente
- c) Pulsos de disparo

das aparecerá uma componente contínua no indutor já que ocorrerá condução em apenas um dos tiristores. Entretanto, em casos práticos é interessante limitar um pouco mais a zona de disparo, principalmente devido ao erro de fase que pode ocorrer na detecção da tensão da rede.

Determinar-se-á, a seguir, a decomposição do sinal de corrente em série de Fourier:

$$i(\theta) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\theta + \sum_{n=1}^{\infty} I_n' \operatorname{sen} n\theta \quad (2.10)$$

A análise da Fig. 2.6.b revela que, se os ângulos de meia condução dos 2 tiristores são iguais, então:

$$I_0 = 0 \quad (2.11)$$

e

$$I_n' = 0 \quad (2.12)$$

pois $i(\theta) = i(-\theta)$.

Além disso a corrente apresenta a propriedade $i(\theta) = -i(\theta + \pi)$. Logo, as harmônicas pares são nulas, isto é:

$$I_{2n} = 0 \quad (2.13)$$

A componente fundamental da corrente é determinada a partir de:

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta) \cos \theta \, d\theta \quad (2.14.a)$$

com

$$i(\theta) = \frac{-V_M}{\omega L} (\cos \theta - \cos \beta) \quad -\beta \leq \theta \leq \beta \quad (2.14.b)$$

e

$$i(\theta) = \frac{-V_M}{\omega L} (\cos \theta + \cos \beta) \quad \pi - \beta \leq \theta \leq \pi + \beta \quad (2.14.c)$$

donde:

$$I_1 = \frac{-V_M}{\pi \omega L} (2\beta - \text{sen } 2\beta) \quad (2.14.d)$$

A Fig. 2.7 ilustra a curva da componente fundamental da corrente em função do ângulo de meia condução do tiristor.

As amplitudes das harmônicas da corrente são determinadas por:

$$I_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta) \cos n\theta \, d\theta \quad (2.15.a)$$

donde, com $i(\theta)$ definida por (2.14.b) e (2.14.c):

$$I_n = \frac{-2V_M}{\pi \omega L} \left(\frac{-1}{n(n+1)} \text{sen } (n+1)\beta + \frac{1}{n(n-1)} \text{sen } (n-1)\beta \right) \quad (2.15.b)$$

para n ímpar.

As amplitudes das harmônicas, obtidas por meio de computador digital, são representadas na Fig. 2.8.

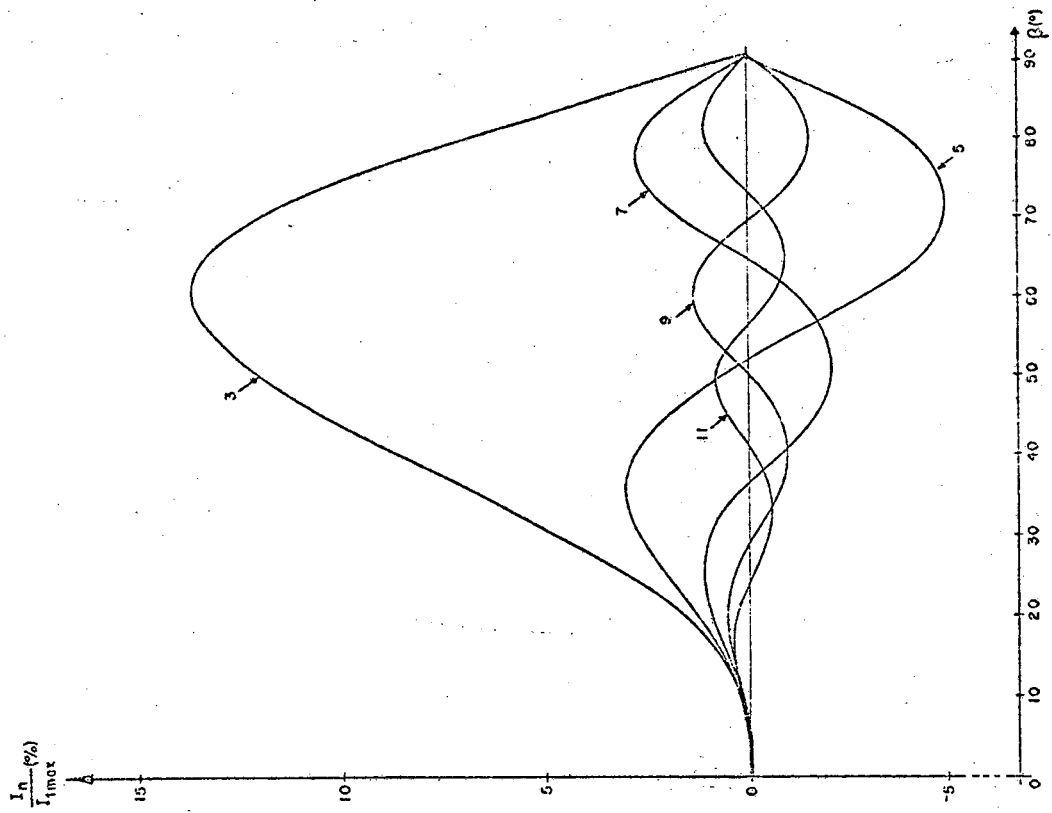


FIG. 2.8.- Amplitude das harmônicas de corrente em função do ângulo de meia condução.

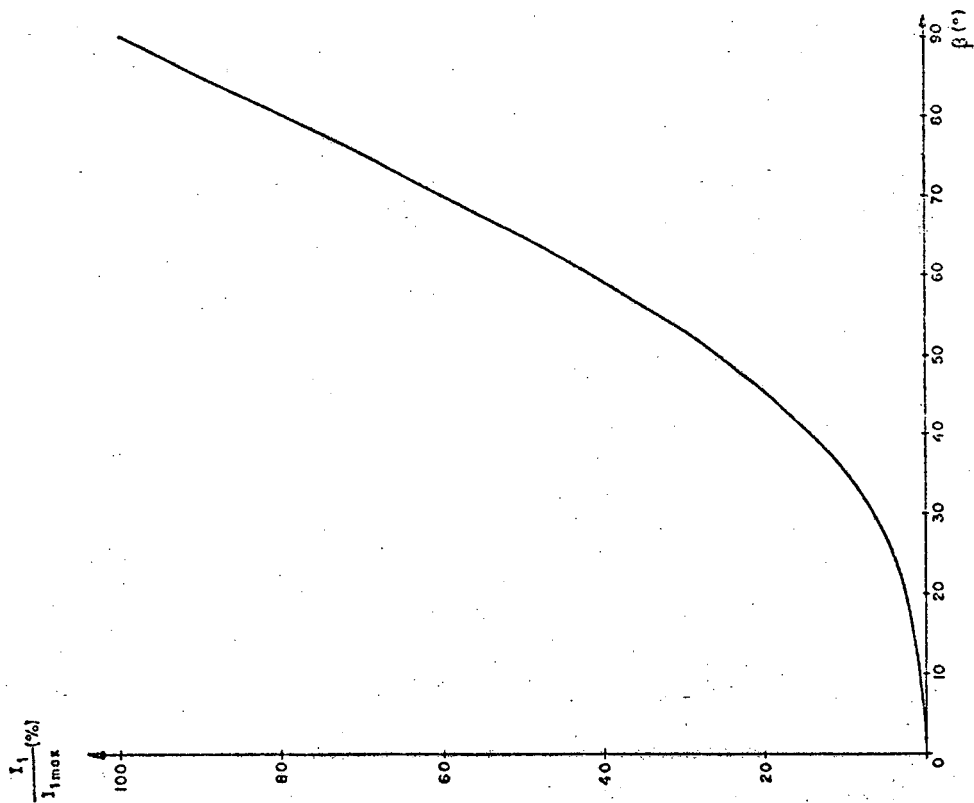


FIG. 2.7.- Componente fundamental da corrente em função do ângulo de meia condução

2.5. INDUTÂNCIA EQUIVALENTE

Da análise anterior conclui-se que, em regime permanente, o indutor chaveado por tiristores é equivalente a diversas fontes de corrente, conectadas em paralelo, segundo a representação da Fig. 2.9. Então, o elemento chaveado, sob o ponto de vista da frequência fundamental, é um indutor de indutância equivalente:

$$L_{eq} = \frac{v}{di_f/dt} \quad (2.16.a)$$

com $i_f = I_1 \cos \omega t$ e I_1 definida por (2.14.d), tem-se:

$$L_{eq} = \frac{\pi L}{2\beta - \text{sen } 2\beta} \quad (2.16.b)$$

Portanto, o indutor chaveado por tiristores comporta-se como um indutor cuja indutância pode ser variada com o ângulo de meia condução dos tiristores de acordo com a relação (2.16.b). Tal dispositivo, em paralelo com um capacitor (Fig. 2.10), apresenta uma susceptância B (capacitiva ou indutiva) cujo valor é dado por:

$$B = \omega C - \frac{2\beta - \text{sen } 2\beta}{\pi \omega L} \quad (2.17)$$

2.6. ESTRUTURA TRIFÁSICA

A Fig. 2.11 ilustra a conexão das estruturas básicas

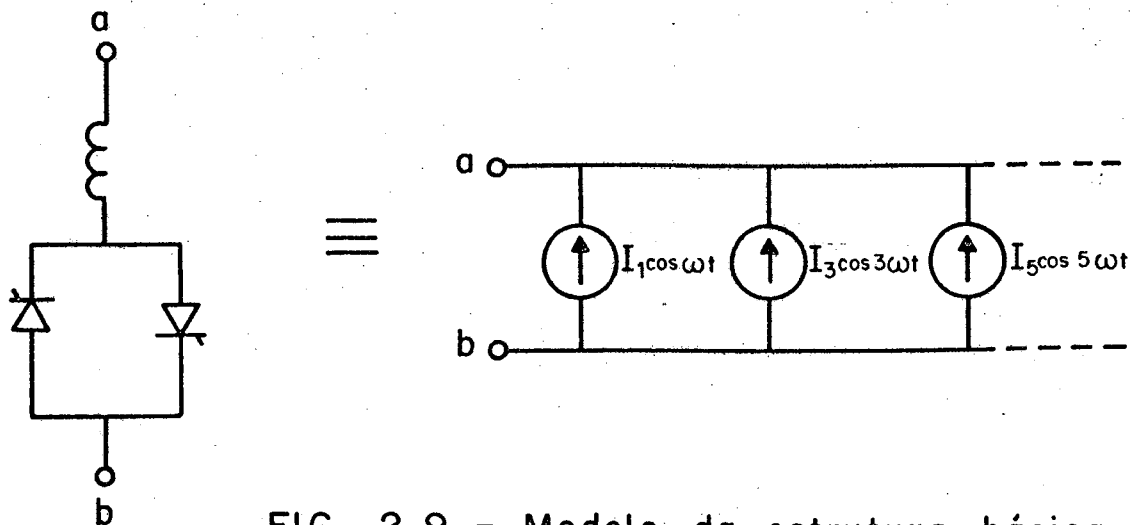


FIG. 2.9. - Modelo da estrutura básica em regime permanente.

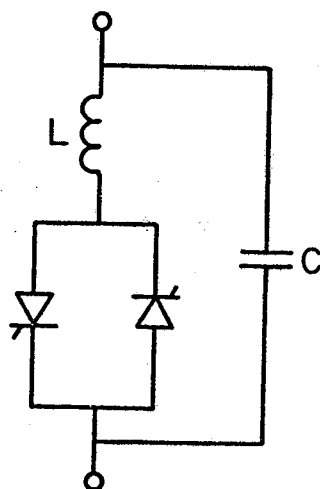


FIG. 2.10. - Reatância variável

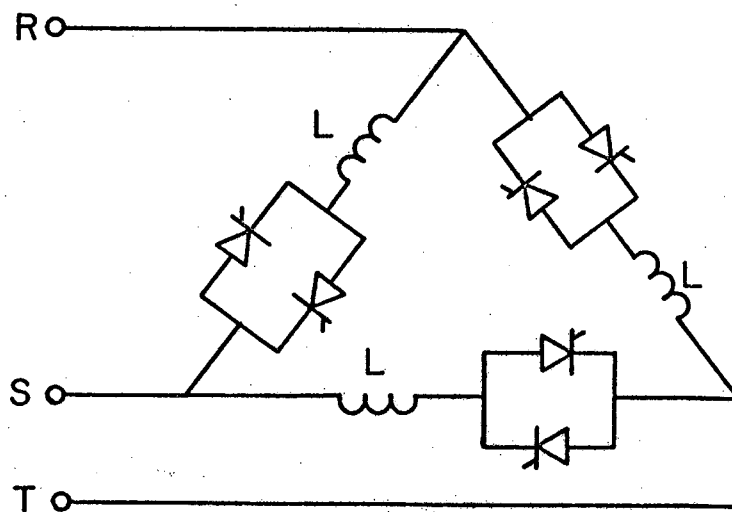


FIG. 2.11. - Estrutura trifásica

para compor a reatância trifásica, onde a corrente em cada ramo apresenta as características já descritas anteriormente.

2.6.1. Forma de onda das correntes - sistema equilibrado.

Se as indutâncias forem iguais nas 3 fases e os ângulos de meia condução também o forem, então as correntes nas fases apresentarão deslocamentos relativos de um terço de período da rede (Fig. 2.12). Com tais condições, tem-se:

$$i_{TR}(\theta) = - i_{RS}(\theta - \pi/3) \quad (2.18.a)$$

A corrente de linha é, então, expressa por:

$$i_R(\theta + \pi/6) = i_{RS}(\theta + \pi/6) + i_{RS}(\theta - \pi/6) \quad (*) \quad (2.18.b)$$

onde

$$i_{RS}(\theta) = \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ ímpar}}}^{\infty} I_n \cos n\theta \quad (2.18.c)$$

com I_1 e I_n sendo definidas por (2.14.d) e (2.15.b).

Logo:

$$i_R(\theta + \pi/6) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n(\theta + \pi/6) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n(\theta - \pi/6) \quad (2.18.d)$$

(*) O incremento de $\pi/6$ dado ao ângulo teve como objetivo obter a função $i_R(\theta)$ com simetria par.

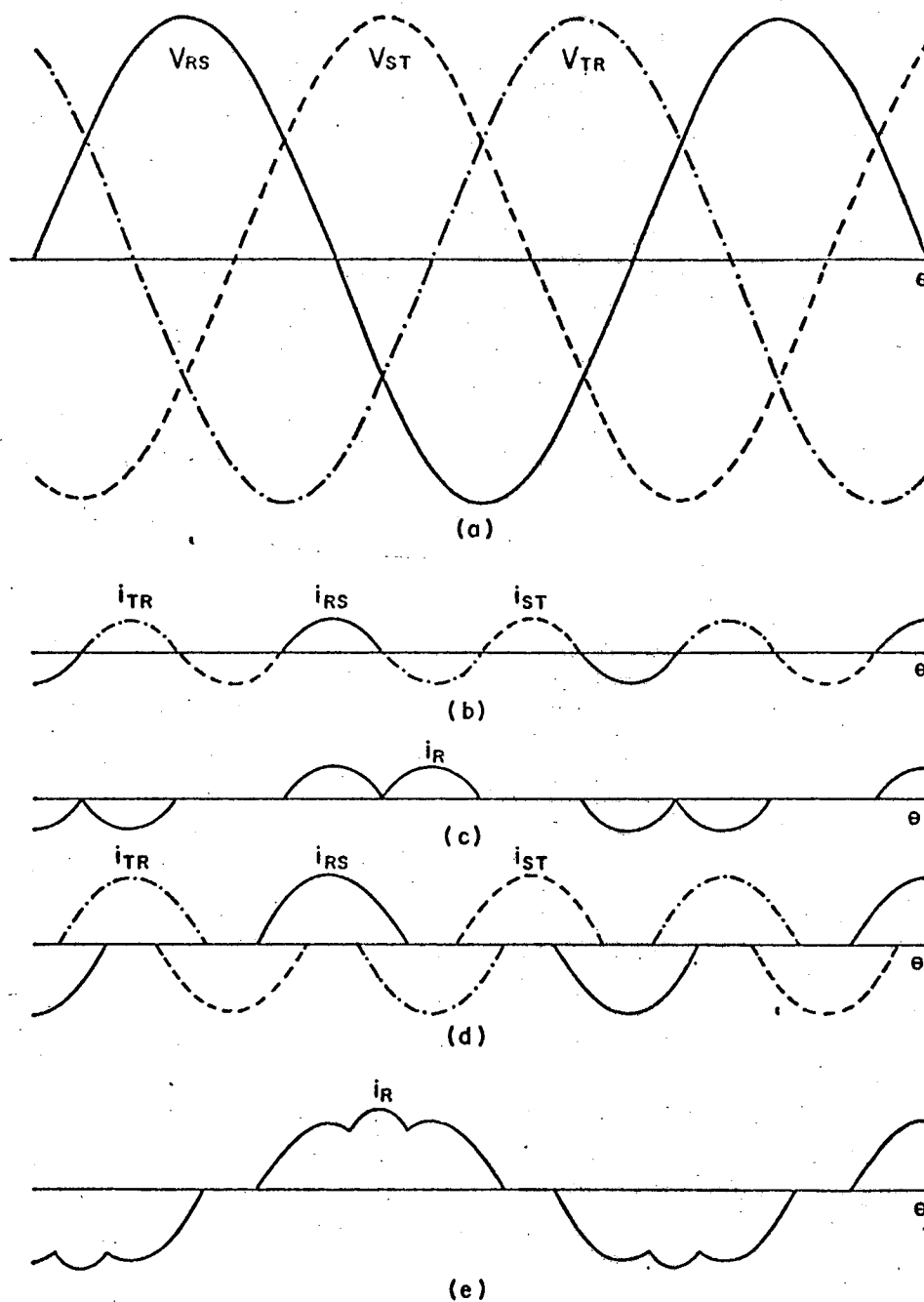


FIG. 2.12. - a) Tensões trifásicas.

b) Correntes de fase ($\beta = 30^\circ$)

c) Correntes de linha i_R ($\beta = 30^\circ$)

d) Correntes de fase ($\beta = 45^\circ$)

e) Correntes de linha i_R ($\beta = 45^\circ$)

$$i_R(\theta + \pi/6) = \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ ímpar}}}^{\infty} 2 I_n \cos(n\pi/6) \cdot \cos n\theta \quad (2.18.e)$$

A expressão (2.18.e) fornece a série de Fourier da corrente de linha se os ângulos de meia condução dos 6 tiristores são iguais.

Se $n = 3k$, então $\cos(n\pi/6) = 0$, ou seja, se o sistema é equilibrado, as amplitudes das harmônicas múltiplas de três são nulas. Conclui-se que, para a estrutura trifásica equilibrada, as harmônicas presentes serão apenas as de ordem $6k \pm 1$. Pode-se, então, escrever:

$$i_R(\theta + \pi/6) = \sqrt{3} I_1 \cos \theta + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{3} (-1)^k (I_{6k+1} \cos(6k+1)\theta + I_{6k-1} \cos(6k-1)\theta) \quad (2.19)$$

As fotos 2.1 a 2.6 ilustram formas de onda de correntes, tensão e espectros com ângulo de meia condução próximo a 60° , enquanto as fotos 2.7 a 2.12 foram obtidas β próximo a 40° . Os espectros de corrente obtidos confirmam, com boa aproximação, os valores teóricos das harmônicas ilustradas nas figuras 2.7 e 2.8.

2.6.2. Forma de onda das correntes - sistema não equilibrado

Se os ângulos de meia condução são diferentes, as componentes harmônicas múltiplas de 3 estarão presentes nas correntes de linha mas sempre com amplitude igual ou inferior à máxima das amplitudes das correntes de fase, pois as harmônicas das correntes de fase múltiplas de 3 compõem-se subtrativamente, em módulo, duas a duas, para formar a corrente de linha.

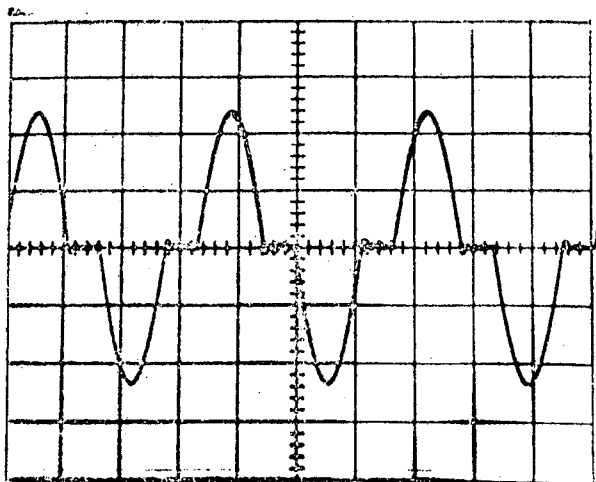


FOTO 2.1 - Corrente i_{RS} no absorvedor
($\beta=60^\circ$) Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

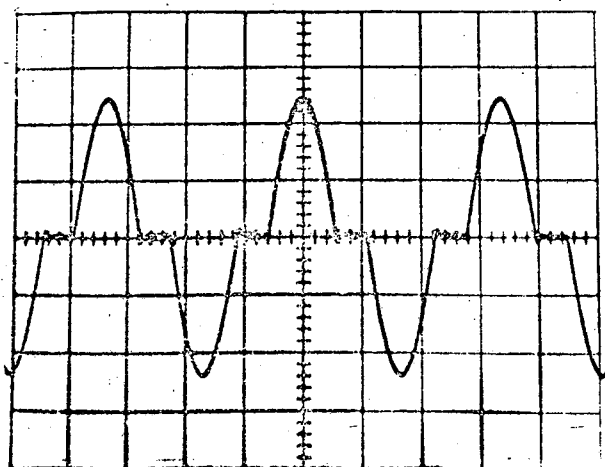


FOTO 2.2 - Corrente i_{ST} no absorvedor
($\beta=60^\circ$) Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

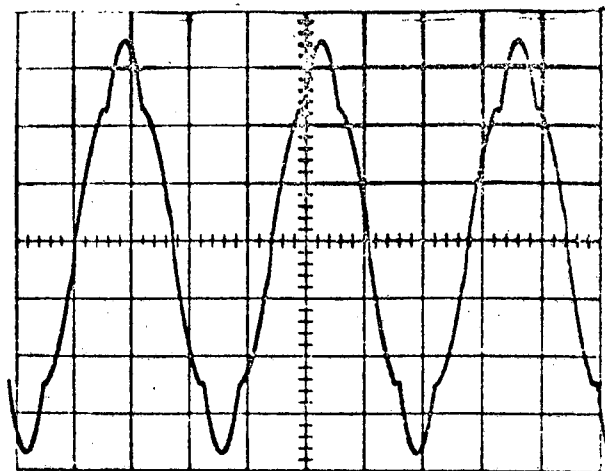


FOTO 2.3 - Corrente $i_S = i_{ST} - i_{RS}$
($\beta=60^\circ$) Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

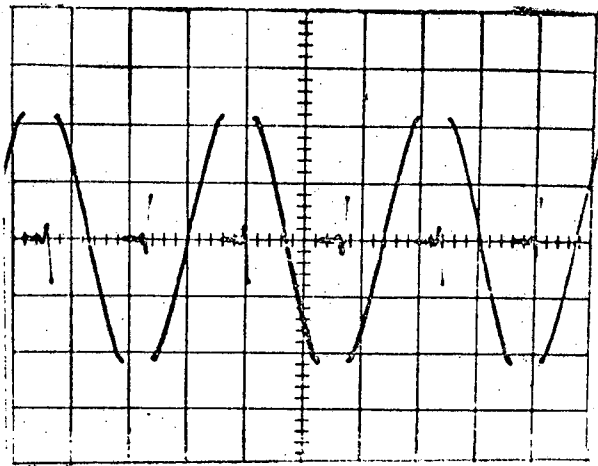


FOTO 2.4 - Tensão no indutor
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 250V/div

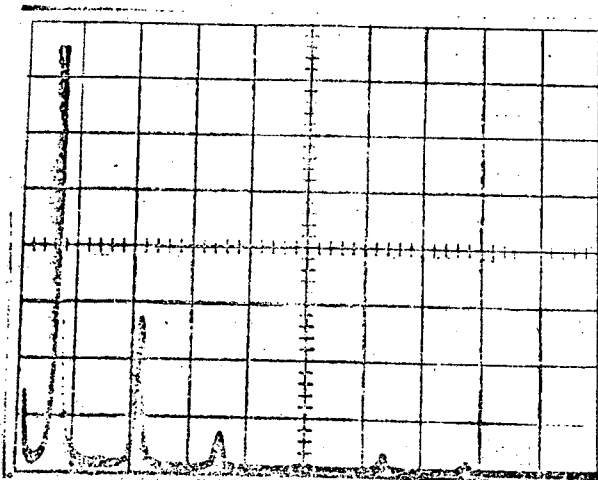


FOTO 2.5 - Espectro da corrente de fase
($\beta=60^\circ$) Vertical: 1,5 A/div

0 1 3 5 7 9 11
 $n=f/f_0$

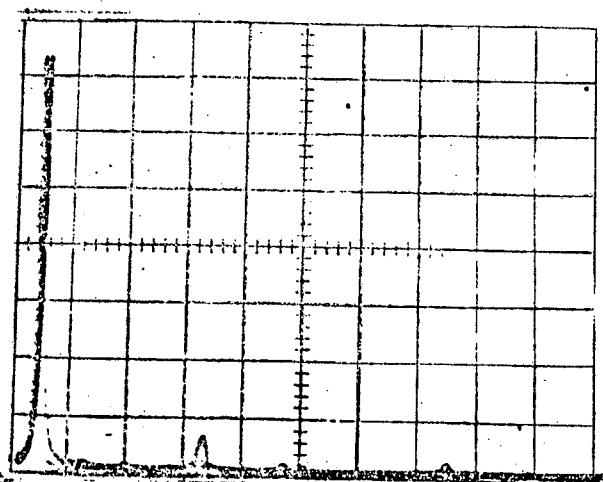


FOTO 2.6 - Espectro da corrente de linha
($\beta=60^\circ$) Vertical: 2,5 A/div

1 5 7 11
 $n=f/f_0$

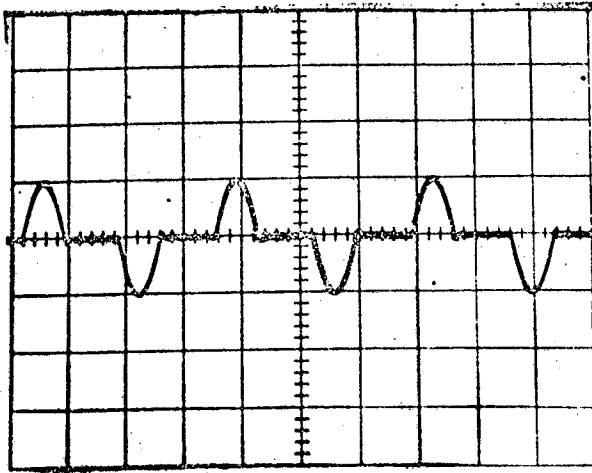


FOTO 2.7 - Corrente i_{RS} no absorvedor
($\beta=40^\circ$) Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

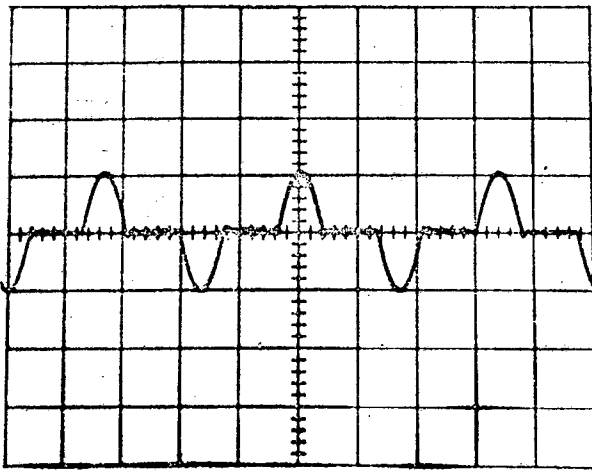


FOTO 2.8 - Corrente i_{ST} no absorvedor
($\beta=40^\circ$) Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

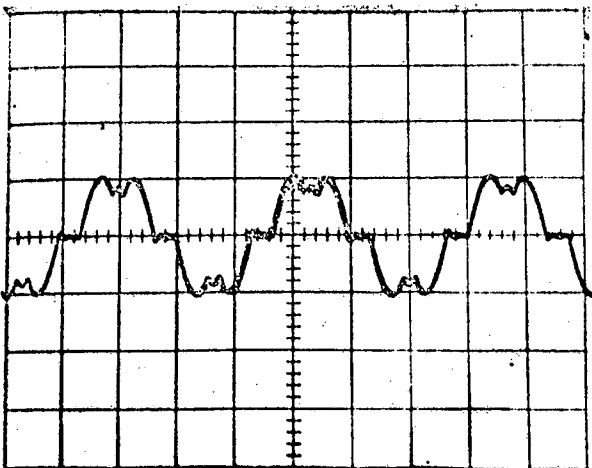


FOTO 2.9 - Corrente $i_S = i_{ST} - i_{RS}$
($\beta=40^\circ$) Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

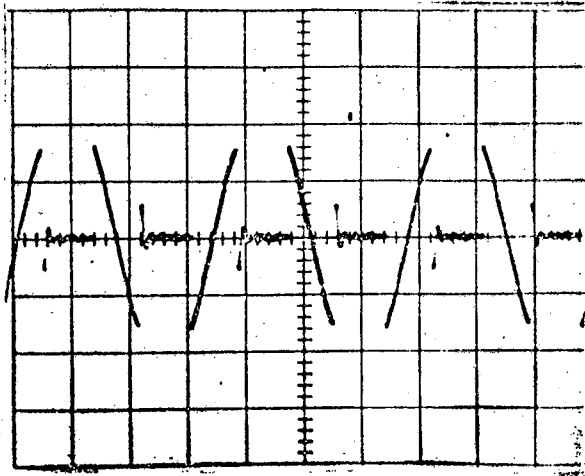


FOTO 2.10 - Tensão no indutor
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 250V/div

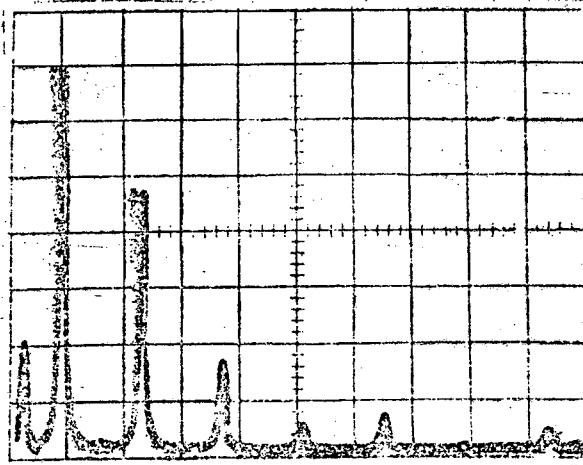


FOTO 2.11 - Espectro da corrente
de fase
($\beta=40^\circ$)
Vertical: 0,55 A/div

0 1 3 5 7 9 11 13 $n=f/f_0$

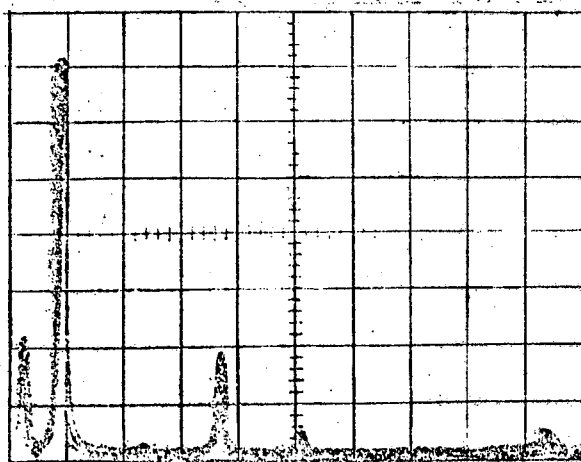


FOTO 2.12 - Espectro da corrente
de linha
($\beta=40^\circ$)
Vertical: 0,9 A/div

0 1 5 7 11 13 $n=f/f_0$

2.7. CONCLUSÕES

Os dispositivos semicondutores com comando de condução oferecem um excelente meio de regulação da corrente. Em particular, uma estrutura constituída por um indutor em série com tiristores em conexão antiparalela tem uma indutância efetiva cujo valor pode ser variado contínua e rapidamente mediante a posição dos pulsos de disparo dos tiristores. Tal estrutura, conectada em paralelo com um capacitor, constitui um elemento cuja susceptância (indutiva ou capacitiva) pode ser controlada. Isto é extremamente interessante pois possibilita um método através do qual é possível variar de maneira rápida e contínua a absorção ou fornecimento de potência reativa de forma extremamente simples, isto é, pela posição dos pulsos de disparo dos tiristores^(5, 10, 11, 12, 14).

O maior problema que ocorre com o método é o surgimento de harmônicas de corrente, perturbadoras dos usuários do sistema de potência que, contudo, podem ser consideravelmente reduzidas, conforme descrição do capítulo seguinte.

C A P Í T U L O 3

COMPENSAÇÃO DE ENERGIA REATIVA

3.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo são descritas as principais consequências advindas do fluxo de potência reativa nas linhas de transmissão de energia elétrica. O método de compensação de energia reativa, baseado no dispositivo básico descrito no capítulo anterior, é estudado e os elementos são dimensionados em função do conhecimento das variações de potência reativa na carga. A circulação de harmônicas da corrente geradas pelo indutor chaveado e, em muitos casos, pela própria carga, é analisada em suas causas e efeitos. Formas de reduzir as harmônicas de corrente e as de tensão são apresentadas: uma é baseada numa estrutura modificada do compensador estático⁽¹⁴⁾ enquanto outra utiliza filtros LC série em derivação com a rede⁽¹⁹⁾.

3.2. MOTIVAÇÃO PARA O CONTROLE DE POTÊNCIA REATIVA

O fluxo de potência reativa num sistema de transmissão de energia elétrica causa inúmeros problemas, dentre os quais o aumento de perdas na linha. Considerando o modelo da Fig. 3.1, onde é desprezada a admitância em paralelo, as perdas (γ) em watts, são dadas por:

$$\gamma = \frac{R}{|\bar{V}_1|^2} (P^2 + Q^2) \quad (3.1.)$$

onde P é a potência ativa e Q a potência reativa.

Além das perdas, o fluxo de potência reativa na linha provoca queda de tensão. Considerando a Fig. 3.1, tem-se:

$$\bar{V}_1 = \bar{V}_2 + (R + jX) \bar{I} \quad (3.2.2)$$

$$\bar{I} = \frac{P - jQ}{\bar{V}_1} \quad (3.2.b)$$

A regulação ρ é dada por:

$$\rho = \frac{|\bar{V}_1| - |\bar{V}_2|}{|\bar{V}_1|} \quad (3.3.a)$$

De (3.2.a) e (3.2.b) vem:

$$\rho \approx \frac{X}{|\bar{V}_1|^2} \left(Q + \frac{P}{\operatorname{tg} \psi} \right) \quad (3.3.b)$$

onde:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{X}{R} \quad (3.3.c)$$

Em geral, a ordem de grandeza de $\operatorname{tg} \psi$ é compreendida entre 5 e 15. Conclui-se, então, que a maior variação na tensão ocorre devido à potência reativa, em virtude da natureza reativa

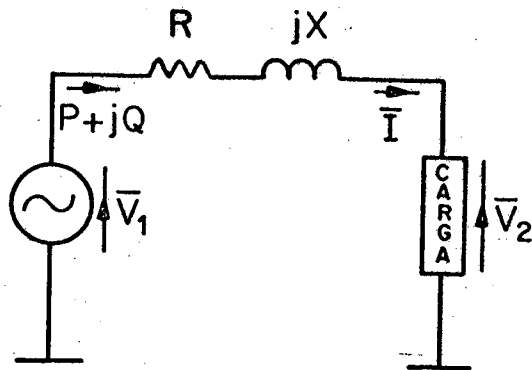


FIG. 3.1. - Sistema de transmissão de energia simplificado.

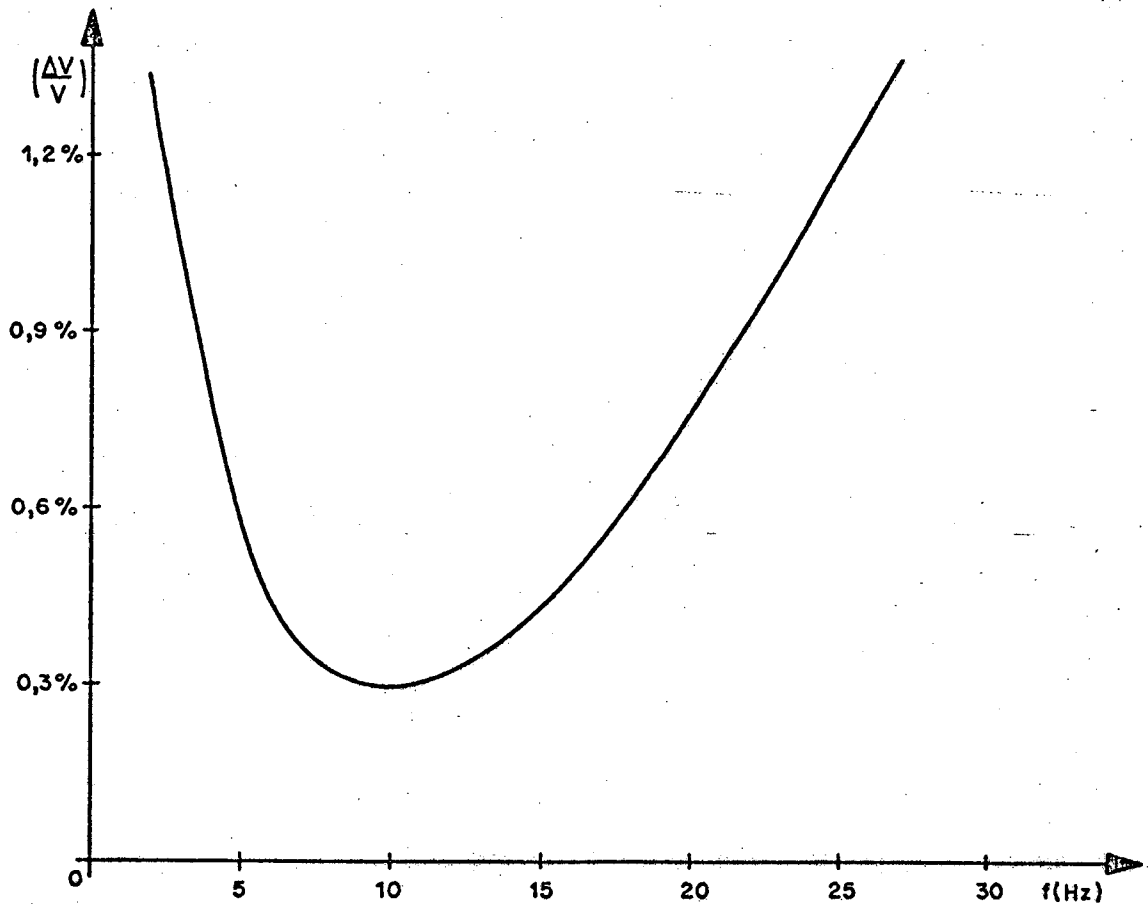


FIG. 3.2. Curva de sensibilidade ao "flicker": limiar de perceptibilidade.

da linha. Para que a tensão nos terminais da carga não apresente variações significativas é necessário que o fluxo de energia reativa na linha seja o menor possível.

Sobre barras receptoras industriais as flutuações de tensão repetitivas devem estar normalmente limitadas a 5% ^(11,20) da tensão nominal.

Um problema criado pelas flutuações de tensão são as variações no nível de iluminação proporcionado pelas lâmpadas, principalmente as incandescentes. Tal fenômeno é conhecido como "flicker", que pode ser extremamente desagradável ou até mesmo nocivo para pessoas que trabalhem em ambiente sujeito ao fenômeno, já que o olho humano é bastante sensível às variações no nível de iluminação que ocorrem com certa cadência. A principal causa do "flicker" é atribuída aos fornos a arco.

A curva da Fig. 3.2 ⁽¹²⁾ mostra o limiar de perceptibilidade médio de um grupo de observadores submetido a um nível de iluminação variável, aplicando-se à tensão da rede uma modulação senoidal de amplitude e frequência conhecidas. Da curva constatase que a amplitude do sinal modulador a ser aplicado para atingir o limiar de perceptibilidade depende da frequência de modulação e que a sensibilidade é máxima a 10 Hz. Além disso, o limiar de perceptibilidade decresce regularmente quando a modulação persiste, devido à acomodação.

Para assegurar que as variações do nível de iluminação não sejam percebidas pelos consumidores, as variações na tensão devem ser inferiores a 0,3%, ao menos para frequências de variação da tensão próximas a 10 Hz.

É importante notar que, na faixa de frequências na qual o fenômeno é importante, os compensadores clássicos mostram

se ineficazes para evitar o "flicker" já que seus tempos de resposta são elevados. É, pois, necessária uma compensação rápida a fim de evitar a ocorrência de elevadas quedas de tensão.

A compensação de potência reativa, além de sua utilização em redes industriais, também desempenha importante função em sistemas de alta tensão pois é o fluxo de energia reativa que estabelece as condições de tensão.

Em linhas de transmissão longas, sob condições de carga leve, a potência reativa gerada pela capacitância da linha pode provocar sobretensões perigosas. Sob estas condições é, então, necessário o emprego de elementos que absorvam a potência reativa gerada pela linha. Por outro lado, sob condições de carga elevada, o nível de tensão na barra receptora pode cair a valores inadmissíveis, a menos que a compensação de potência reativa seja efetuada. É, pois, importante a utilização de dispositivos cuja potência reativa possa ser regulada a fim de manter a tensão dentro de limites aceitáveis.

3.3. COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA

Foi mostrado que o fluxo de energia reativa na linha é extremamente prejudicial aos usuários da rede de energia elétrica. Portanto, dispositivos capazes de compensar a potência reativa devem ser instalados a fim de evitar a ocorrência dos problemas citados no item anterior.

O dispositivo descrito no capítulo 2, composto por indutores chaveados por tiristores em paralelo com capacitores fixos é capaz de fornecer ou absorver potência reativa: os capacitores são fornecedores de energia reativa enquanto que os indutores

chaveados são elementos que absorvem energia reativa variável dependente do ângulo de disparo dos tiristores. Assim, para uma dada potência reativa absorvida pela carga (Q_1) e uma determinada potência reativa fornecida pelos filtros (Q_f) pode-se anular ou manter constante a potência reativa da instalação através da absorção de potência reativa pelo absorvedor (Q_a).

Logo, se é desejável que a potência reativa total seja nula ou constante então é necessário ter-se, respectivamente, as igualdades:

$$Q_a + Q_1 - Q_f = 0 \quad (3.4.a)$$

ou

$$Q_a + Q_1 - Q_f = Q_{ref} \quad (3.4.b)$$

Ora, se a carga apresenta um consumo variável de potência reativa Q_1 , então, para que as igualdades (3.4) sejam mantidas, deve-se variar a potência reativa Q_a no elemento absorvedor (Fig. 3.3).

Conforme o item 2.5, sob o ponto de vista da corrente fundamental, a indutância equivalente à associação do indutor L com os tiristores é $L_{eq} = \pi L / (2\beta - \text{sen } 2\beta)$, com $0 \leq \beta \leq \pi/2$. A potência reativa Q_a absorvida é expressa, então, por:

$$Q_a = \frac{V_M^2}{2\pi\omega L} (2\beta - \text{sen } 2\beta) \quad (3.5.a)$$

situando-se entre os limites:

$$0 \leq Q_a \leq \frac{V_M^2}{2\omega L} \quad (3.5.b)$$

Portanto, agindo sobre o ângulo de meia condução dos tiristores é possível obter uma regulação contínua da potência reativa entre os limites estabelecidos por (3.5.b).

Os capacitores devem ser dimensionados para serem capazes de fornecer, em qualquer situação, a potência reativa absorvida pela carga. Assim, se $Q_{l \max}$ é a máxima potência reativa absorvida pela carga então a potência reativa dos filtros é dada pela relação:

$$Q_f \geq Q_{l \max} \quad (3.6)$$

Evidentemente, se a potência reativa fornecida pelos capacitores é superior à absorvida pela carga, então o excesso de potência reativa é entregue ao elemento absorvedor com o objetivo de manter a igualdade (3.4).

Os valores das indutâncias que constituem o elemento absorvedor de energia reativa são dimensionados levando em conta a potência reativa entregue pelos capacitores. Supondo que a menor potência reativa absorvida pela carga é zero (carga resistiva), então:

$$Q_{a \max} \geq Q_f \quad (3.7.a)$$

para assegurar a absorção do excesso de potência reativa fornecida pelos capacitores. $Q_{a \max}$ é a máxima potência reativa que pode ser

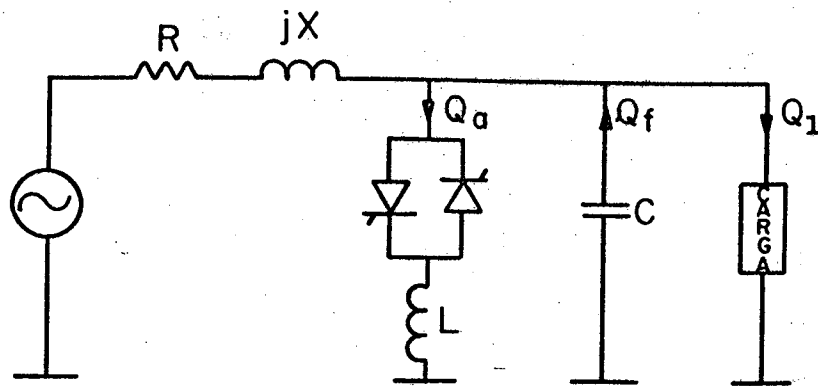


FIG. 3.3. - Princípio da compensação de potência reativa.

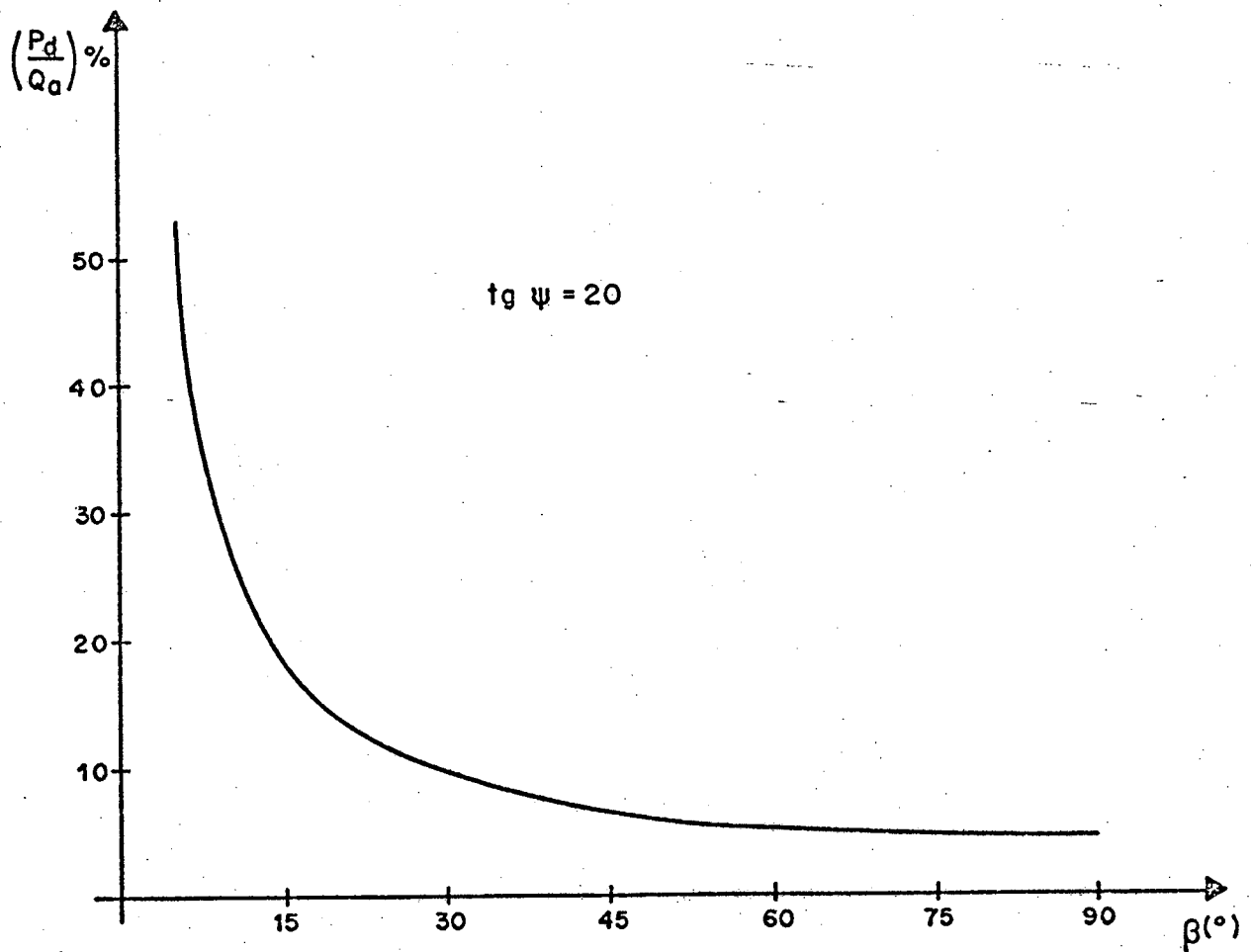


FIG. 3.4. - Relação entre potência dissipada e potência reativa no indutor chaveado.

absorvida pelos indutores chaveados ($\beta = 90^\circ$) e é dada por:

$$Q_a \text{ max} = \frac{V_M^2}{2\omega L} \quad (3.7.b)$$

Sabendo que:

$$Q_f = \frac{V_M^2}{2\omega C} \quad (3.8)$$

então de (3.7.a), (3.7.c) vem:

$$L \leq \frac{1}{\omega^2 C} \quad (3.9)$$

Até agora não tem sido mencionada a influência da resistência do indutor que, por menor que seja, introduz um consumo adicional de potência ativa. Com uma aproximação razoável, pode-se considerar que a corrente no indutor não ideal é praticamente igual à do ideal. Com esta consideração, então a relação da potência dissipada P_d pela potência reativa Q_a absorvida no indutor chaveado é dada por:

$$\frac{P_d}{Q_a} = \frac{2R I_{ef}^2}{(LI_1^2/2)} \quad (3.10.a)$$

onde R é a resistência do indutor, I_{ef} é a corrente eficaz por tiristor, conforme (2.15.a), e I_1 é a corrente fundamental definida por (2.14.d). A relação P_d/Q_a , em W/VAR, é, então:

$$\frac{P_d}{Q_a} = \frac{2\pi}{\text{tg } \Psi} \frac{\beta(1 + 2 \cos^2 \beta) - 1,5 \text{ sen } 2\beta}{2(2\beta - \text{sen } 2\beta)} \quad (3.10.b)$$

$$\text{com } \text{tg } \Psi = \frac{\omega L}{R}.$$

O gráfico da Fig. 3.4 representa a relação (3.10.b) para $\text{tg } \Psi = 20$. Observa-se que a potência dissipada na resistência do indutor é bastante pequena quando comparada à potência absorvida para ângulos de meia condução superiores a 30° . Em média, a perda no resistor por VAR absorvido é bastante pequena.

3.4. REDUÇÃO DOS EFEITOS DAS HARMÔNICAS DE CORRENTE

3.4.1. Causas e efeitos das harmônicas.

Os elementos com características tensão-corrente não linear dão origens às harmônicas de corrente. Em geral, todas as cargas são, em maior ou menor grau, não lineares e, consequentemente, geradoras de harmônicas. Os retificadores, os circuitos chaveados a tiristor são exemplos típicos de cargas não lineares que geram elevados níveis de harmônicas de corrente.

A circulação de harmônicas de corrente cria inúmeros problemas, dentre eles a distorção na forma de onda da tensão devido à impedância da rede. O fator de distorção D , da forma de onda da tensão é definido como:

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (3.11)$$

onde V_n é a amplitude da n^{a} harmônica da tensão e V_1 a amplitude da fundamental.

Os efeitos sobre os consumidores são pouco prejudiciais se $D \leq 5\%$ ⁽¹¹⁾.

Evidentemente, distorções na forma de onda da tensão conduzirão a problemas de funcionamento de inúmeros equipamentos, especialmente aqueles que utilizam dispositivos sincronizados com a tensão da rede. Além disto, as harmônicas de tensão existentes provocam perdas adicionais, especialmente em circuitos magnéticos.

Alguns países apresentam normas relativas aos valores máximos das correntes harmônicas que um determinado usuário da rede pode produzir ⁽²⁰⁾. M.Lemoine ⁽²¹⁾ descreve problemas ligados à distorção harmônica no funcionamento de diversos equipamentos, bem como perturbações harmônicas por eles introduzidas.

Inúmeros problemas são causados devido às harmônicas de corrente: perdas Joule adicionais na linha e nos enrolamentos de máquinas, interferência em circuitos de comunicação, influência na operação de sistemas reguladores e problemas bastante importantes se as harmônicas de corrente circularem em equipamentos que apresentem frequência de ressonância próxima à frequência da harmônica, dando origem a uma elevada tensão harmônica.

3.4.2. Redução do nível de harmônicas

O chaveamento de uma bobina por tiristores gera um elevado nível de harmônicas de corrente, conforme determinado no capítulo 2, que devem ser reduzidas a fim de não prejudicar excessivamente a rede de energia elétrica.

Há algumas formas de reduzir o nível de harmônicas

de corrente na rede. Uma delas é por uma mudança na configuração do dispositivo básico, conforme ilustra a Fig. 3.5. Com uma relação conveniente entre os valores de x_1 , x_2 e x_3 é possível reduzir consideravelmente o valor das amplitudes das harmônicas em relação à estrutura onde $x_1 = x_2 = 0$ ⁽¹⁴⁾. Além desta vantagem, se for tomado $x_2 > 0$, o ângulo de disparo do tiristor poderá variar entre 0 e 180° havendo, então, uma maior faixa de controle. Utilizando-se tal estrutura, que possibilita a redução de harmônicas, a necessidade de muitos filtros de harmônicas pode ser evitada.

Uma outra forma de atenuar a amplitude das harmônicas na linha é a utilização de filtros, sintonizados nas frequências das harmônicas, em paralelo com a rede. Os filtros de harmônicas são constituídos por capacitores em série com indutores (Fig. 3.6).

Se $f_n = nf_0$ é a frequência de ressonância do filtro de n^{a} harmônica, então a relação entre a indutância L_n e a capacitância C_n é:

$$L_n = \frac{1}{(2\pi)^2 n^2 f_0^2 C_n} \quad (3.12)$$

Como os filtros são sintonizados nas frequências harmônicas então, na frequência fundamental, $X_C > X_L$ e os filtros, desprezando a resistência das bobinas, são equivalentes a capacitores cujas capacitâncias C_{on} são expressas por:

$$C_{on} = C_n \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (3.13)$$

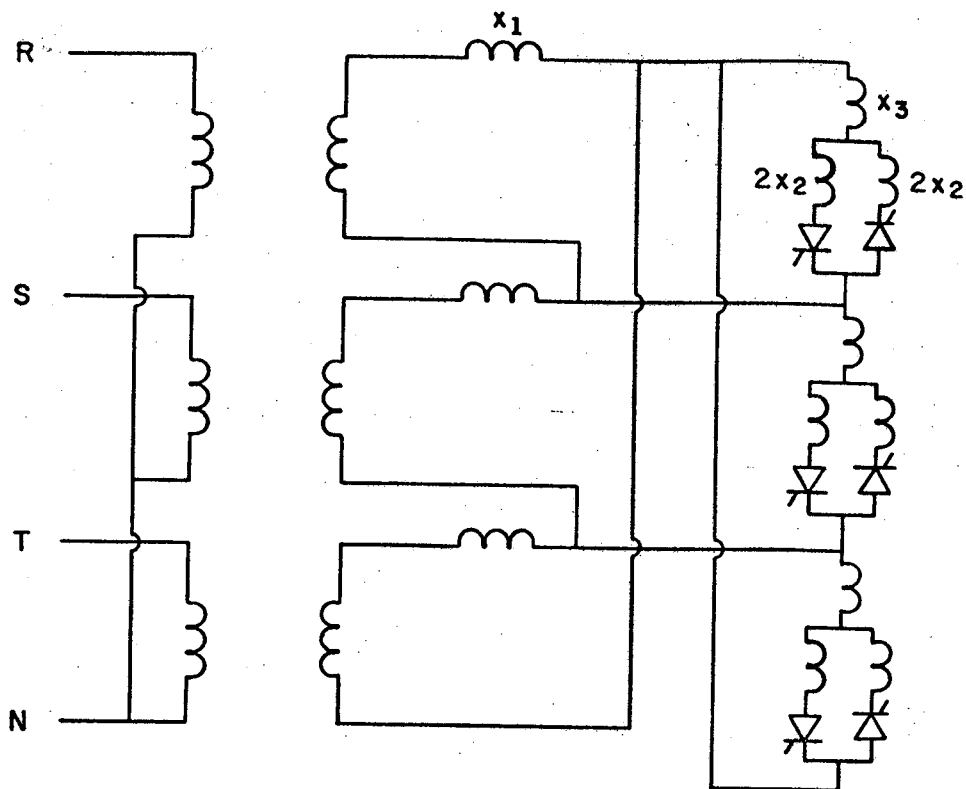


FIG. 3.5. - Configuração alternativa da estrutura básica do compensador estático.

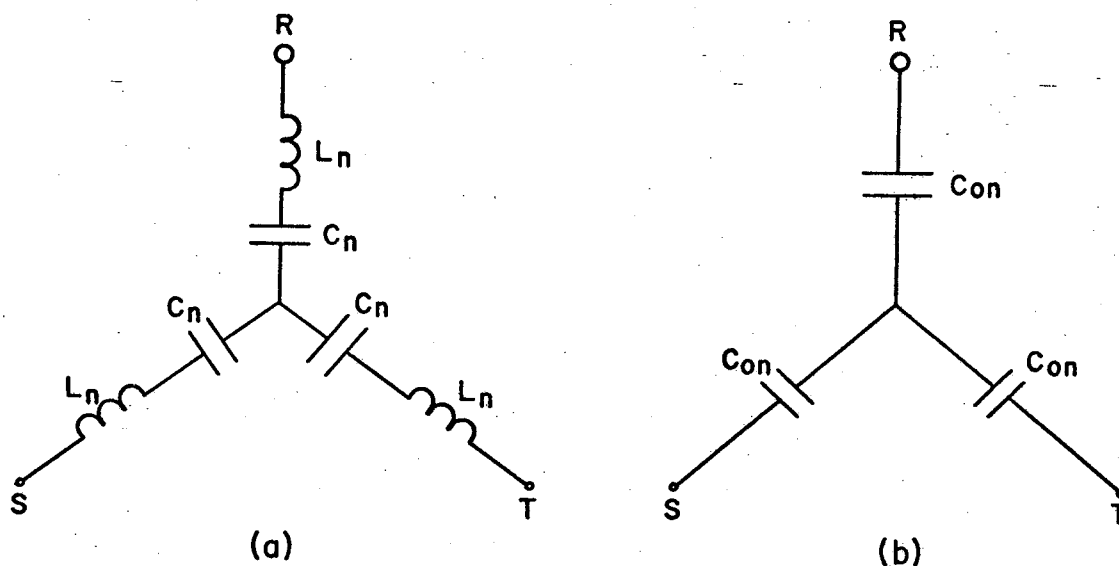


FIG. 3.6. - a) Filtro de harmônica.
b) Modelo do filtro na frequência fundamental.

Como na frequência fundamental os filtros são equivalentes a capacitâncias, então eles se comportam como fornecedores de potência reativa. Considerando que todo o fornecimento de potência reativa Q_f por fase será feito pelos filtros e chamando $Q_{C \max}$ a máxima potência reativa por fase, na carga, então:

$$Q_f \geq Q_{C \max} \quad (3.14.a)$$

Supondo que haja filtros sintonizados nas K_i^a, \dots, K_j^a harmônicas, tem-se:

$$Q_f = \frac{V_M^2}{6} \omega_0 \sum_{n=K_i, \dots, K_j} C_n \frac{n^2}{n^2-1} \quad (3.14.b)$$

e

$$\sum_{n=K_i, \dots, K_j} C_n \frac{n^2}{n^2-1} \geq \frac{6 Q_{C \max}}{V_M^2 \omega_0} \quad (3.14.c)$$

onde V_M é a máxima tensão de linha.

Se os capacitores dos filtros são ligados em Δ (Fig. 3.7), então:

$$\sum_{n=K_i, \dots, K_j} C_n \frac{n^2}{n^2-1} \geq \frac{2 Q_{C \max}}{V_M^2 \omega_0} \quad (3.14.d)$$

O dimensionamento dos capacitores deve ser feito con

siderando, também, a tensão eficaz V_c a que os mesmos estão submetidos. Se os capacitores são ligados conforme a Fig. 3.7 e supondo que o filtro absorva integralmente a harmônica de ordem n da corrente, a tensão eficaz no capacitor é:

$$V_c = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(n^2 V_M / (n^2 - 1))^2 + (I_n / (\sqrt{3} n \omega_o C_n))^2} \quad (3.15)$$

Uma variação na frequência da rede irá provocar um desvio na frequência das harmônicas, assim como variações nos valores das capacitâncias ou das indutâncias dos filtros irão modificar o valor da frequência de ressonância do filtro. Chamando δ o desvio relativo na frequência de ressonância do filtro tem-se:

$$\delta = \frac{f_n - f_{on}}{f_{on}} \quad (3.16)$$

onde: f_{on} é a frequência de ressonância do filtro e f_n é a frequência da harmônica a filtrar.

Para pequenas variações nos valores dos elementos do filtro (indutância ou capacitância) ou na frequência da rede, as variações de desvio relativo são expressas por:

$$\Delta\delta = \frac{\Delta f}{f} + \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} + \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \quad (3.17)$$

Num sistema de potência a frequência da rede é praticamente constante, com $\Delta f/f$ muito pequeno. As maiores variações em δ ocorrerão devido às variações das capacitâncias e das indutâncias em relação a seus valores nominais.

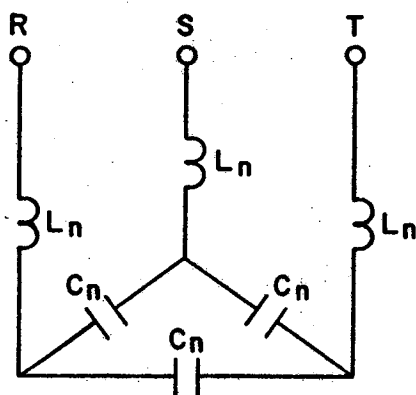


FIG. 3.7. - Filtro de harmônica.

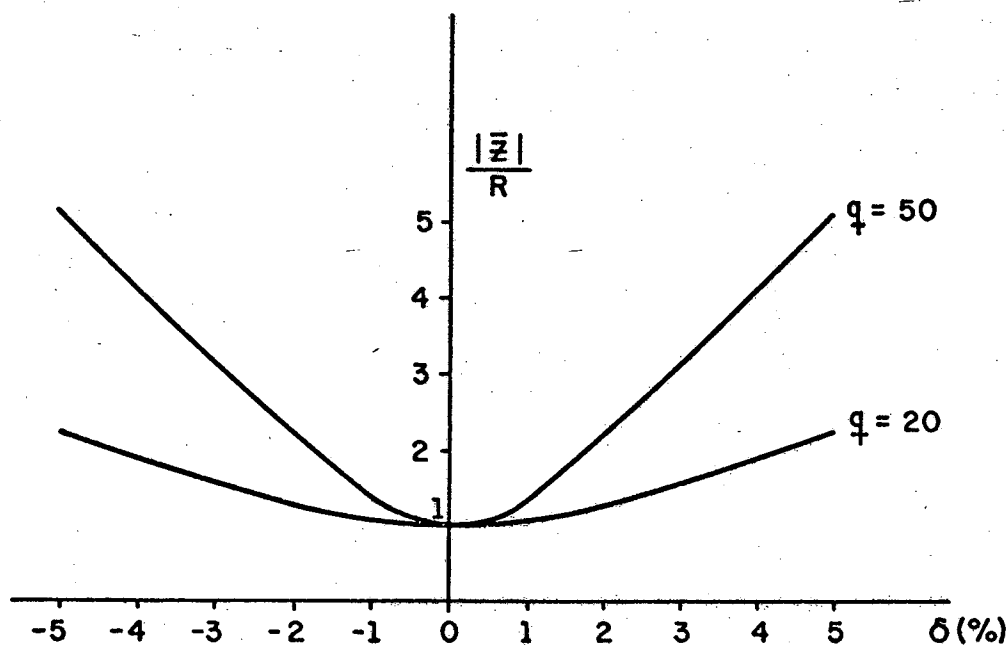


FIG. 3.8. - Variação na impedância do filtro em função do desvio na frequência de ressonância.

Para pequenos valores de δ , a impedância do filtro é dada por, aproximadamente:

$$\bar{Z} = R (1 + 2jq\delta) \quad (3.18)$$

sendo $q = \frac{\omega L}{R}$.

A Fig. 3.8 mostra duas curvas ($q = 20$ e $q = 50$) com as variações no módulo da impedância do filtro em função do desvio δ .

A distorção harmônica da tensão na carga, conforme anteriormente citado, não deve ultrapassar certos limites. O circuito da Fig. 3.9.a será utilizado para descrever os efeitos das harmônicas da corrente geradas pelo chaveamento dos tiristores (ou eventuais harmônicas oriundas da não linearidade da carga) assim como a influência de harmônicas de tensão em V_1 sobre a tensão V_2 . A partir da Fig. 3.9.a pode-se escrever:

$$V_2(s) = H(s) (V_1(s) + (R_o + sL_o) I_n(s)) \quad (3.19.a)$$

onde:

$$H(s) = \frac{L}{L_o + L} \frac{s^2 + 2\xi_s \omega_s s + \omega_s^2}{s^2 + 2\xi_p \omega_p s + \omega_p^2} \quad (3.19.b)$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.19.c)$$

$$\xi_s = \frac{R}{2} \sqrt{C/L} \quad (3.19.d)$$

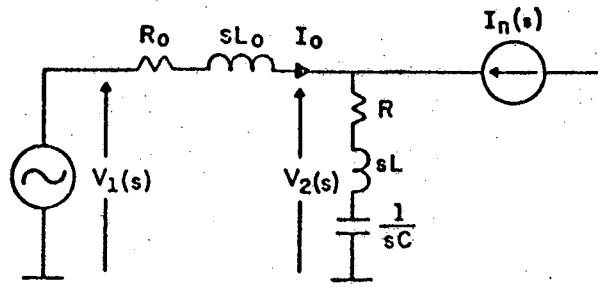
$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{(L_o + L)C}} \quad (3.19.e)$$

$$\xi_p = \frac{R_o + R}{2} \sqrt{C/(L + L_o)} \quad (3.19.f)$$

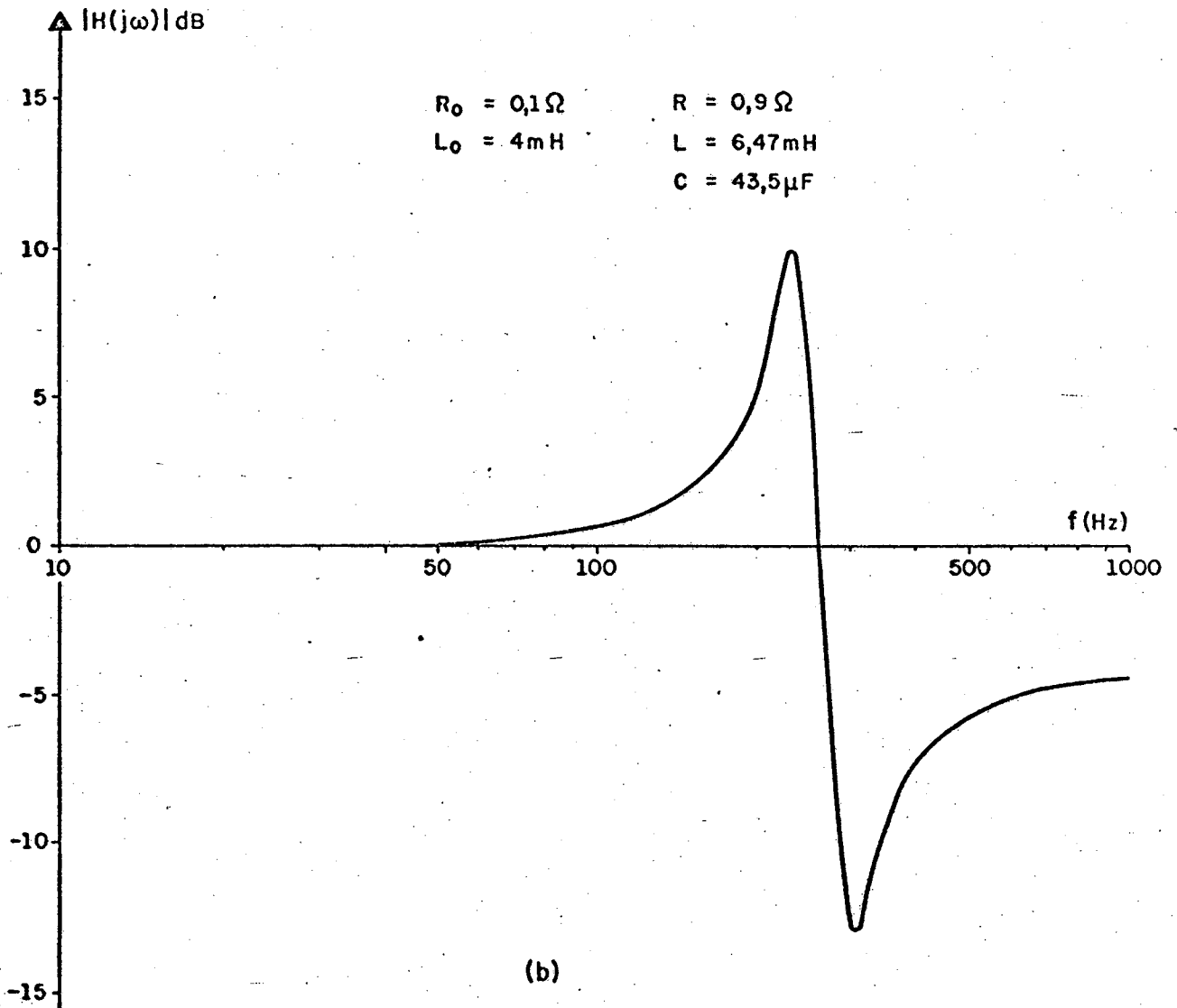
A partir das relações (3.19) pode-se tirar as seguintes conclusões:

- Se em V_1 e/ou I_n ocorrem harmônicas cuja frequência é ω_s então o filtro suprime grande parte da distorção harmônica em V_2 desde que o fator de amortecimento ξ_s seja pequeno.
- Se em V_1 e/ou I_n ocorrem harmônicas cuja frequência é ω_p então o denominador de $H(s)$ torna-se bastante pequeno nesta frequência e $H(s)$ assume valores elevados. Esta situação é extremamente inconveniente pois pode ser gerada uma distorção harmônica intolerável em V_2 .
- Existe uma frequência de ressonância paralela ω_p inferior à frequência de ressonância série ω_s para a qual o filtro é projetado.

O gráfico da Fig. 3.9.b mostra a existência de ressonâncias paralela e série, para o circuito ilustrado na Fig. 3.9.a. Nota-se que, se houver harmônicas de corrente ou de tensão abaixo da 5.^a harmônica (frequência de projeto do filtro), então a distorção harmônica de V_2 pode assumir valores bastante elevados em prejuízo do consumidor de energia elétrica. Já foi citado anteriormente que, para um sistema desequilibrado, a corrente também contém harmônicas de ordem 3, que produzem elevada distor

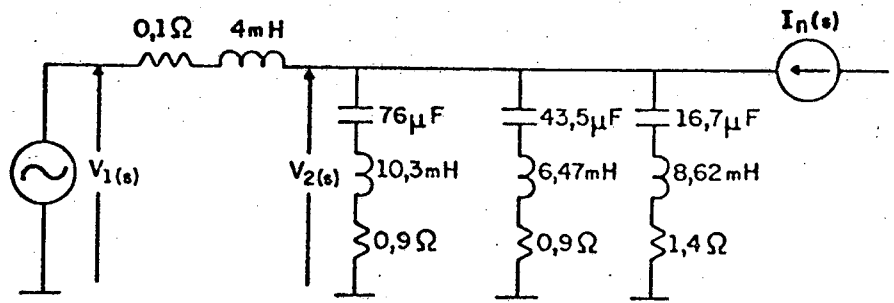


(a)

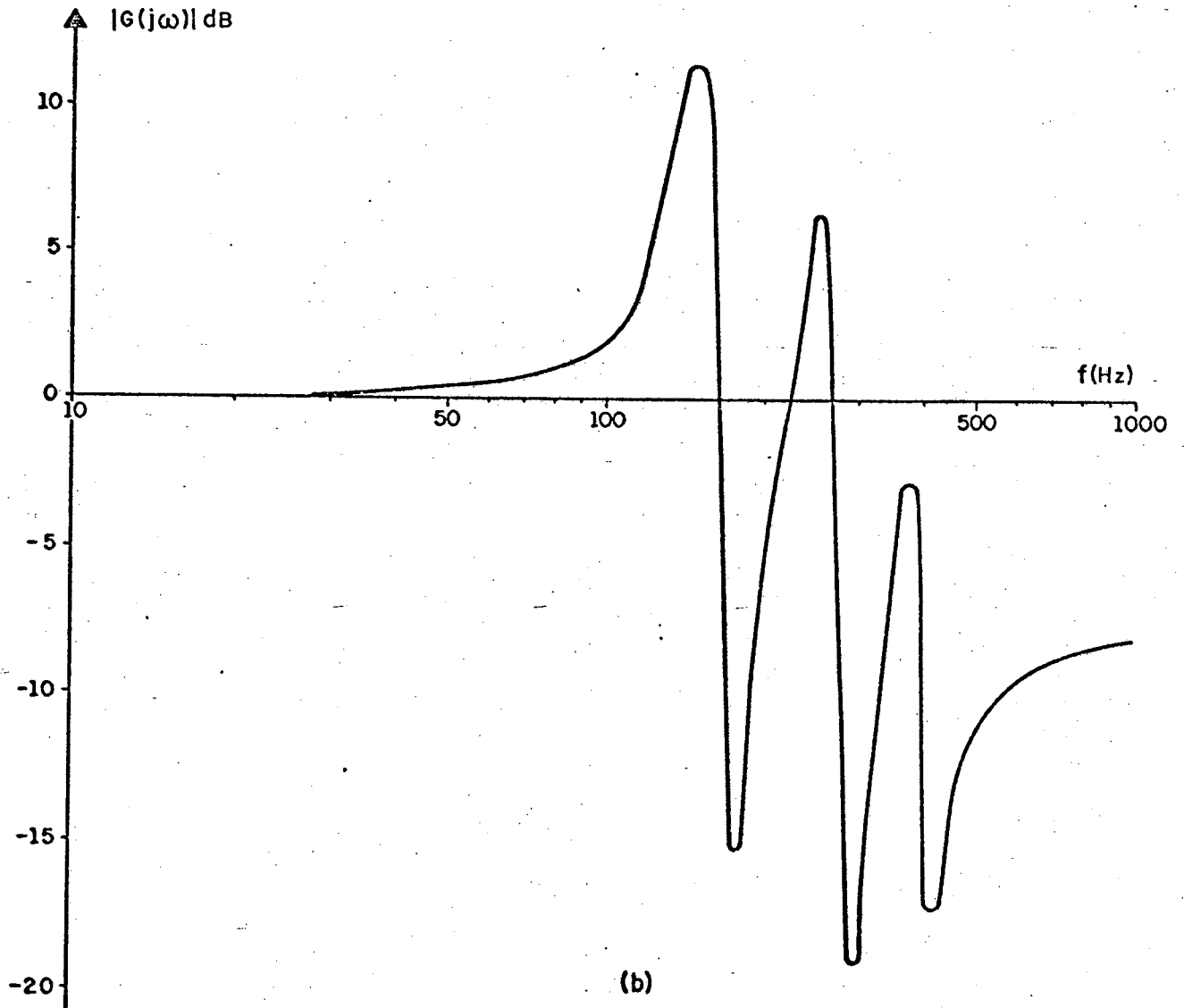


(b)

FIG. 3.9 - a) Circuito para análise do efeito do filtro na distorção harmônica da tensão
 b) Módulo da função de transferência (com parâmetros de um filtro de 5ª harmônica.)



(a)



(b)

FIG. 3.10. - a) Filtros de 3ª, 5ª e 7ª harmônicas
b) Módulo da função de transferência $G(j\omega)$

ção de 3.^a harmônica se forem utilizados apenas filtros de ordem igual ou superior a 5, devido ao ganho da função de transferência $H(j\omega)$ ser bastante superior a 1 na frequência de 3.^a harmônica.

O risco de ressonância paralela próxima à frequência de 3.^a harmônica é eliminado se for conectado, em paralelo, um filtro de 3.^a harmônica que, além desta finalidade, teria ainda uma outra: permitir a filtragem da 3.^a harmônica quando ocorressem desequilíbrios.

O circuito contendo os filtros de harmônicas é mostrado na Fig. 3.10.a. A função relacionando a tensão $V_2(s)$ à corrente $I_n(s)$ e à tensão $V_1(s)$ é dada por:

$$V_2(s) = G(s) (Z_0(s) I_n(s) + V_1(s)) \quad (3.20.a)$$

com

$$G(s) = \frac{Z(s)}{Z(s) + Z_0(s)} \quad (3.20.b)$$

$Z(s)$ é a impedância equivalente à associação em paralelo dos filtros e $Z_0(s) = R_0 + sL_0$.

A função $|G(j\omega)|$ dB está representada graficamente na Fig. 3.10.b para os valores dos componentes indicados na Fig. 3.10.a. Observa-se a presença de ressonância paralela numa frequência inferior à de 3.^a harmônica e as ressonâncias séries dos filtros de 3.^a, 5.^a e 7.^a harmônicas.

3.5. CONCLUSÕES

O compensador estático de energia reativa (Fig. 3.11) é um dispositivo constituído por:

- um conjunto de filtros de harmônicas cuja finalidade é filtrar as harmônicas de corrente e fornecer potência reativa;
- um absorvedor regulável de potência reativa constituído por indutores chaveados por tiristores com o objetivo de absorver o excesso de potência reativa entregue pelos filtros de harmônicas a fim de que o fator de potência da instalação seja próximo à unidade.

O emprego do compensador estático numa instalação possibilita significativas melhorias na qualidade da tensão já que são, sobretudo, as flutuações de potência reativa que determinam as variações da tensão. A possibilidade de controle rápido e contínuo da potência reativa no compensador estático torna bastante conveniente a sua aplicação em sistemas industriais em geral e, especialmente naqueles cujas cargas apresentam variações rápidas. Além disso, sua utilização como elementos reguladores de tensão em linhas de transmissão longas está adquirindo grande aceitação⁽¹⁻⁴⁾

Os filtros de harmônicas são de excepcional importância no projeto dos compensadores estáticos pois, mediante um adequado dimensionamento de seus parâmetros (indutâncias e capacitâncias), o nível de harmônicas de corrente na linha pode ser consideravelmente reduzido. Certos cuidados devem ser tomados no projeto dos filtros para evitar que eventuais harmônicas de corrente existentes no sistema tenham suas frequências próximas à frequência de

ressonância paralela ω_p , impedindo que ocorra significativa distorção harmônica da tensão.

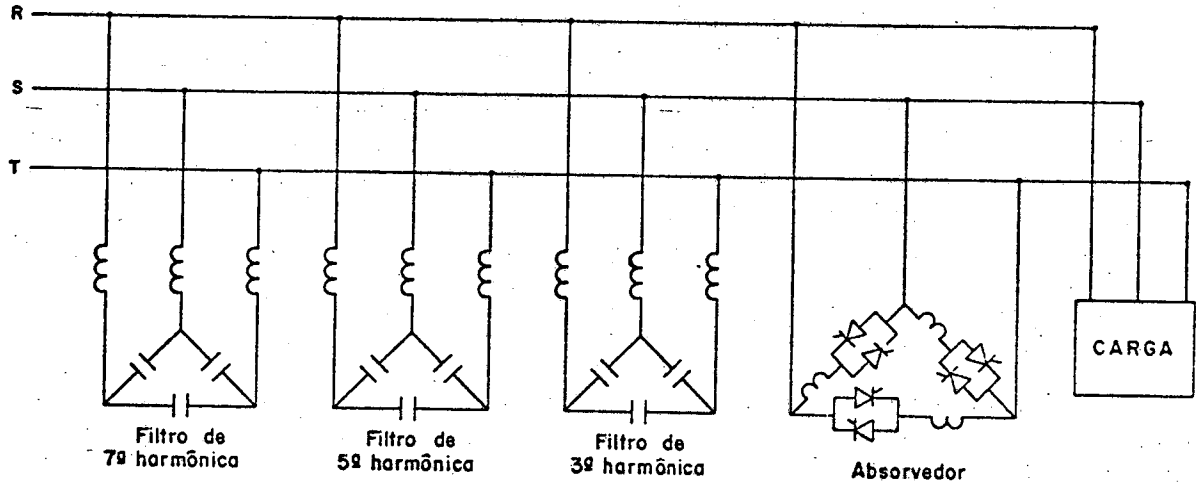


FIG. 3.11. - Estrutura do compensador estático.

C A P Í T U L O 4

COMPENSAÇÃO DE DESEQUILÍBRIOS

4.1. INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foram estabelecidas as condições para que o compensador estático atuasse de tal forma que o fator de potência do conjunto constituído pela carga e pelo compensador fosse aproximadamente unitário no caso de carga balanceada. Contudo, numa instalação real, dificilmente a distribuição de carga será simétrica apesar de tentativas de dividir as cargas igualmente entre as três fases.

Existem cargas que apresentam comportamento extremamente assimétrico e aleatório como, por exemplo, os fornos a arco⁽¹²⁾ onde, em casos extremos, a componente de sequência negativa da corrente pode atingir valores de 50 a 70% da componente de sequência positiva nominal⁽⁵⁾.

Neste capítulo são descritas as condições para que uma carga trifásica desbalanceada qualquer torne-se balanceada pela inclusão de reatâncias em paralelo com a mesma. As condições para o equilíbrio da carga e fator de potência unitário são analisados por duas formas distintas: a primeira, a partir do conhecimento da distribuição das impedâncias de carga por fase e a segunda, a partir do conhecimento das componentes de sequência negativa e positiva da corrente.

4.2. MOTIVACÃO PARA A COMPENSAÇÃO DE DESEQUILÍBRIOS

Os sistemas de potência devem ter, idealmente, cargas simetricamente distribuídas nas três fases. Contudo, quer pela existência de cargas monofásicas, quer pela existência de instalações trifásicas que apresentem cargas desbalanceadas por sua própria natureza de funcionamento, o sistema de potência dificilmente irá exibir um comportamento simétrico nas três fases, a menos que alguma medida seja adotada neste sentido.

Diversos problemas estão ligados ao desequilíbrio das redes. Mesmo que haja compensação de potência reativa, um equilíbrio de fases é necessário pois as variações de potência ativa assimétrica provocam flutuações de tensão quase tão grandes quanto as provocadas por variações de potência reativa. As correntes desequilibradas circulando nas impedâncias de linha criam desequilíbrios de tensão que, por sua vez, dão origem a campos girantes de sentido inverso perturbando o funcionamento das máquinas rotativas devido ao aumento de perdas nos seus enrolamentos e nos circuitos magnéticos, além de provocar vibrações mecânicas devido à potência não constante da máquina. Sob o ponto de vista do sistema de produção de energia elétrica também ocorrem problemas: há aumento nas perdas da linha e pode haver sobrecarga em alguma das fases do gerador. Alguns autores^(5,11,20) consideram tolerável uma relação de até 5% entre a amplitude das componentes de sequência negativa e a amplitude da componente de sequência positiva da corrente.

4.3. CONDIÇÃO DE EQUILÍBRIO EM FUNÇÃO DA ADMITÂNCIA DA CARGA

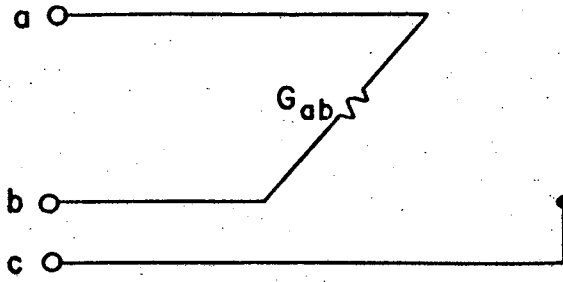
Uma carga trifásica com fator de potência não unitário pode ser compensada pela conexão de reatâncias em paralelo de tal forma que o fator de potência total seja próximo à unidade.

Se também é desejável eliminar os desequilíbrios da instalação, então esta compensação deve ser feita com elementos reativos a fim de não produzir aumento significativo da potência ativa.

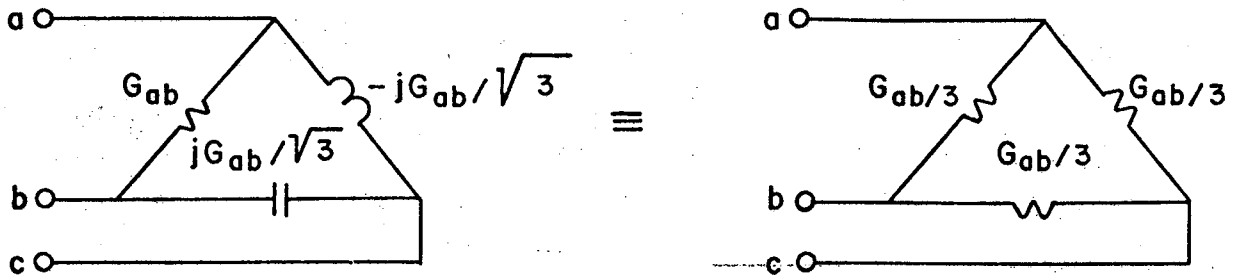
Considere-se, por exemplo, a ilustração da Fig.4.1.a, onde é representada uma carga desbalanceada, constituída por uma resistência conectada em ab. Pela inclusão de susceptâncias de valores $B_{bc} = Gab/\sqrt{3}$ e $B_{ca} = -Gab/\sqrt{3}$, a carga, sob o ponto de vista da rede trifásica, é equivalente a uma carga resistiva balanceada, conforme mostrado na Fig. 4.1.b. Portanto, é possível compensar desequilíbrio de cargas ativas com elementos reativos.

A análise de desequilíbrios a seguir será baseada em componentes simétricas. De acordo com o teorema de Fortescue, três fasores desequilibrados de um sistema trifásico podem ser substituídos por três sistemas equilibrados de fasores constituídos por componentes de sequência positiva, de sequência negativa e de sequência zero, conforme os diagramas fasoriais da Fig. 4.2. Os fasores relativos a cada fase são determinados pela relação matricial:

$$\begin{bmatrix} \bar{X}_a \\ \bar{X}_b \\ \bar{X}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{X}_{a0} \\ \bar{X}_{a1} \\ \bar{X}_{a2} \end{bmatrix} \quad (4.1.a)$$



(a)



(b)

FIG. 4.1. - a) Carga resistiva desbalanceada.

b) Compensação de equilíbrios com elementos reativos.

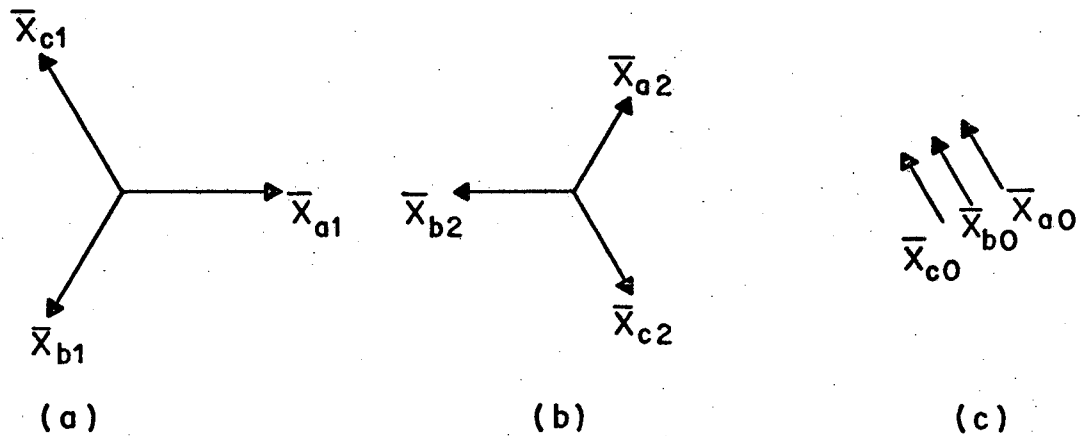


FIG. 4.2. - Componentes simétricas.

a) Componentes de seqüência positiva

b) Componentes de seqüência negativa

c) Componentes de seqüência zero

onde a e a^2 são definidos por:

$$a = e^{j2\pi/3} = -1/2 + j\sqrt{3}/2 \quad (4.1.b)$$

$$a^2 = e^{j4\pi/3} = -1/2 - j\sqrt{3}/2 \quad (4.1.c)$$

Por sua vez, os fasores simétricos são expressos por:

$$\begin{bmatrix} \bar{X}_{a0} \\ \bar{X}_{a1} \\ \bar{X}_{a2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{X}_a \\ \bar{X}_b \\ \bar{X}_c \end{bmatrix} \quad (4.1.d)$$

A compensação de desequilíbrios será feita exclusivamente por reatâncias (consideradas ideais). Para tanto, considere-se uma carga trifásica qualquer, sem neutro, ilustrada na Fig. 4.3.a e o circuito trifásico de compensação da Fig. 4.3.b.

A análise a seguir será baseada numa rede perfeitamente simétrica tanto em relação ao equilíbrio das tensões quanto em relação às impedâncias de linha.

A relação entre as componentes de sequência positiva e negativa das tensões e das correntes na instalação é expressa por:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{a1} \\ \bar{I}_{a2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{a1} \\ \bar{V}_{a2} \end{bmatrix} \quad (4.2.a)$$

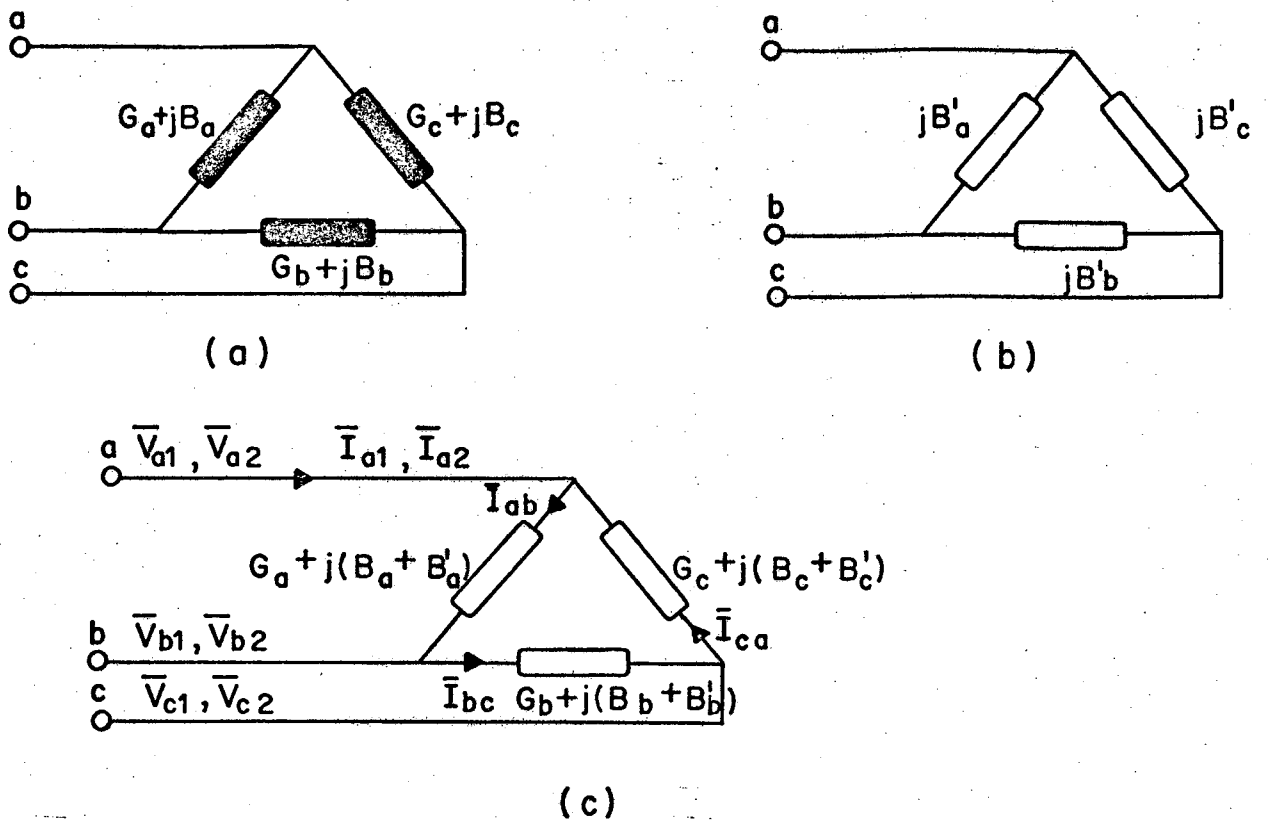


FIG. 4.3. - Compensação de desequilíbrios

- a) Carga
- b) Compensador
- c) Circuito equivalente

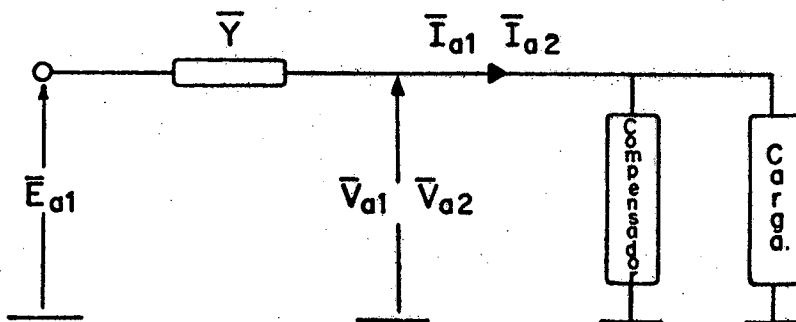


FIG. 4.4. - Representação do sistema por componentes simétricas.

onde \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} e \bar{D} são admitâncias dependentes da carga e do compensador.

Para um sistema sem neutro, a componente de sequência zero da corrente é $\bar{I}_{a0} = 0$ pois $\bar{I}_a + \bar{I}_b + \bar{I}_c = 0$.

Supondo que as tensões trifásicas no gerador e na linha são balanceadas, o sistema, como um todo, pode ser representado pela Fig. 4.4, onde:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{a1} \\ \bar{I}_{a2} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \bar{Y} & 0 \\ 0 & \bar{Y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{a1} \\ \bar{V}_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{Y} & 0 \\ 0 & \bar{Y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{E}_{a1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.2.b)$$

O equilíbrio é obtido se as componentes de sequência negativa $\bar{I}_{a2} = \bar{V}_{a2} = 0$. Para que isto ocorra é suficiente que $\bar{C} = 0$.

Para a representação da Fig. 4.3.c pode-se escrever:

$$\bar{I}_{ab} = [G_a + j(B_a + B'_a)] [\bar{V}_{a1}(1-a^2) + \bar{V}_{a2}(1-a)] \quad (4.3.a)$$

$$\bar{I}_{bc} = [G_b + j(B_b + B'_b)] [\bar{V}_{b1}(1-a^2) + \bar{V}_{b2}(1-a)] \quad (4.3.b)$$

$$\bar{I}_{ca} = [G_c + j(B_c + B'_c)] [\bar{V}_{c1}(1-a^2) + \bar{V}_{c2}(1-a)] \quad (4.3.c)$$

com

$$\bar{V}_{b1} = a^2 \bar{V}_{a1} \quad e \quad \bar{V}_{c1} = a \bar{V}_{a1} \quad (4.4.a)$$

$$\bar{V}_{b2} = a \bar{V}_{a2} \quad e \quad \bar{V}_{c2} = a^2 \bar{V}_{a2} \quad (4.4.b)$$

As correntes de linha são obtidas pela relação matricial:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_a \\ \bar{I}_b \\ \bar{I}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{ab} \\ \bar{I}_{bc} \\ \bar{I}_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

As componentes de seqüência positiva e negativa das correntes de linha são expressas, respectivamente, por:

$$\bar{I}_{a1} = \frac{1}{3} (\bar{I}_a + a\bar{I}_b + a^2\bar{I}_c) \quad (4.6.a)$$

$$\bar{I}_{a2} = \frac{1}{3} (\bar{I}_a + a^2\bar{I}_b + a\bar{I}_c) \quad (4.6.b)$$

As expressões (4.3), (4.4), (4.5) e (4.6) possibilitam a determinação dos valores de \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} e \bar{D} da relação (4.2):

$$\bar{A} = G_a + j(B_a + B'_a) + G_b + j(B_b + B'_b) + G_c + j(B_c + B'_c) \quad (4.7.a)$$

$$\bar{B} = -a \left[(G_a + j(B_a + B'_a)) + a^2(G_b + j(B_b + B'_b)) + a(G_c + j(B_c + B'_c)) \right] \quad (4.7.b)$$

$$\bar{C} = -a^2 \left[(G_a + j(B_a + B'_a)) + a(G_b + j(B_b + B'_b)) + a^2(G_c + j(B_c + B'_c)) \right] \quad (4.7.c)$$

$$\bar{D} = G_a + j(B_a + B'_a) + G_b + j(B_b + B'_b) + G_c + j(B_c + B'_c) \quad (4.7.d)$$

A condição para obtenção de equilíbrio é que $\bar{C} = 0$.
 Da relação (4.7.c) obtêm-se as condições para anulação de \bar{C} :

$$G_a - \frac{1}{2} G_b - \frac{1}{2} G_c - \frac{\sqrt{3}}{2}(B_b + B'_b) + \frac{\sqrt{3}}{2}(B_c + B'_c) = 0 \quad (4.8.a)$$

$$B_a + B'_a - \frac{1}{2}(B_b + B'_b) - \frac{1}{2}(B_c + B'_c) + \frac{\sqrt{3}}{2} G_b - \frac{\sqrt{3}}{2} G_c = 0 \quad (4.8.b)$$

Observa-se que a condição $\bar{C} = 0$ não determina os valores de B'_a , B'_b e B'_c pois tem-se um sistema linear de duas equações e três incógnitas. Para que os valores de B'_a , B'_b e B'_c sejam completamente especificados, o fator de potência será fixado em $\cos \psi$, ou seja:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{B_a + B_b + B_c + B'_a + B'_b + B'_c}{3G_o} \quad (4.9.a)$$

onde

$$G_o = \frac{G_a + G_b + G_c}{3} \quad (4.9.b)$$

A partir das relações (4.8) e (4.9) tem-se:

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -2 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B'_a \\ B'_b \\ B'_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \operatorname{tg} \psi & \operatorname{tg} \psi & \operatorname{tg} \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 2 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_a \\ B_b \\ B_c \end{bmatrix} \quad (4.10.a)$$

de onde, então:

$$\begin{bmatrix} B'_a \\ B'_b \\ B'_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & 0 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_a \\ B_b \\ B_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \left[G_o \operatorname{tg} \psi \right] \quad (4.10.b)$$

Portanto, se a relação (4.10.b) for cumprida, as componentes de sequência negativa da tensão e da corrente serão nulas e o fator de potência da instalação será $\cos \psi$. Se $\cos \psi = 1$, então:

$$B'_a = -B_a + \frac{\sqrt{3}}{3}(G_c - G_b) \quad (4.11.a)$$

$$B'_b = -B_b + \frac{\sqrt{3}}{3}(G_a - G_c) \quad (4.11.b)$$

$$B'_c = -B_c + \frac{\sqrt{3}}{3}(G_b - G_a) \quad (4.11.c)$$

Obedecidas as condições das relações (4.11), o circuito equivalente da instalação é representado na Fig. 4.5.

As relações (4.11) mostram que a potência reativa em cada fase do elemento compensador depende da potência reativa na mesma fase da carga e do desequilíbrio de potência ativa entre as duas outras fases da carga. Então, para dimensionar o compensador é necessário que sejam conhecidos os máximos e mínimos valores que adquirem as expressões (4.11).

Conforme descrito anteriormente, o elemento representado na Fig. 4.6 apresenta reatância (indutiva ou capacitiva) variável cujo valor é ajustado pelo ângulo de disparo dos tiristores e pode ser utilizado como compensador de desequilíbrios e de

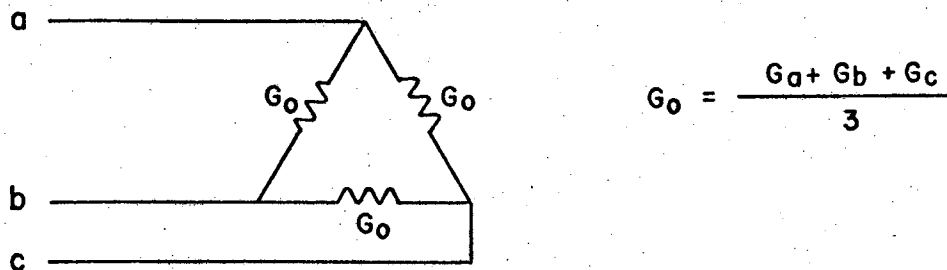


FIG. 4.5. - Circuito equivalente equilibrado, fator de potência unitário.

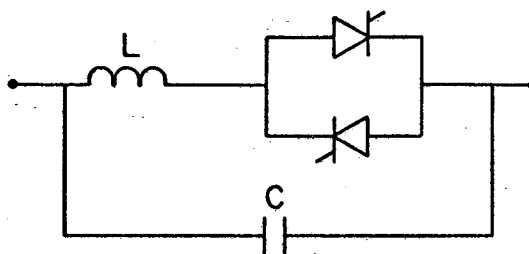


FIG. 4.6. - Elemento compensador

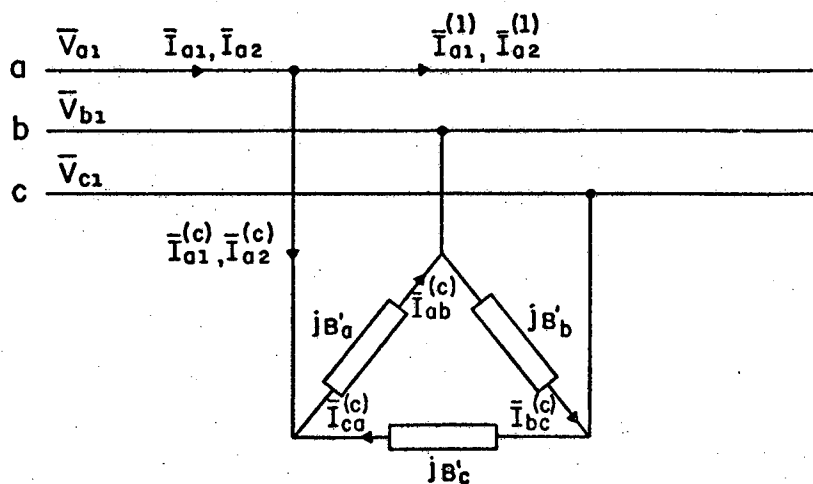


FIG. 4.7. - Compensação de carga trifásica desbalanceada a partir das componentes simétricas da corrente de carga.

potência reativa.

4.4. CONDIÇÃO DE EQUILÍBRIO EM FUNÇÃO DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS DA CORRENTE DE CARGA.

A análise anterior estabelece condições relativas às susceptâncias dos ramos do compensador estático a fim de que a rede "veja" uma carga balanceada e de fator de potência próximo à unidade. Tal análise é importante para dimensionar os elementos do ramo do compensador. Contudo, quando o compensador atua é necessário efetuar medidas que indiquem continuamente o estado da carga. Uma forma simples de determinar o grau de desequilíbrio da carga é através da medição das correntes de linha. Uma vez medidas as correntes de linha, as componentes de sequência positiva e negativa da corrente podem ser determinadas a partir das relações (4.6).

No diagrama da Fig. 4.7 suponha-se que as tensões são equilibradas (isto só ocorre quando a instalação for balanceada). Portanto, se:

$$\bar{V} = \bar{V}_{a1} = V \quad (4.12.a)$$

então:

$$\bar{V}_b = \bar{V}_{b1} = a^2 V \quad \text{e} \quad \bar{V}_c = \bar{V}_{c1} = aV \quad (4.12.b)$$

As correntes nos ramos do compensador são:

$$\bar{I}_{ab}^{(c)} = jB'_a (1 - a^2)V \quad (4.13.a)$$

$$\bar{I}_{bc}^{(c)} = jB'_b (a^2 - a)V \quad (4.13.b)$$

$$\bar{I}_{ca}^{(c)} = jB'_c (a - 1)V \quad (4.13.c)$$

A partir das relações (4.5), (4.6) e (4.13) os valores das componentes simétricas das correntes de linha do compensador são determinados:

$$\bar{I}_{al}^{(c)} = jV (B'_a + B'_b + B'_c) \quad (4.14.a)$$

$$\bar{I}_{a2}^{(c)} = -jV (a^2 B'_a + B'_b + aB'_c) \quad (4.14.b)$$

Sejam $\bar{I}_{al}^{(1)}$ e $\bar{I}_{a2}^{(1)}$ as componentes de seqüências positiva e negativa, respectivamente, da corrente na carga e:

$$\bar{I}_{al}^{(1)} = \text{Re} (\bar{I}_{al}^{(1)}) + j\text{Im} (\bar{I}_{al}^{(1)}) \quad (4.15.a)$$

$$\bar{I}_{a2}^{(1)} = \text{Re} (\bar{I}_{a2}^{(1)}) + j\text{Im} (\bar{I}_{a2}^{(1)}) \quad (4.15.b)$$

onde Re e Im indicam as partes real e imaginária, respectivamente, dos fasores em relação à referência V. Para que o equilíbrio seja obtido e o fator de potência seja unitário é necessário que:

$$\text{Re} (\bar{I}_{a2}) = \text{Re} (\bar{I}_{a2}^{(1)} + \bar{I}_{a2}^{(c)}) = 0 \quad (4.16.a)$$

$$\text{Im} (\bar{I}_{a2}) = \text{Im} (\bar{I}_{a2}^{(1)}) + \bar{I}_{a2}^{(c)} = 0 \quad (4.16.b)$$

$$\text{Im} (\bar{I}_{a1}) = \text{Im} (\bar{I}_{a1}^{(1)}) + \bar{I}_{a1}^{(c)} = 0 \quad (4.16.c)$$

Das relações (4.14) vêm:

$$\text{Re} (\bar{I}_{a2}^{(c)}) = V \left(\frac{-\sqrt{3}}{2} B'_a + \frac{\sqrt{3}}{2} B'_c \right) \quad (4.17.a)$$

$$\text{Im} (\bar{I}_{a2}^{(c)}) = V \left(\frac{1}{2} B'_a - B'_b + \frac{1}{2} B'_c \right) \quad (4.17.b)$$

$$\text{Im} (\bar{I}_{a1}^{(c)}) = V (B'_a + B'_b + B'_c) \quad (4.17.c)$$

A relação matricial (4.18.a) obtida de (4.17) e (4.16) fornece as condições para obtenção de equilíbrio e de fator de potência unitário:

$$\begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B'_a \\ B'_b \\ B'_c \end{bmatrix} = \frac{1}{V} \begin{bmatrix} \text{Re} (\bar{I}_{a2}^{(1)}) \\ \text{Im} (\bar{I}_{a2}^{(1)}) \\ \text{Im} (\bar{I}_{a1}^{(1)}) \end{bmatrix} \quad (4.18.a)$$

ou ainda

$$\begin{bmatrix} B'_a \\ B'_b \\ B'_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3V} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 & -1 \\ 0 & 2 & -1 \\ -\sqrt{3} & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re} (\bar{I}_{a2}^{(1)}) \\ \text{Im} (\bar{I}_{a2}^{(1)}) \\ \text{Im} (\bar{I}_{a1}^{(1)}) \end{bmatrix} \quad (4.18.b)$$

Portanto, medindo as componentes de sequência positiva e negativa da corrente, a relação (4.18.b) fornece os valores das susceptâncias dos ramos do compensador a fim de que a instalação seja balanceada e de potência reativa nula.

Outra forma de obtenção das condições de equilíbrio da instalação pode ser feita relacionando as susceptâncias dos ramos do compensador às componentes das correntes de carga em quadratura com as tensões trifásicas^(10,11).

4.5. CONCLUSÕES

A análise desenvolvida neste capítulo mostra a possibilidade de equilibrar uma instalação trifásica e controlar sua potência reativa mediante a utilização de elementos reativos conectados entre as 3 fases. As susceptâncias dos ramos do compensador, necessárias para o equilíbrio da instalação e controle do fator de potência, foram obtidas em função da carga através de duas formas: a primeira a partir do conhecimento das admitâncias de carga, é importante para dimensionar a compensação; a segunda, a partir do conhecimento das componentes simétricas da corrente de carga, é importante durante o funcionamento do compensador, pois informações contínuas sobre o estado da carga são necessárias para regular a corrente nos ramos do compensador.

A respeito dos desequilíbrios de uma instalação trifásica, pode-se concluir que^(12,13)

- qualquer carga trifásica desbalanceada, não aterrada, pode ser transformada numa carga balanceada trifásica por meio de compensação efetuada com elementos

- reativos conectados entre as três fases; uma solução extremamente conveniente pois, praticamente, não incrementa a potência ativa da instalação;
- a compensação requer potência reativa apropriada em cada fase; o dimensionamento da compensação, neste caso, é um pouco mais delicado quando comparado ao caso de carga equilibrada: as reatâncias de cada fase do compensador dependem, além da potência reativa da mesma fase da carga, do desequilíbrio de potência ativa entre as outras duas fases;
 - o balanceamento da instalação não especifica completamente os valores das susceptâncias da compensação; o fator de potência é a outra variável utilizada para a obtenção da compensação necessária em cada fase.
 - para cargas variantes no tempo, a compensação requer reatâncias cujos valores possam ser ajustados conforme variações na carga.

O compensador estático adapta-se perfeitamente às condições exigidas para compensação de desequilíbrios: possui uma forma bastante simples de variação da reatância além de possibilitar o controle independente de suas três fases.

Conforme mencionado no capítulo 2, se as reatâncias das três fases do compensador diferirem, harmônicas de corrente múltiplas de 3 aparecerão na linha; este fato justifica o emprego do filtro de 3^a harmônica.

C A P Í T U L O 5

CONTROLE DO PROCESSO DE COMPENSAÇÃO

5.1. INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foram estabelecidas condições sobre as susceptâncias do compensador, em termos das correntes de carga, com o objetivo de obter a compensação da instalação trifásica. Naturalmente, a fim de regular estas susceptâncias são necessárias contínuas indicações sobre o estado da carga.

Neste capítulo serão analisados os principais aspectos referentes ao controle do processo de compensação, compreendendo:

- etapa de medidas de grandezas como correntes e tensões;
- sistema de sincronismo com a rede para referência do disparo dos tiristores;
- etapa de tratamento das variáveis para obtenção de tensão de comando dos pulsos de disparo dos tiristores;
- um conversor de tensão de comando em posição dos pulsos de disparo para obtenção de susceptâncias apropriadas à compensação.

A etapa de medidas de correntes compreende a medida da componente de sequência negativa da corrente e da parte imaginária da componente de sequência positiva da corrente. Esta etapa de

medidas é extremamente importante já que o controle dos ângulos de disparo dos tiristores é efetuado a partir das medidas destas variáveis.

O conhecimento da fase da tensão da rede é necessário pois as posições dos pulsos de disparo dos tiristores são referidos à tensão da rede. Além disso, a mensuração das componentes simétricas da corrente (partes real e imaginária) exige o preciso conhecimento da fase da tensão.

A etapa de tratamento das variáveis compreende a utilização de uma rede eletrônica com o objetivo de linearizar a relação entre tensão de comando e a corrente fundamental nos ramos do absorvedor de potência reativa, além de uma matriz, realizada a partir de somadores eletrônicos, cujo objetivo é diagonalizar a matriz de transferência em malha aberta.

O circuito eletrônico utilizado para conversão da tensão de comando em posição dos pulsos de disparo dos tiristores é apresentado sob a forma de diagramas em blocos e compõe-se basicamente de um comparador cujas entradas são uma rampa sincronizada com a tensão da rede e o sinal da tensão de comando.

Diversas configurações para controlar o processo são apresentadas: malha aberta, malha fechada e controle simultâneo em malha aberta e em malha fechada.

5.2. MEDIDA DE COMPONENTES DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA DA CORRENTE

O grau de desequilíbrio e a potência reativa numa determinada carga são determinados a partir das correntes de linha.

Ora, a compensação é efetuada levando em consideração as condições da carga; portanto, é importante a medida destas correntes pois elas definirão o ângulo de condução dos tiristores do elemento compensador com o objetivo de obter o equilíbrio da instalação e fator de potência próximo à unidade.

As componentes de sequência positiva e negativa da corrente são definidas por:

$$\bar{I}_{a1} = \frac{1}{3} (\bar{I}_a + a\bar{I}_b + a^2\bar{I}_c) \quad (5.1.a)$$

$$\bar{I}_{a2} = \frac{1}{3} (\bar{I}_a + a^2\bar{I}_b + a\bar{I}_c) \quad (5.1.b)$$

Definindo

$$b = -a = e^{-j\pi/3} \quad (5.1.c)$$

então:

$$\bar{I}_{a1} = \frac{1}{3} ((\bar{I}_a - \bar{I}_c) + b(\bar{I}_c - \bar{I}_b)) \quad (5.1.d)$$

$$\bar{I}_{a2} = \frac{1}{3} ((\bar{I}_a - \bar{I}_c) - b(\bar{I}_c - \bar{I}_b) + (\bar{I}_c - \bar{I}_b)) \quad (5.1.e)$$

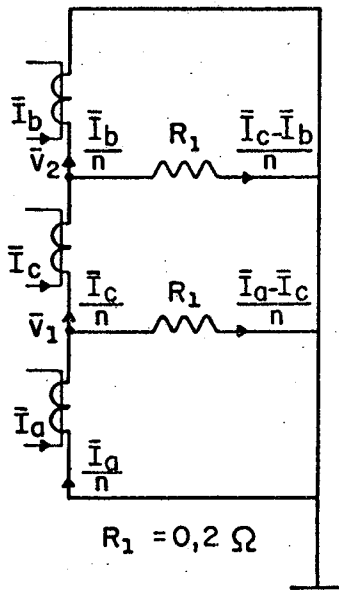
As expressões (5.1.d) e (5.1.e) mostram que, combinando convenientemente as correntes de linha e implementando um circuito atrasador de fase de $\pi/3$, as componentes de sequência positiva e negativa da corrente são determinadas^(*).

(*) As transformações das expressões (5.1.a) em (5.1.d) e (5.1.b) em (5.1.e) têm como objetivo a redução do número de componentes dos circuitos eletrônicos para medida das componentes simétricas.

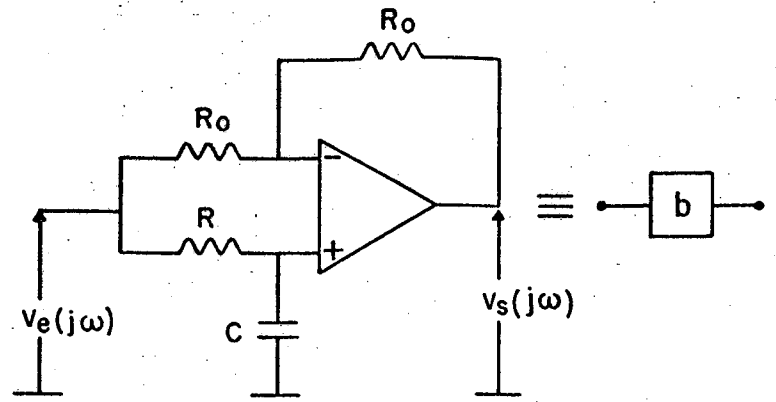
Na Fig. 5.1 é mostrado o circuito para determinação das componentes de seqüência positiva e negativa da corrente.

Apesar da existência de filtros de harmônicas nos sistemas de potência, há necessidade de uma filtragem eletrônica para a medida das correntes fundamentais uma vez que os filtros do sistema de potência não são suficientemente seletivos para permitir que a forma de onda no secundário do transformador de corrente seja uma sinusóide pura na frequência fundamental além de, neste trabalho não terem sido utilizados filtros de potência além da 7.^a harmônica. O filtro eletrônico deve apresentar algumas características importantes: alta seletividade a fim de minimizar a influência das harmônicas na medida das componentes fundamentais das correntes, tempo de resposta não elevado para evitar que a medição seja lenta com conseqüente atraso na compensação e baixa sensibilidade com a variação dos parâmetros a fim de evitar que o erro de fase torne-se muito elevado se, eventualmente, variar alguma capacitância ou resistência por efeito de variação de temperatura ou de troca de componente. Tal filtro eletrônico foi implementado utilizando-se dois filtros ativos de ordens 2 e 1 em cascata sendo que o filtro de 2.^a ordem foi utilizado para obter significativa redução das amplitudes das harmônicas enquanto o filtro de 1.^a ordem, além de atenuar as harmônicas, possibilita ajuste de fase e de ganho. Na Fig. 5.2 são mostrados o filtro passa baixas de 2.^a ordem⁽²⁴⁾, de baixa sensibilidade, em cascata com o de 1.^a ordem.

A forma de onda da tensão da rede também apresenta-se distorcida. Como será posteriormente observado é importante que sejam conhecidas precisamente a fase da tensão e da corrente uma vez que a medida das componentes de seqüência positiva (parte ima



(a)



$$H(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = e^{-j2 \operatorname{tg}^{-1} \omega RC}$$

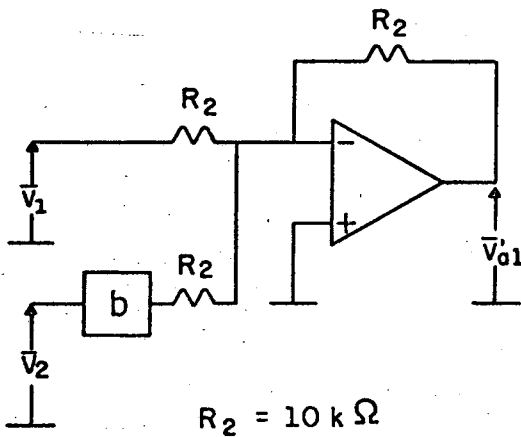
$$H(j\omega) = e^{-j\pi/3} \quad (f = 60 \text{ Hz})$$

$$R_0 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,15 \mu\text{F}$$

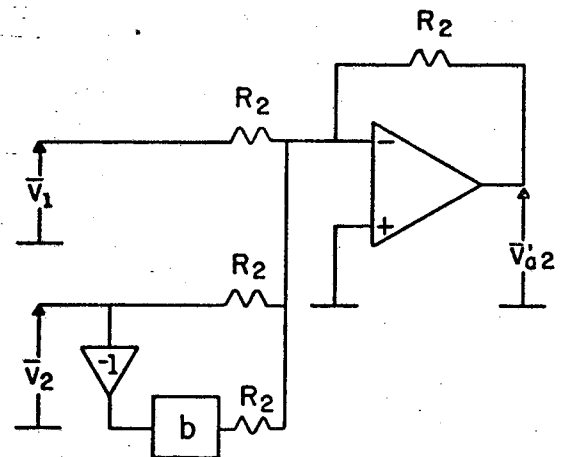
(b)



$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\bar{V}_{a1} = \frac{-3R_1}{n} \bar{I}_{a1}$$

(c)



$$\bar{V}_{a2} = \frac{-3R_1}{n} \bar{I}_{a2}$$

(d)

FIG. 5.1.- Medida de componentes de seqüência positiva e negativa da corrente de linha.

a) Composição de correntes de linha

b) Circuito atrasador de $\pi/3$ em 60 Hz

c) Medida de componente de seqüência positiva

d) Medida de componente de seqüência negativa

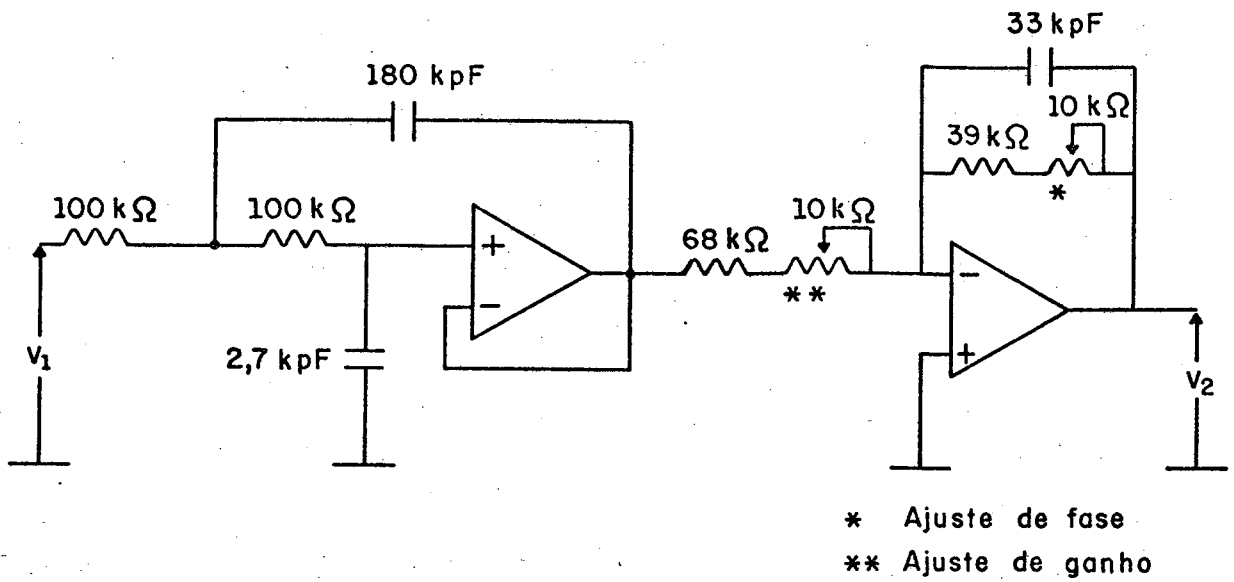


FIG. 5.2. - Filtro eletrônico para redução do nível de harmônicas.

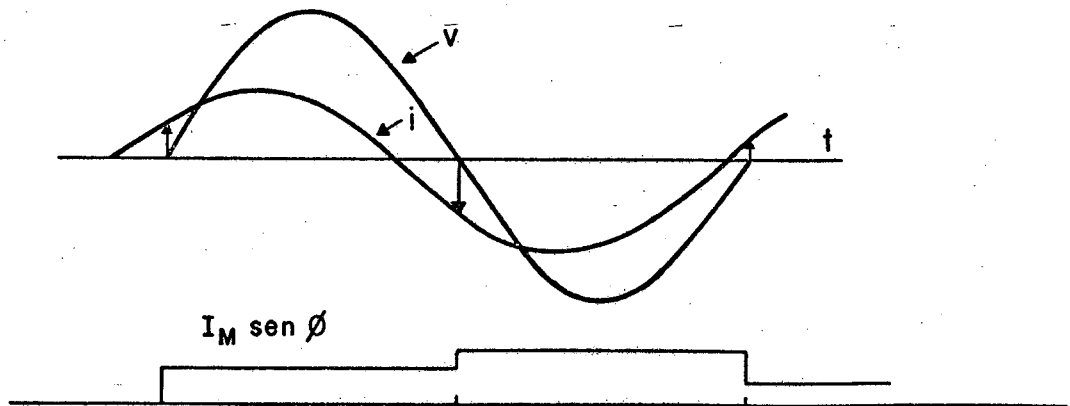


FIG. 5.3. - Medida da componente reativa da corrente

ginária) e de sequência negativa (partes real e imaginária) da corrente são determinadas a partir do cruzamento do zero da tensão, também utilizado para referência do disparo dos tiristores. Para filtro da tensão da rede foi implementado um filtro RC passivo de 2ª ordem.

Uma solução conveniente para evitar desvios de fase do sinal de tensão em relação ao sinal de corrente é a implementação de filtros idênticos para os sinais de tensão e de corrente uma vez que filtros de alta seletividade exibem uma característica de fase extremamente sensível às variações dos parâmetros. Desta forma, as variações de fase do sinal de corrente são acompanhadas da mesma variação de fase do sinal de tensão⁽¹⁶⁾.

Diversas formas de medição de potência reativa têm sido apresentadas na literatura: algumas são baseadas em métodos por amostragem^(12, 16, 22) enquanto outras utilizam métodos analógicos^(12, 23), das quais duas delas são apresentadas a seguir.

5.2.1 Medida por amostragem

Conhecidas as formas de onda das fundamentais das componentes de sequência positiva e negativa da corrente, pode-se determinar as partes real e imaginária de ambas em relação à tensão do sistema trifásico tomada como referência.

O método descrito a seguir permite a determinação destas grandezas a cada meio ciclo da rede^(12, 16) e é bastante eficiente quando as variações na carga não são muito rápidas. Considere-se, pois, tensão e corrente definidas por:

$$v = V_M \text{ sen } \omega t \quad (5.2.a)$$

$$i = I_M \text{ sen}(\omega t + \phi) \quad (5.2.b)$$

Quando a tensão cruza o zero, tem-se $\omega t = k\pi$ e $i = \pm I_M \text{ sen } \phi$, onde o sinal + indica que a tensão é crescente e o sinal - indica que é decrescente. Portanto, para medir a componente reativa da corrente, a cada meio ciclo da rede, deve-se amostrá-la a cada cruzamento do zero da tensão e armazenar seu valor até que a tensão se anule novamente, quando nova amostragem deve ser feita (Fig. 5.3). O diagrama em blocos para medição da componente da corrente em quadratura com a tensão bem como as formas de onda nos diversos pontos estão ilustrados na Fig. 5.4. Tal método de obtenção da medida apresenta um atraso estatístico de meio intervalo de amostragem (um quarto de período da rede) mas é bastante preciso e eficiente quando as variações na carga não são muito rápidas.

Na Fig. 5.5 são apresentados os circuitos correspondentes aos blocos do diagrama da Fig. 5.4.

As fotos 5.1, 5.2 e 5.3 ilustram os resultados obtidos com o circuito da Fig. 5.5.

Observe-se que tal método de medida da componente reativa da corrente é extremamente eficiente pois não há atraso devido ao tempo de aquisição do sinal de entrada pelos circuitos armazenadores uma vez que, quando um deles está adquirindo o sinal de entrada, é o outro que fornece o sinal de saída. Para medição da potência reativa ainda seria necessária a multiplicação do fator $I_M \text{ sen } \phi$ por $V_M/2$ (metade do valor de pico da tensão); contudo, supondo que a tensão da rede é praticamente constante, as variações na potência reativa dependem apenas das variações de $I_M \text{ sen } \phi$.

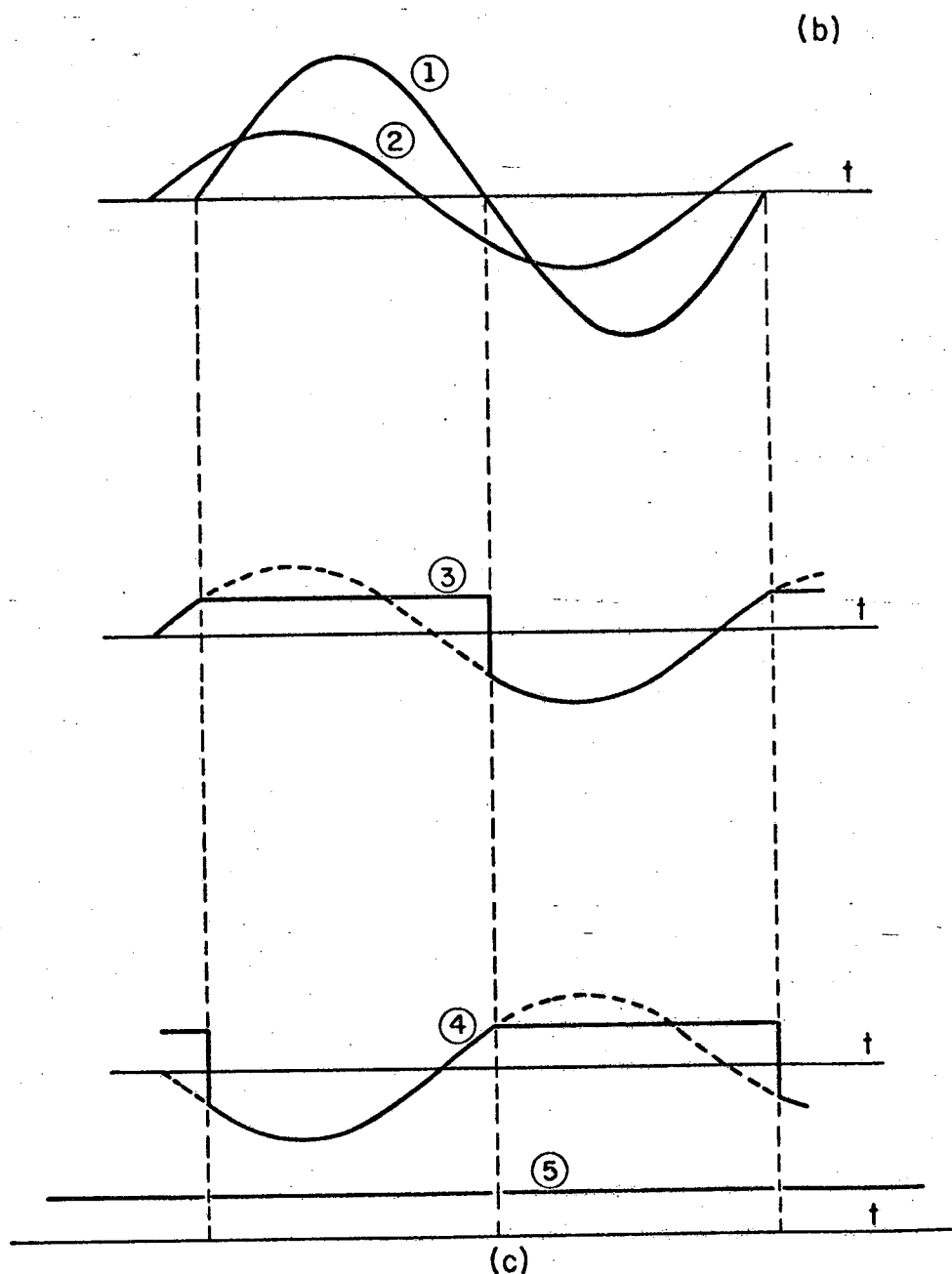
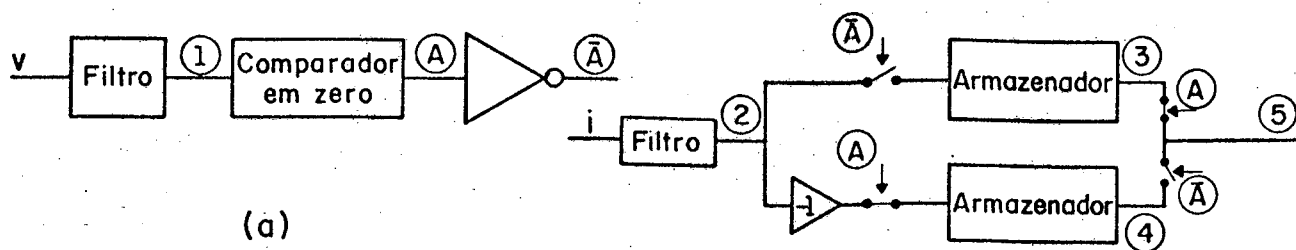
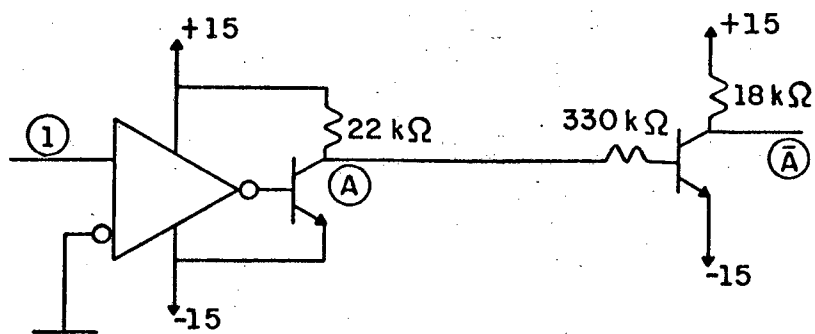
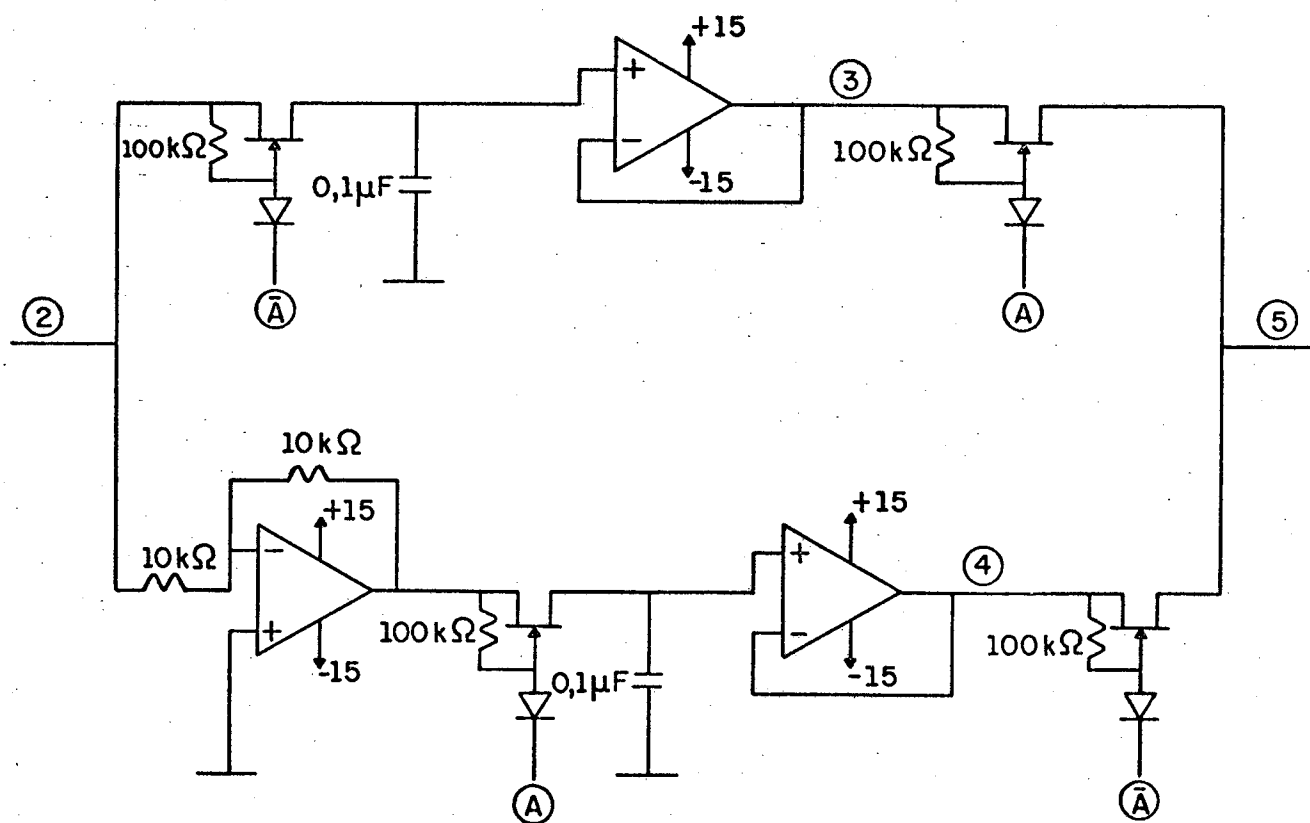


FIG. 5.4. - Diagrama em blocos para medir $I_M \text{ sen } \phi$ e formas de onda.

- a) Comparador em zero da tensão
- b) Medidor de $I_M \text{ sen } \phi$
- c) Formas de onda



(a)



(b)

FIG. 5.5. - a) Comparador em zero da tensão
 b) Circuito para obtenção de $I_M \sin \phi$

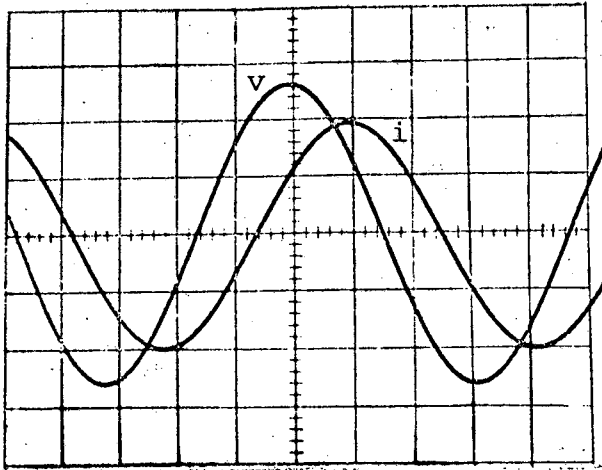


FOTO 5.1 - Formas de onda da tensão e da corrente

Horizontal: 2,5ms/div

Vertical : v-2V/div

i-2A/div

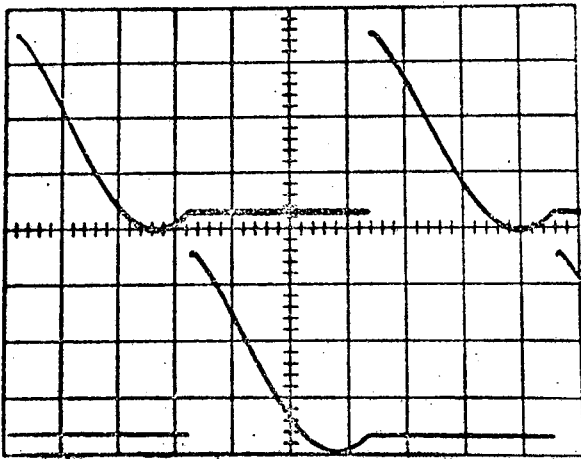


FOTO 5.2 - Formas de onda da corrente amostrada e armazenada

Horizontal: 2,5 ms/div

Vertical : v-2V/div

i-2A/div

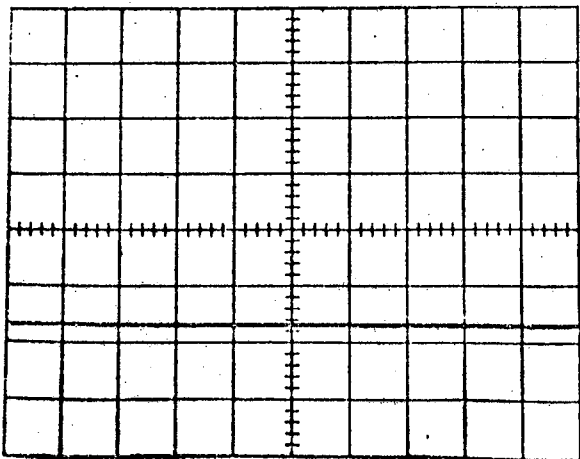


FOTO 5.3 - Componente reativa da corrente

Horizontal: 2,5 ms/div

Vertical : v-2V/div

i-2A/div

Para os circuitos armazenadores devem ser utilizados amplificadores operacionais com baixa corrente de polarização e alta impedância de entrada para evitar grandes variações na tensão do capacitor durante o meio período da rede em que a chave de entrada do circuito estiver aberta.

A fim de determinar a parte imaginária da componente de sequência negativa da corrente, o procedimento é idêntico ao descrito para a obtenção da parte reativa da componente de sequência positiva enquanto que, para obtenção da parte real da componente de sequência negativa da corrente, atrasa-se o sinal de corrente de $\pi/2$ e, utiliza-se o método descrito, trocando os sinais A por \bar{A} e \bar{A} por A no circuito da Fig. 5.5. Na Fig. 5.6 é ilustrado um circuito de ganho unitário e de atraso de fase de $\pi/2$ em 60 Hz.

5.2.2 Medida analógica ⁽¹²⁾

Nos casos onde a potência reativa na carga apresenta variações bastante rápidas (fornos a arco, por exemplo ^(5, 12)) é necessário que a medição de potência reativa também seja rápida.

Sejam a tensão e a corrente definidas por (5.2.a) e (5.2.b). Mas:

$$V_M I_M \sin \varnothing = V_M \cos \omega t I_M \sin(\omega t + \varnothing) - V_M \sin \omega t I_M \cos(\omega t + \varnothing) \quad (5.3.a)$$

ou:

$$V_M I_M \sin \varnothing = -v(\theta - \pi/2) i(\theta) + v(\theta) i(\theta - \pi/2) \quad (5.3.b)$$

O diagrama em blocos da Fig. 5.7 ilustra a forma de obtenção da medida de $V_M I_M \sin \varnothing$ a partir da expressão (5.3.b).

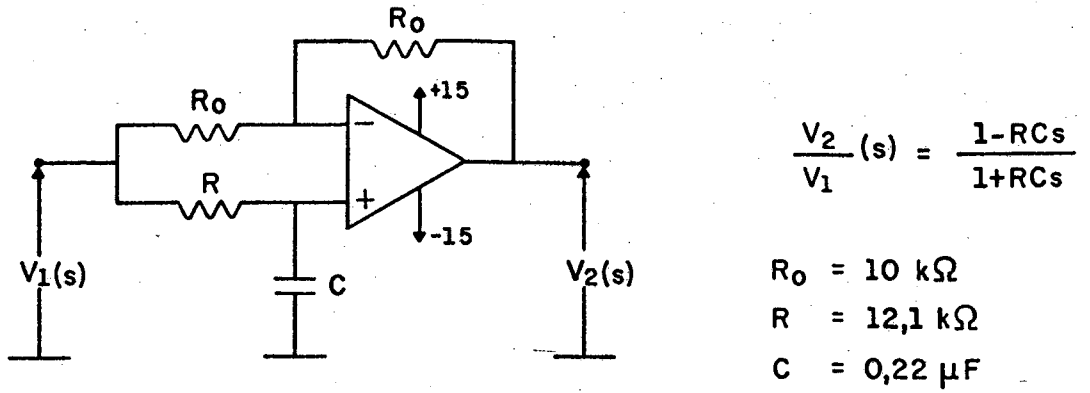


FIG. 5.6. - Rede atrasadora de $\pi/2$ em 60 Hz

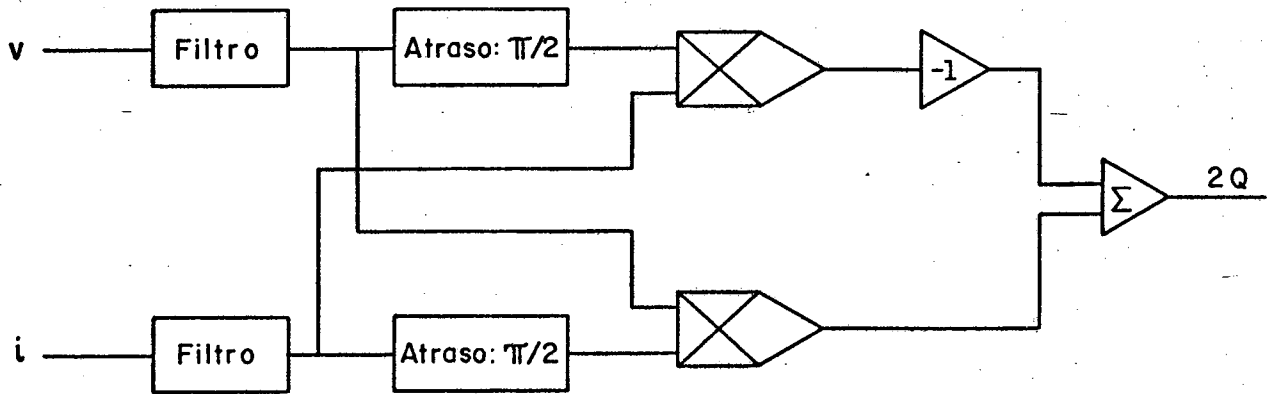


FIG. 5.7. - Medida analógica de $V_M I_M \text{ sen } \phi$

A medição analógica de potência reativa apresenta rapidez bastante superior à por amostragem; contudo, sua precisão é bastante inferior devido à utilização de multiplicadores analógicos. A utilização de um ou outro tipo de medidor dependerá essencialmente da carga; se a compensação deve ser rápida, a medida analógica é preferida; caso contrário utiliza-se a medida por amostragem devido à sua precisão e maior simplicidade.

5.3 ETAPA DE COMANDO DE DISPARO DOS TIRISTORES

5.3.1 Linearização entre tensão de comando e fundamental da corrente nos ramos do absorvedor.

No capítulo 2 foi estudada a lei que relaciona a fundamental da corrente no indutor chaveado ao ângulo de meia condução, tendo sido obtida a relação $I_1 = kf(\beta)$, onde:

$$f(\beta) = (2\beta - \text{sen } 2\beta) \quad (5.4.a)$$

$$k = \frac{V_M}{\pi\omega L} \quad (5.4.b)$$

Ora, para que haja linearidade entre a tensão de comando de disparo dos tiristores (μ_c) e a fundamental da corrente nos ramos do absorvedor é necessário que seja implementada a função inversa daquela dada pela relação (5.4), isto é:

$$\beta = f^{-1}(\mu_c) \quad (5.5)$$

Se a função de (5.5) for implementada, a relação entre a amplitude da fundamental da corrente e a tensão de comando será dada por:

$$I_1 = k\mu_c \quad (5.6)$$

Uma linearização deste tipo é indispensável se o controle do processo é efetuado em malha aberta e pode ser importante para o controle em malha fechada se um desempenho idêntico da compensação for necessário ao longo de toda a faixa de funcionamento. Esta linearização é praticamente indispensável quando a carga é um forno a arco⁽¹²⁾.

Uma primeira idéia para a obtenção da função f^{-1} foi mediante a utilização do diagrama em blocos da Fig. 5.8, onde são utilizados, basicamente, um bloco para conversão de β em 2β e sua conversão ao 4º quadrante já que a rede conformadora da função seno só admite sinais de entrada num mesmo quadrante; o seguidor de tensão é utilizado para que a resistência R de realimentação não carregue a rede conformadora. A função de transferência do diagrama em blocos da Fig. 5.8 é dado por:

$$\mu_c = -(2\beta - \text{sen } 2\beta) \quad (5.7)$$

Deve-se notar que, para tensões próximas a zero, o dispositivo da Fig. 5.8 apresenta realimentação positiva aproximadamente igual à realimentação negativa. Para evitar que sejam muito próximas e que haja oscilação, pode-se aumentar de pequena quantidade o valor do resistor R da realimentação positiva. Outra di

ficuldade existe na obtenção do bloco B1, onde devem ser utilizados resistores de precisão. Tal bloco tem como função manter o arco 2β num único quadrante já que a rede conformadora só tem atuação conveniente no 4º quadrante.

Para evitar as desvantagens do circuito anteriormente proposto, foi montado e testado o circuito baseado na configuração 5.9.b.

Pela Fig. 5.9.a, se houver uma transcondutância g no caminho direto, a saída será:

$$v_o = -Rg(v_1) \quad (5.8)$$

Se a transcondutância g for o parâmetro de realimentação do amplificador operacional, então⁽²⁵⁾:

$$v_o = g^{-1}(-v_1/R) \quad (5.9)$$

Assim, para projetar o circuito para implementação da função g^{-1} , determina-se os parâmetros da transcondutância não linear g e aplica-se-lhe na realimentação do amplificador operacional.

O método usado para obtenção da transcondutância g foi o de aproximação linear por partes, utilizando uma rede com diodos e resistores.

Para obtenção de melhores resultados, tal função foi escalonada em amplitude e a função realmente implementada foi a inversa de:

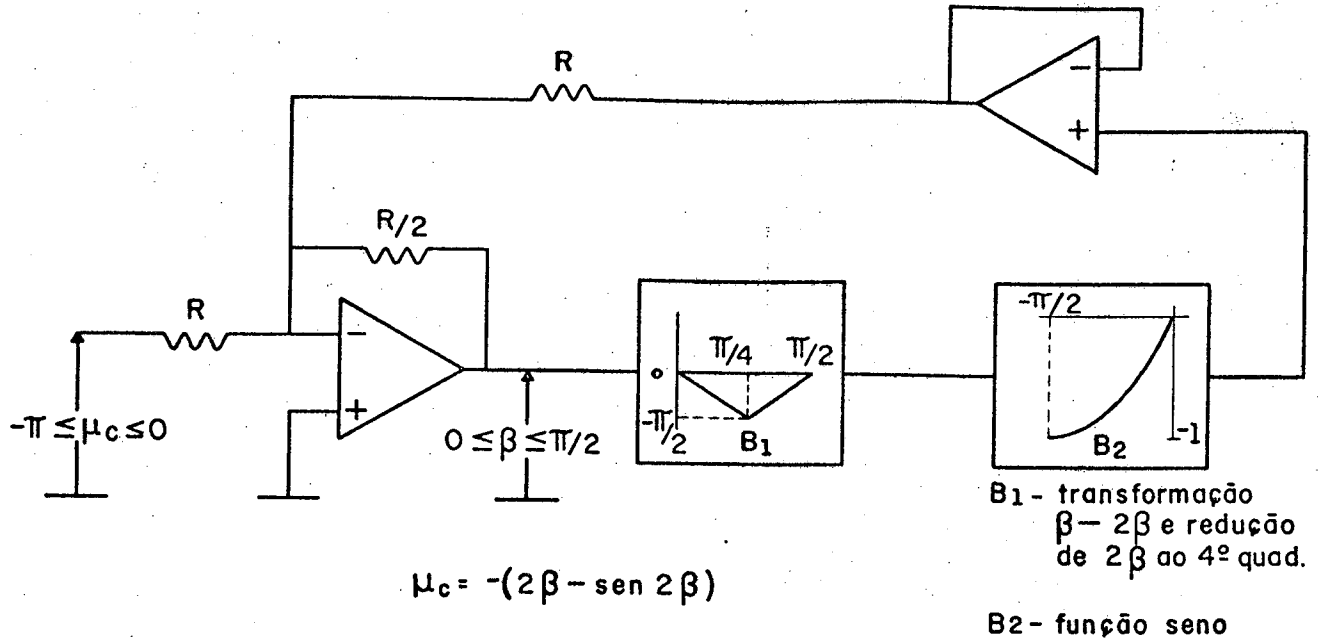


FIG. 5.8 - Realização da função inversa de $2\beta - \text{sen } 2\beta$

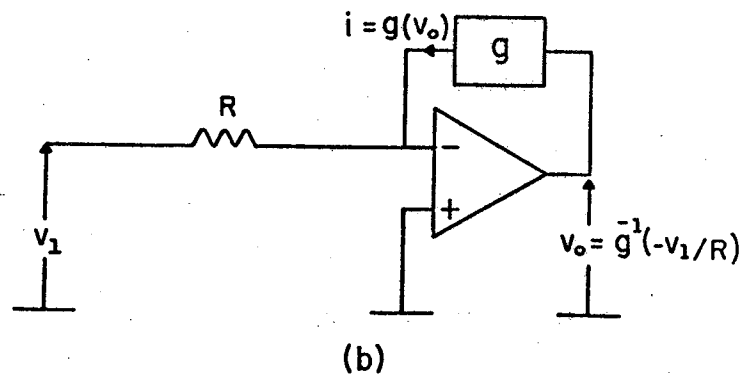
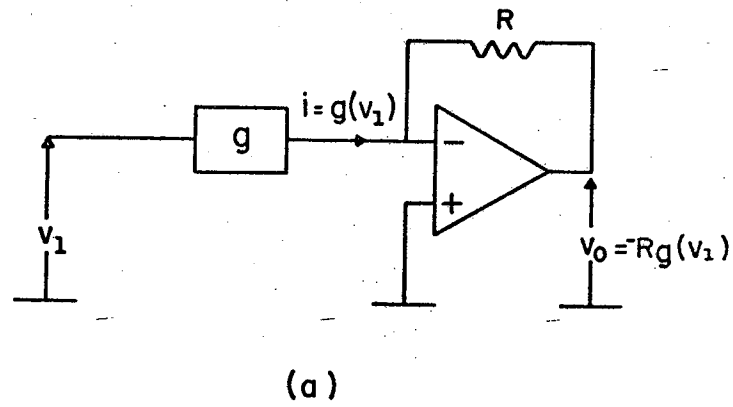


FIG. 5.9 - a) Transcondutância g no caminho direto
 b) Transcondutância g na realimentação

$$g(v_1) = -\frac{10}{\pi} \left(\frac{\pi}{10} v_1 - \sin\left(\frac{\pi}{10} v_1\right) \right) \quad (5.10)$$

A Fig. 5.10 apresenta a função $g(v_1)$ aproximada por segmentos lineares obtidos da seguinte forma:

- o 1º segmento, compreendido entre 0 e A1 foi calculado de tal forma que o erro no ponto A1 fosse 4% do valor real da função. A abcissa de A1 foi tomada arbitrariamente em -1,67V.
- Os demais segmentos lineares, exceto o último, são tangentes à curva real com pontos de quebra cujos erros em relação à função real são de 4%.
- o último segmento foi obtido pela união do ponto de quebra A7 ao ponto de coordenadas (-10,10).

A tabela 5.1 fornece os valores dos pontos de quebra com base nas considerações anteriores.

Ponto de quebra	abcissa	ordenada
A1	-1,667	0,072
A2	-2,147	0,152
A3	-2,757	0,319
A4	-3,567	0,673
A5	-4,657	1,431
A6	-6,217	3,132
A7	-9,087	7,857
A8	-10	10

TABELA 5.1. Pontos de quebra da função g .

$g(V_1)$

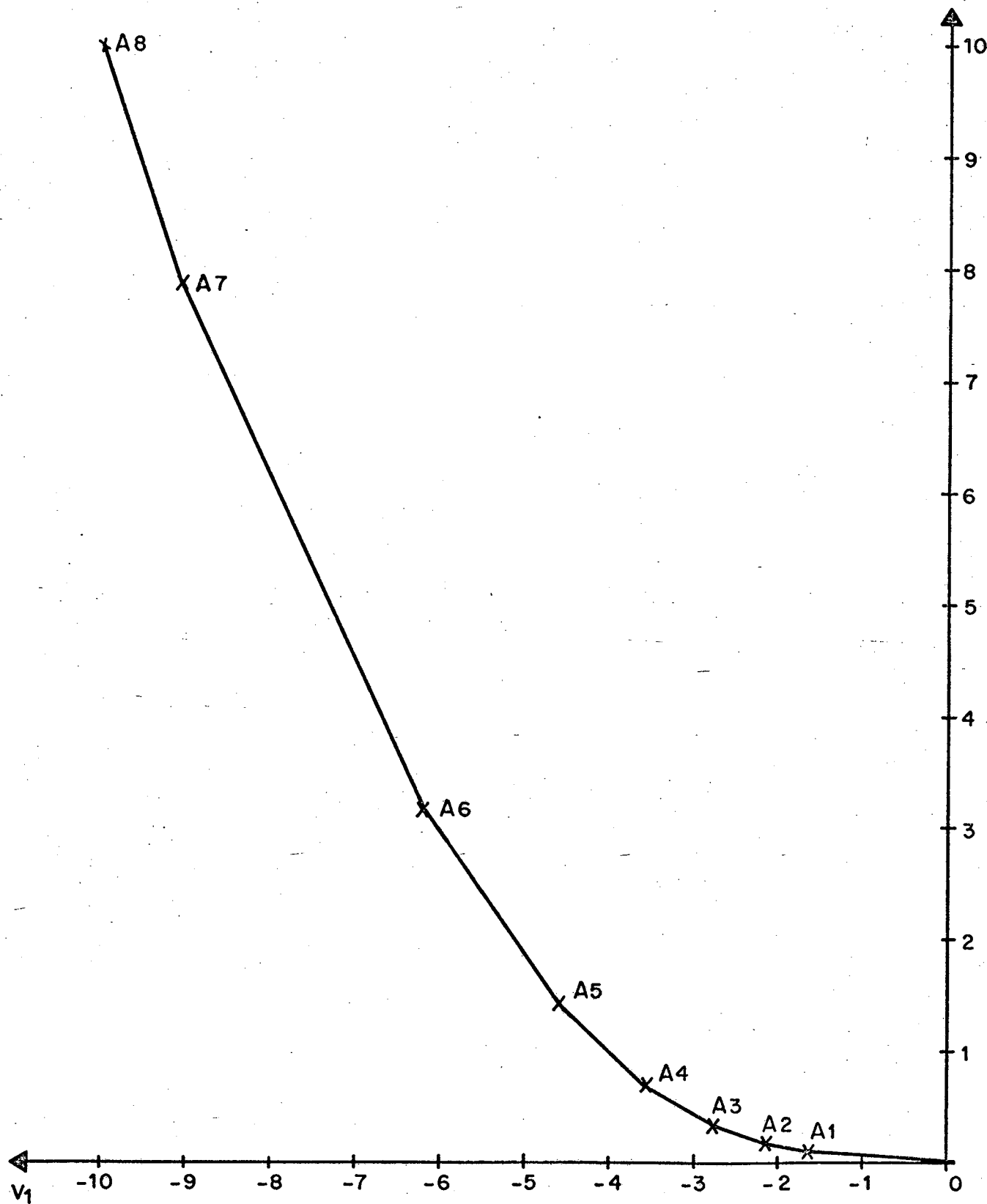


FIG. 5.10. - Aproximação da função g por segmentos lineares.

Os valores dos resistores necessários à implementação da função g foram calculados utilizando-se os dados da tabela 5.1.

A função g é obtida com o circuito da Fig. 5.11.a, cujos resistores têm valores dados pela tabela 5.2 ($R_F = 10 \text{ k}\Omega$, $R_O = 231 \text{ k}\Omega$). Para obter a função g^{-1} troca-se a posição da rede de entrada do amplificador operacional pela de realimentação, conforme Fig. 5.11.b, cujos resistores estão expressos em valores comerciais (tolerância de 10%) próximos aos da tabela 5.2.

Resistor	$\text{k}\Omega$
R_1	80,74
R_3	94,88
R_5	60,75
R_7	38,62
R_9	25,38
R_{11}	17,98
R_{13}	14,26

Resistor	$\text{k}\Omega$
R_2	1037,81
R_4	864,07
R_6	403,77
R_8	188,89
R_{10}	91,59
R_{12}	47,16
R_{14}	24,92

TABELA 5.2. Valores dos resistores da Fig. 5.11.a

Um aspecto importante a notar é o alto ganho do circuito da Fig. 5.11.b para sinais de entrada de baixa amplitude. Para evitar a tensão de "offset" na saída do amplificador operacional seja elevado deve-se fazer sua compensação, obtida através do potenciômetro de $10 \text{ k}\Omega$ ligado entre os terminais de compensação do amplificador operacional e à fonte -15V .

Com a função g^{-1} obtêm-se, então, uma função de trans

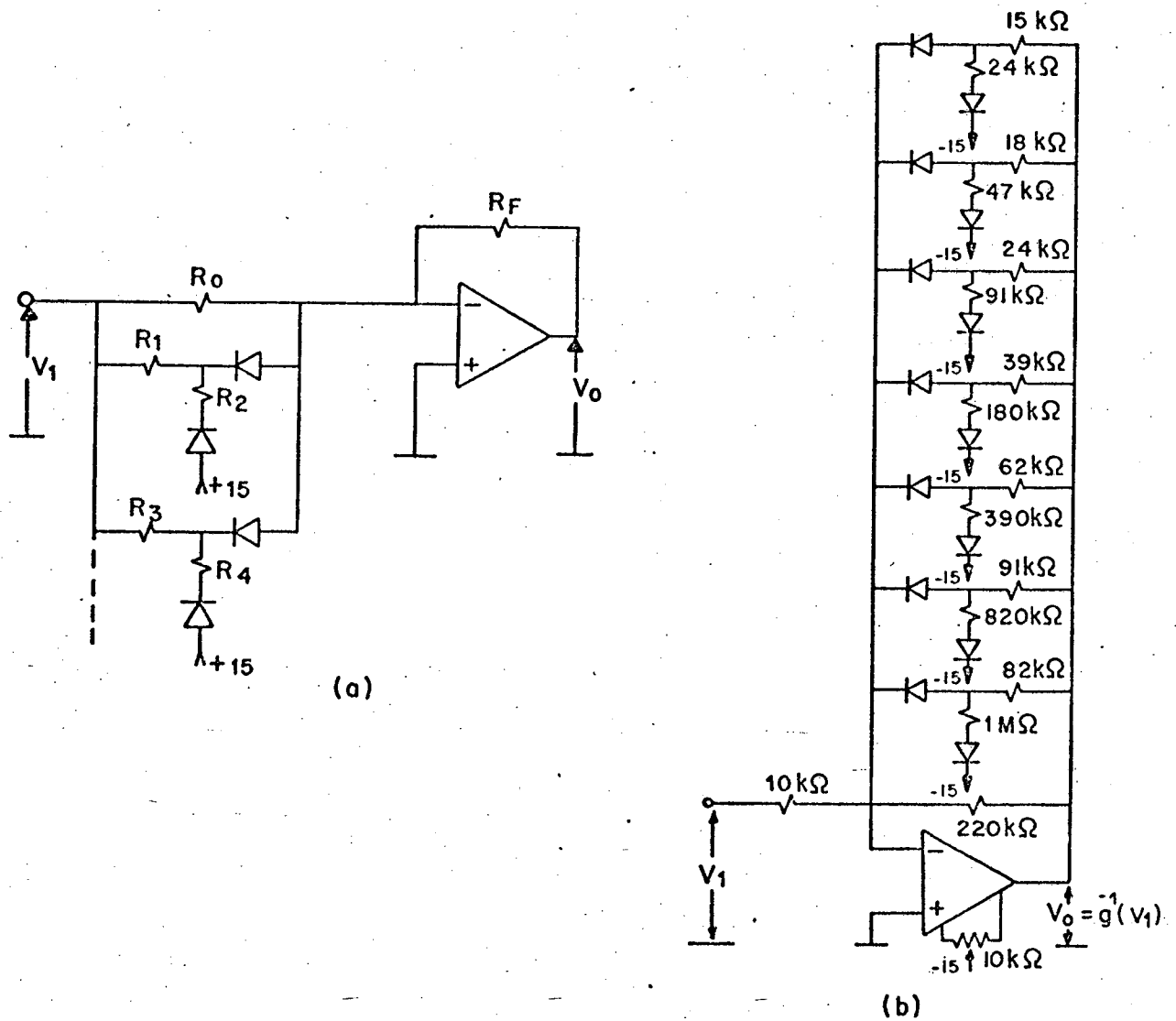


FIG. 5.11. - Circuitos para realizar:

$$a) v_o = \frac{-10}{\pi} \left(\frac{\pi}{10} v_1 - \text{sen} \frac{\pi}{10} v_1 \right) = g(v_1)$$

$$b) g^{-1}(v_1)$$

ferência linear entre a tensão de comando do disparo dos tiristores e a componente fundamental da corrente nos ramos de absorvedor. A Fig. 5.12 ilustra a função de transferência em CC obtida com o circuito da Fig. 5.11.b, comparada ao caso ideal, enquanto que na foto 5.4 é mostrada a função de transferência em CA do mesmo circuito. As curvas obtidas são bem próximas às ideais.

5.3.2 Obtenção dos pulsos de disparo dos tiristores

A referência para os pulsos de disparo dos tiristores é a tensão da rede. Conforme observado no capítulo 2, para a estrutura do absorvedor adotada, só são permitidos disparos dos tiristores no 2º e 4º quadrantes da tensão.

O diagrama em blocos da Fig. 5.13.a ilustra como são obtidos os pulsos de disparo através da tensão de comando μ_c e da tensão da rede. As formas de onda nos diversos pontos são mostradas na Fig. 5.13.b. A tensão de comando μ_c é aplicada ao circuito cuja função de transferência é g^{-1} , e $g^{-1}(\mu_c)$ é aplicada ao deslocador de nível CC (representado na Fig. 5.13.a pelo somador) para obter-se níveis de comparação compatíveis com o sinal do gerador de rampa. O circuito representado na Fig. 5.13.a é, então, um conversor tensão-posição de pulsos de disparo sincronizado pela tensão da rede onde sua saída, o ângulo de meia condução β (em radianos), é relacionada à entrada por $\beta = (\pi/20) g^{-1}(\mu_c)$, cujos limites são $0 \leq \beta \leq \pi/2$. Os pulsos obtidos são amplificados e aplicados ao transformador de pulsos que provê isolamento entre os circuitos de baixos sinais e o de potência. Cada transformador de pulsos é constituído por um primário e dois secundários, um para cada tiristor da conexão antiparalela.

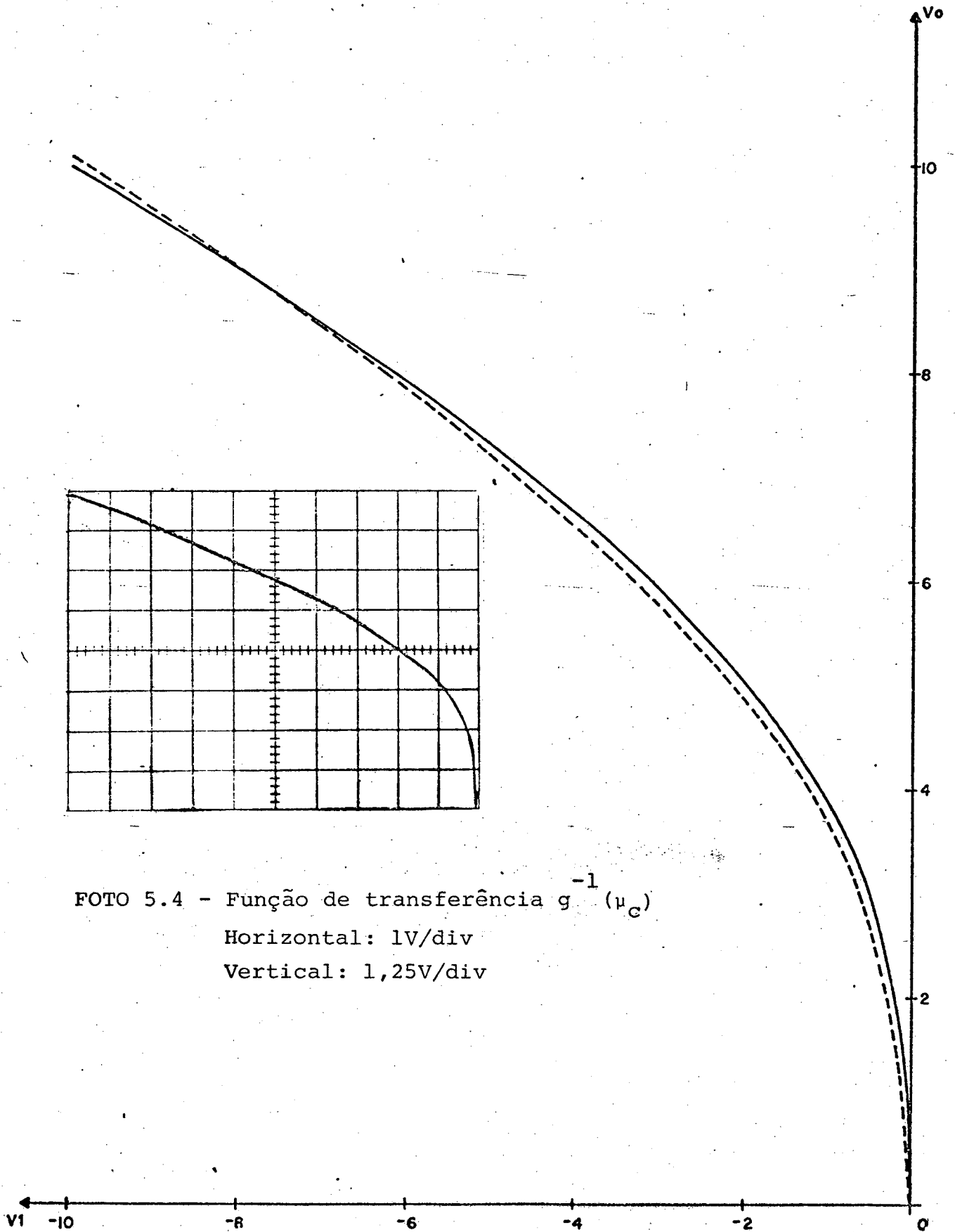


FOTO 5.4 - Função de transferência $g^{-1}(\mu_C)$

Horizontal: 1V/div

Vertical: 1,25V/div

FIG. 5.12. - Funções de transferência em CC obtida do circuito da FIG.5.11.b (tracejada) e ideal (contínua).

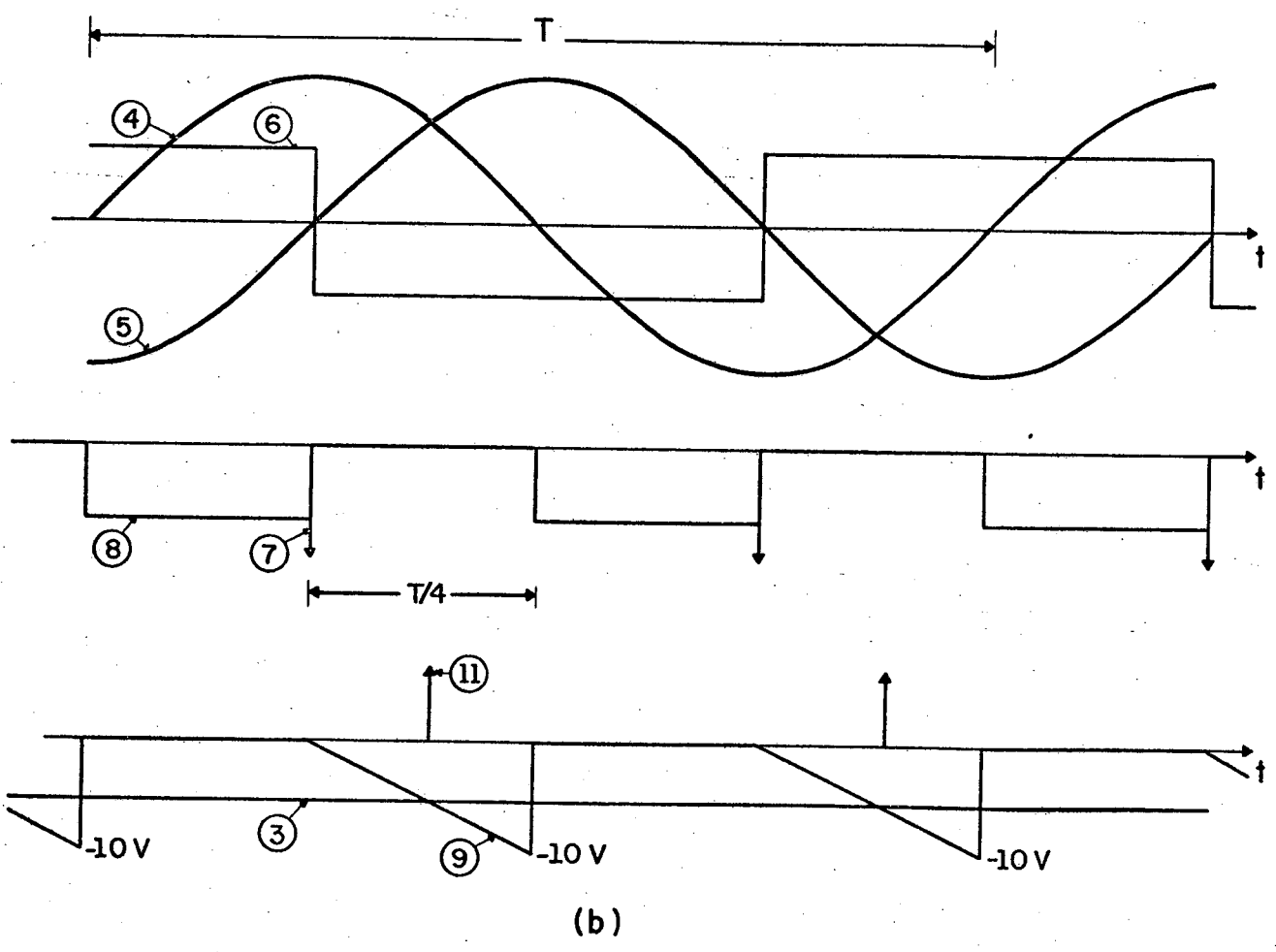
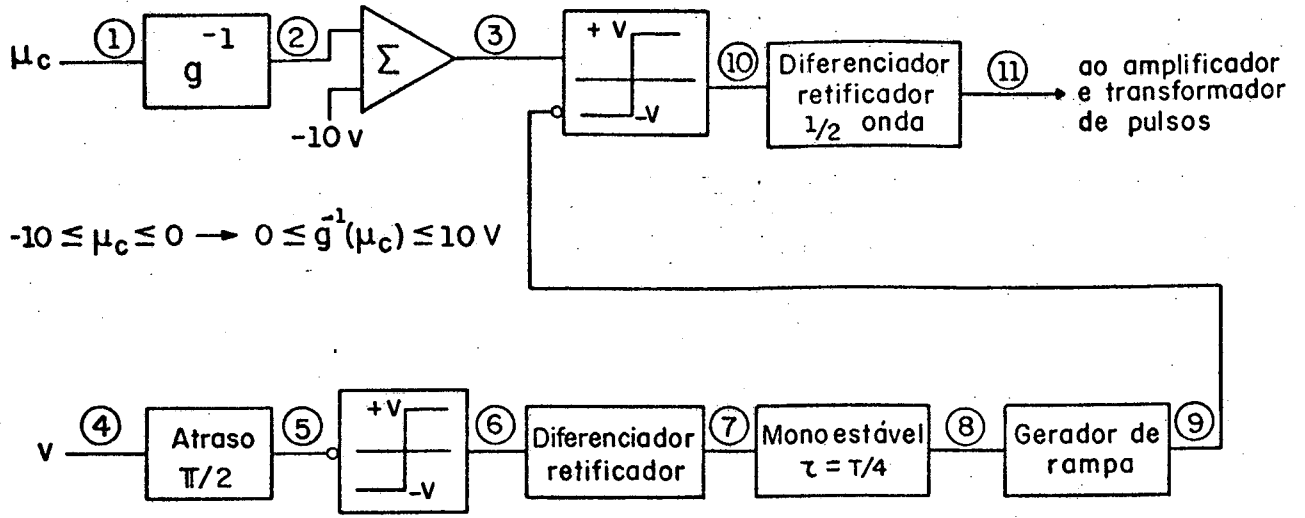


FIG. 5.13. - a) Diagrama em blocos para obtenção de pulsos de disparo.
b) Formas de onda

5.4. CONTROLE DO PROCESSO

Conforme verificado no capítulo 4, as variáveis de controle dos disparos dos tiristores são as componentes de sequência negativa (partes real e imaginária) e de sequência positiva (parte imaginária) da corrente. O processo de medição destas grandezas foi descrito na seção 5.2. O próximo passo é verificar a maneira de elaborar os sinais da tensão de comando (μ_c) para disparar os tiristores em função das medidas das componentes simétricas da corrente.

A função g^{-1} , linearizadora da relação entre tensão de comando e fundamental da corrente nos ramos do absorvedor, a função g , que relaciona as susceptâncias de cada ramo do absorvedor a seu ângulo de meia condução e a matriz A (definida pelas expressões (4.17)), que relaciona as componentes de sequência negativa e a parte imaginária da componente de sequência positiva da corrente às susceptâncias do absorvedor, bem como o conversor tensão-posição de pulsos de disparo (CTPPD) são mostrados no diagrama em blocos da Fig. 5.14.

Sejam os vetores $\underline{I}^{(1)}$, $\underline{I}^{(a)}$ e $\underline{I}^{(f)}$ definidos por:

$$\underline{I}^{(1)} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\bar{I}_{a2}^{(1)}) \\ I_m(\bar{I}_{a2}^{(1)}) \\ I_m(\bar{I}_{a1}^{(1)}) \end{bmatrix} \quad (5.11.a)$$

$$\underline{I}^{(a)} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\bar{I}_{a2}^{(a)}) \\ I_m(\bar{I}_{a2}^{(a)}) \\ I_m(\bar{I}_{a1}^{(a)}) \end{bmatrix} \quad (5.11.b)$$

$$\underline{I}^{(f)} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\bar{I}_{a2}^{(f)}) \\ \text{Im}(\bar{I}_{a2}^{(f)}) \\ \text{Im}(\bar{I}_{a1}^{(f)}) \end{bmatrix} \quad (5.11.c)$$

onde l , a e f denotam carga, absorvedor e filtro, respectivamente.

Ora, a condição de equilíbrio da instalação e de fator de potência unitário é:

$$\underline{I}^{(l)} + \underline{I}^{(a)} + \underline{I}^{(f)} = 0 \quad (5.12.a)$$

isto é:

$$\underline{I}^{(a)} = -(\underline{I}^{(l)} + \underline{I}^{(f)}) \quad (5.12.b)$$

Conforme o diagrama da Fig. 5.14, o vetor $\underline{I}^{(a)}$ tem elementos cuja dependência das entradas é representada pela matriz \underline{A} . No caso deste sistema, multidimensional, pode-se alterar as entradas de tal forma que o sistema possa ser decomposto em componentes unidimensionais independentes. Isto é obtido se a função de transferência global, relacionando as saídas às entradas, é uma matriz diagonal. Então, para obter uma matriz diagonal é necessário incluir a matriz \underline{A}^{-1} , inversa de \underline{A} , na malha de controle do sistema, conforme o diagrama da Fig. 5.15. A matriz \underline{A}^{-1} é definida por:

$$\underline{A}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{V}} \begin{bmatrix} -1/\sqrt{3} & 1/3 & 1/3 \\ 0 & -2/3 & 1/3 \\ 1/\sqrt{3} & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

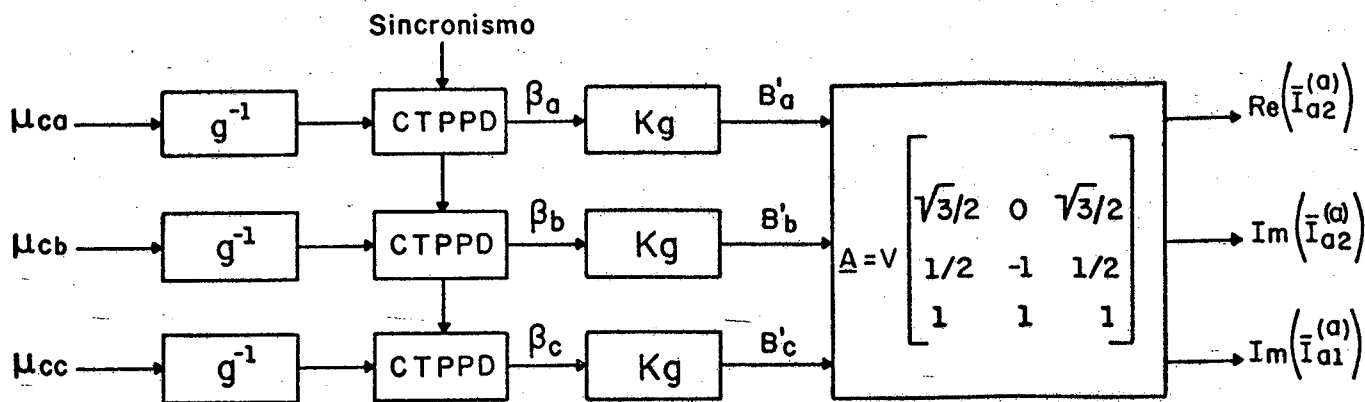


FIG. 5.14. - Diagrama em blocos da etapa compreendida entre as tensões de comando e correntes do absorvedor.

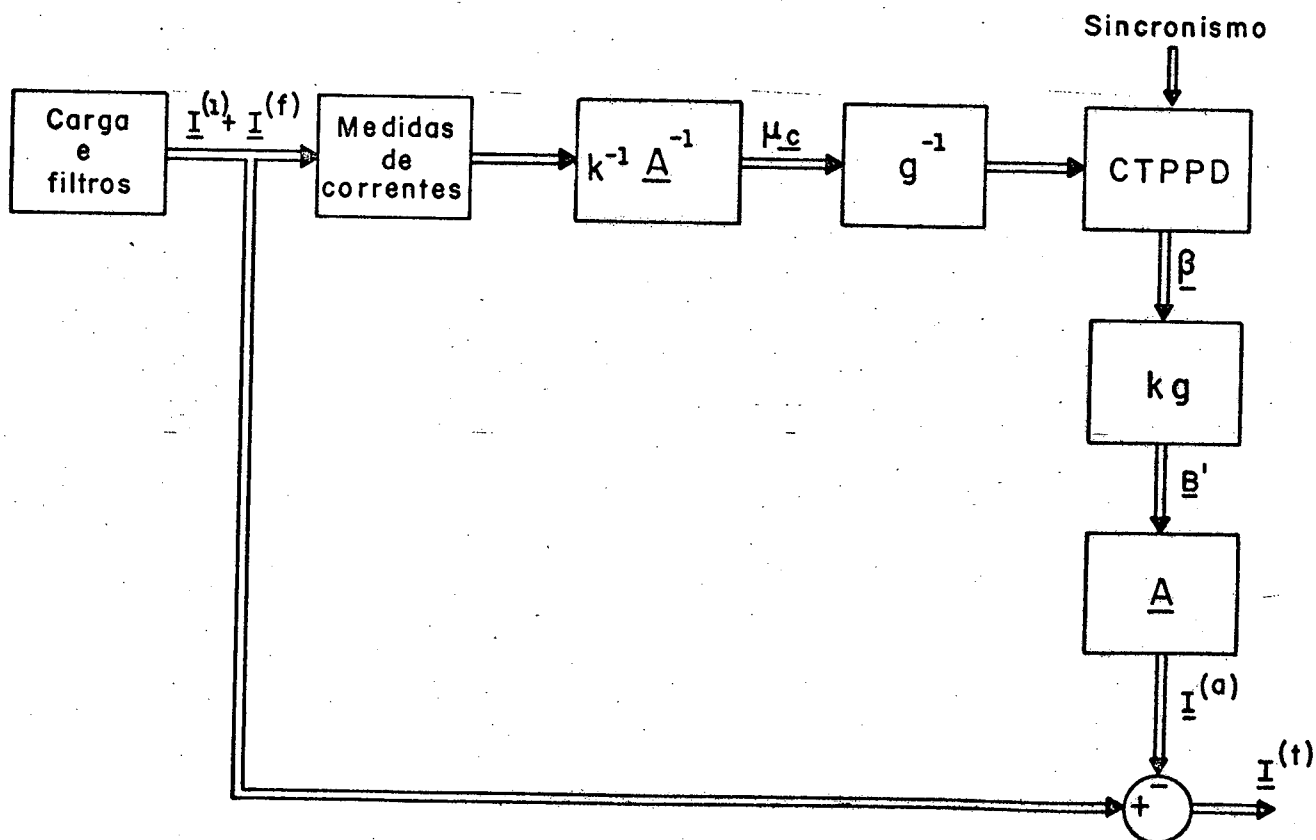


FIG. 5.15. - Controle em malha aberta.

Tal matriz é facilmente implementada com a utilização de somadores realizados com amplificadores operacionais e resistências calculadas para promover os ganhos relativos às diversas entradas.

O diagrama da Fig. 5.15 ilustra o princípio de controle do processo em malha aberta. São medidas os elementos do vetor $\underline{I}^{(l)} + \underline{I}^{(f)}$. A matriz \underline{A}^{-1} tem como finalidade a obtenção de matriz diagonal relacionando as variáveis de entrada às de saída, g^{-1} é a função linearizadora do processo, isto é, a inversa da função g que associa a corrente fundamental nos ramos do absorvedor ao ângulo de meia condução dos tiristores, enquanto a matriz \underline{A} relaciona o vetor $\underline{I}^{(a)}$ às susceptâncias dos ramos do absorvedor. A compensação deve ser tal que a igualdade $\underline{I}^{(a)} = -(\underline{I}^{(l)} + \underline{I}^{(f)})$ seja satisfeita, em regime permanente, possibilitando que o vetor $\underline{I}^{(t)}$, cujos elementos são as partes real e imaginária da componente de sequência negativa e a parte imaginária da componente de sequência positiva da corrente, seja igual a zero.

Este método de controle, efetuado em malha aberta, apresenta sérios inconvenientes pois depende essencialmente da precisão com que são implementados os blocos para medida das correntes, da matriz \underline{A}^{-1} , da função g^{-1} e do CTPPD, além de depender das flutuações de tensão que ocorrerem na rede.

Uma solução que pode ser adotada, visando o aumento da precisão da compensação, é um controle em malha fechada, onde os erros da compensação dependerão essencialmente da precisão dos circuitos de medidas de corrente. Contudo, sua rapidez será inferior àquela obtida pelo controle em malha aberta. O diagrama em blocos da Fig. 5.16 ilustra o controle do processo em malha fechada. O regulador proporcional integral (Fig. 5.17) assegura um er-

ro nulo em regime permanente.

Uma técnica que utiliza simultaneamente controle em malha aberta (malha de antecipação) e em malha fechada, ilustrada pela Fig. 5.18, apresenta as vantagens inerentes aos dois métodos: rapidez e precisão.

A tabela 5.3⁽¹²⁾ fornece dados comparativos da rapidez dos diversos sistemas, através dos tempos de resposta à excitação degrau.

	Malha fechada- medida de cor- rentes por amostragem	Malha fechada- medida analó- gica das cor- rentes	Malha fechada + malha de ante- cipação
Tempo de res- posta. (f = 50 Hz)	30 ms	20 ms	7 ms

TABELA 5.3. Comparação entre tempos de resposta.

A malha de antecipação é necessária quando as variações de corrente na carga são muito rápidas, como é o caso dos fornos a arco, possibilitando uma considerável redução do fenômeno do "flicker".

Com um projeto adequado verifica-se, pela tabela 5.3, a possibilidade de obter tempo de resposta inferior a meio ciclo da rede se um controle em malha fechada com malha de antecipação for empregado.

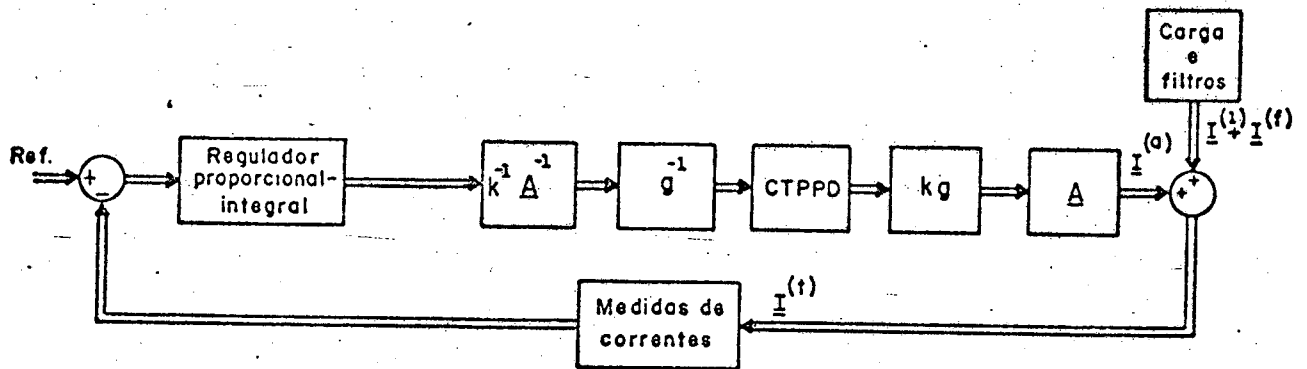
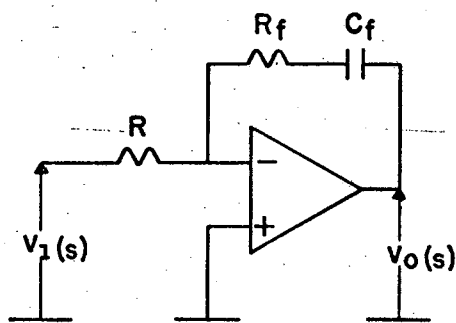


FIG. 5.16. - Controle do processo em malha fechada



$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_1(s)} = -\frac{R_f}{R} \left(1 + \frac{1}{R_f C_f s} \right)$$

FIG. 5.17. - Circuito do compensador proporcional-integral

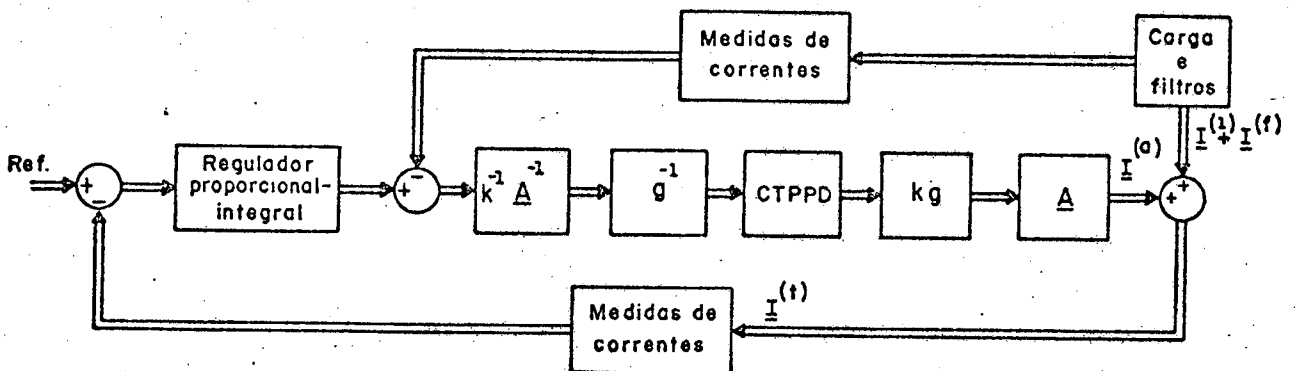


FIG. 5.18. - Controle simultâneo em malha aberta e em malha fechada

5.5. CONCLUSÕES

O conhecimento do espectro de variações das correntes de carga é fundamental para o projeto da etapa de controle da compensação de potência reativa e de desequilíbrio de uma instalação.

Dois métodos para obtenção das medidas de correntes foram apresentados; o primeiro deles, cujas medidas são adquiridas por amostragem a cada meio ciclo da rede, oferece uma boa precisão mas não é muito eficiente se a carga apresentar significativas variações durante duas medidas consecutivas; o outro, que utiliza multiplicação analógica, oferece a vantagem de fornecer contínuas informações sobre as variações de corrente no sistema mas apresenta precisão inferior ao primeiro método. Nas montagens de laboratório, devido à sua simplicidade e precisão, foi adotado o método de aquisição de medida das correntes por amostragem.

Evidentemente que, para a medida da fundamental das correntes e tensões do sistema de potência, filtros devem ser utilizados para reduzir o nível de harmônicas nos circuitos de comando. Tais filtros devem ser projetados de tal forma a atenuar consideravelmente as harmônicas mas também não devem introduzir um tempo de atraso considerável a fim de não retardar excessivamente a atuação do compensador.

A obtenção de linearidade entre tensão de comando e susceptância dos ramos do compensador, através do circuito conformador da função g^{-1} , assegura um desempenho idêntico da compensação para quaisquer variações que ocorram na carga.

A diagonalização da matriz de transferência através da implementação da matriz A^{-1} possibilita a análise do sistema

multivariável da compensação como composição de sistemas unidimensionais independentes.

Três métodos para controlar as susceptâncias do compensador foram apresentados ⁽¹³⁾ :

- Controle em malha aberta, intrinsecamente estável e rápido mas cuja precisão pode não ser satisfatória;
- Controle em malha fechada, cuja precisão é bastante boa pois depende somente da precisão das medidas das componentes simétricas, mas de rapidez inferior ao de malha aberta;
- Controle simultâneo em malha aberta e malha fechada que apresenta as vantagens de precisão e rapidez.

Naturalmente, a escolha de um dos três tipos de métodos de controle dependerá do objetivo essencial da compensação: rapidez, precisão ou ambas.

Diversos atrasos de tempo estão envolvidos na resposta dinâmica do sistema: o tempo de resposta dos filtros, o tempo de aquisição das medidas, o tempo morto no sistema de disparo dos tiristores e o tempo de atraso no disparo do tiristor. A dinâmica do sistema também é influenciada pelas constantes do compensador proporcional-integral. Todos estes efeitos devem ser analisados no sentido de conferir estabilidade e desempenho satisfatório do sistema de compensação.

A análise da estabilidade do sistema de compensação deve ser feita. Deve-se observar que este sistema de controle é não linear caso a função g^{-1} , linearizadora do processo, não seja incluída na etapa de controle do processo. Do ponto de vista prático não há um método geral de análise em sistemas não lineares; cada caso particular deve ser estudado separadamente tanto no que

dz respeito ao projeto de controle quanto ao estudo da estabilidade do sistema em malha fechada. Por outro lado, os sistemas lineares apresentam técnicas de análise relativamente simples. Portanto, o uso da função linearizadora vem simplificar a análise do desempenho do sistema de compensação; além disso, sua utilização permite uma resposta dinâmica bastante satisfatória para quaisquer variações na carga.

C A P Í T U L O 6

UM PROTÓTIPO DE LABORATÓRIO DO COMPENSADOR ESTÁTICO

6.1. INTRODUÇÃO

Para analisar a atuação do compensador estático foi montado um protótipo de laboratório cujo esquema está apresentado na Fig. 6.1. Foram montados filtros LC série sintonizados na 3^a, 5^a e 7^a harmônicas da frequência fundamental da rede e com capacidade de fornecer potência reativa de aproximadamente 8 KVAR para tensão de linha de 380 V. O absorvedor de potência reativa foi constituído por três indutores de 50 mH chaveados por tiristores em conexão antiparalela. O controle do processo foi efetuado em malha fechada e a medida das variáveis de controle (componentes de sequência positiva e negativa da corrente) foi obtida através do método por amostragem anteriormente descrito. Para obtenção de linearidade entre tensão de comando e fundamental da corrente nos ramos do absorvedor foi utilizada a rede conformadora da função g^{-1} descrita no capítulo anterior.

A seguir são apresentados resultados relativos à atuação do compensador estático tanto em regime permanente quanto sob condições transitórias.

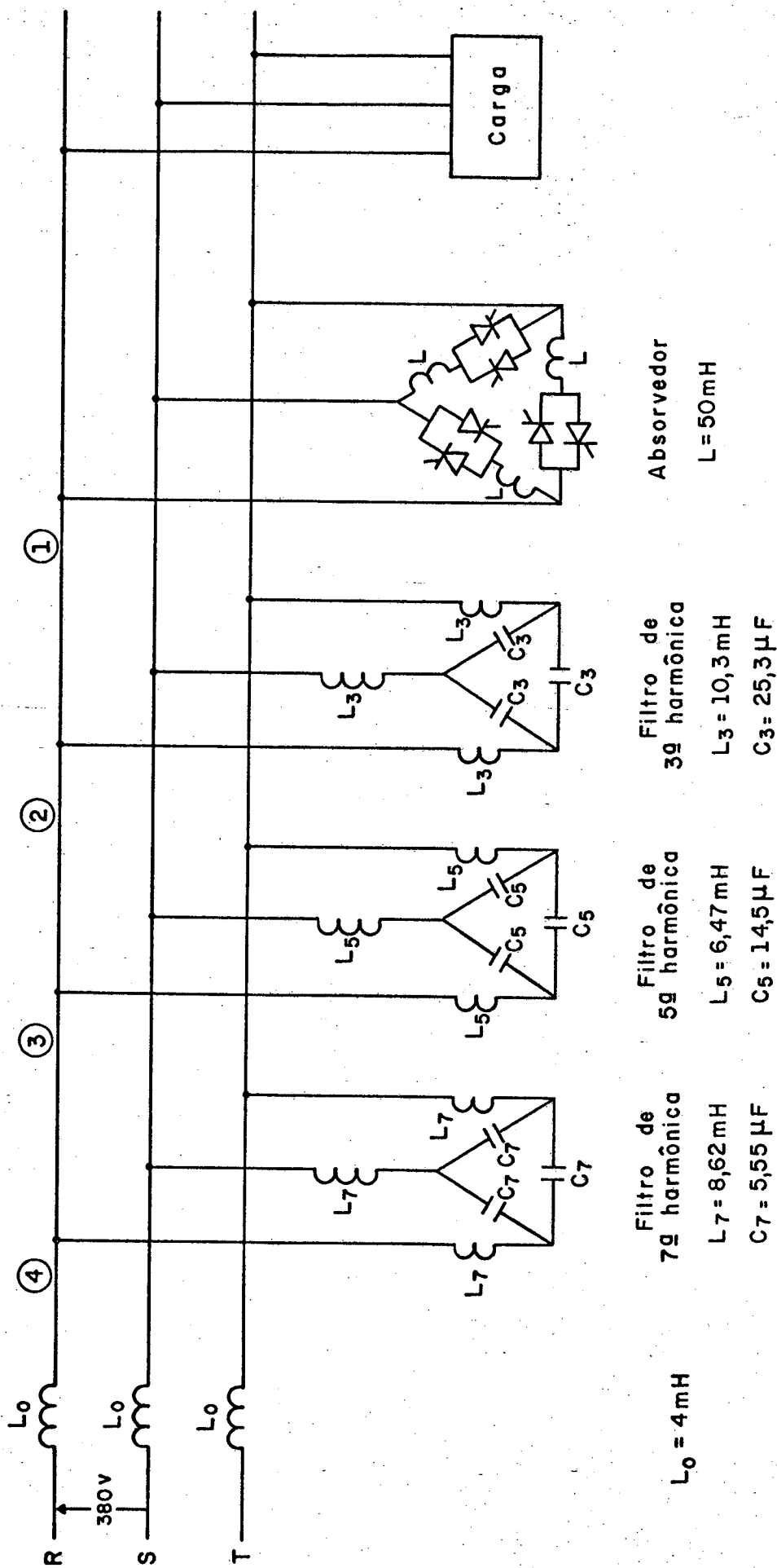


FIG. 6.1. - Protótipo de laboratório do compensador estático

6.2. DESEMPENHO DO COMPENSADOR ESTÁTICO EM REGIME PERMANENTE

As fotos 6.1 a 6.4 ilustram as curvas da corrente nos diversos pontos da instalação (ver Fig. 6.1) para a carga mostrada na Fig. 6.2. Como a carga é balanceada o absorvedor de potência reativa não apresenta 3^a harmônica da corrente e o filtro de 3^a harmônica só atua no sentido de fornecer potência reativa à carga e ao absorvedor. Observa-se que a corrente ilustrada na foto 6.2 é bastante inferior à da foto 6.1 devido à redução da componente reativa da corrente de linha. Os efeitos dos filtros de 5^a e 7^a harmônica são mostrados nas fotos 6.3 e 6.4. Observa-se que a corrente de linha da rede, ilustrada na foto 6.4, ainda apresenta harmônicas de corrente. Tal distorção ocorre devido a diversas razões:

- Os filtros não são suficientemente seletivos para permitir a eliminação da 5^a e da 7^a harmônica;
- As harmônicas de ordem superior a 7, geradas pelo absorvedor, são pouco atenuadas. Para maior redução destas harmônicas, filtros de 11^a e 13^a harmônica deveriam ser construídos;
- A tensão da rede apresenta distorção harmônica. Devido ao baixo valor da impedância constituída pela associação série da reatância da linha com a impedância dos filtros em algumas frequências das harmônicas da tensão, harmônicas de corrente são geradas devido à distorção da tensão.

As fotos 6.5 e 6.6 ilustram a correção do fator de potência para as cargas representadas nas figuras 6.3 e 6.4, respec-

tivamente.

Na foto 6.5, referente ao caso de carga resistiva, a potência reativa fornecida pelos filtros é integralmente absorvida pelo absorvedor de tal forma que o fator de potência é unitário.

A foto 6.6 foi obtida com a condição de carga indutiva ilustrada na Fig. 6.4. Observa-se que, em relação ao caso anterior, houve uma redução na corrente absorvida pelo elemento absorvedor já que a outra parcela de potência reativa fornecida pelos filtros é, agora, absorvida pela carga.

As fotos 6.7, 6.8 e 6.9 ilustram as correntes nos ramos do absorvedor para a condição de carga desbalanceada da Fig. 6.5. Neste caso, a fundamental da corrente em cada ramo do absorvedor é tal que anule a componente de sequência negativa da corrente de linha e a potência reativa total da instalação. Sob estas condições, harmônicas múltiplas de 3 da corrente aparecem na linha.

6.3. DESEMPENHO DO COMPENSADOR ESTÁTICO EM REGIME TRANSITÓRIO.

Uma das grandes vantagens do compensador estático é sua rapidez de atuação. O método aqui apresentado não foi otimizado no sentido de conferir maior rapidez ao sistema de compensação. Um estudo, baseado em teoria de sistemas amostrados, pode ser feito no sentido de melhorar o desempenho dinâmico do compensador.

A foto 6.10 apresenta a resposta do sistema, medida por amostragem, quando é aplicado um degrau de 2,5 A na referência da componente reativa. Observa-se que o tempo de resposta é

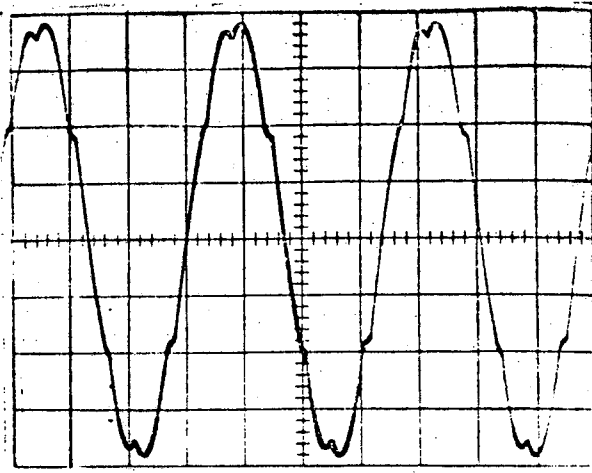


FOTO 6.1 - Corrente em ①
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

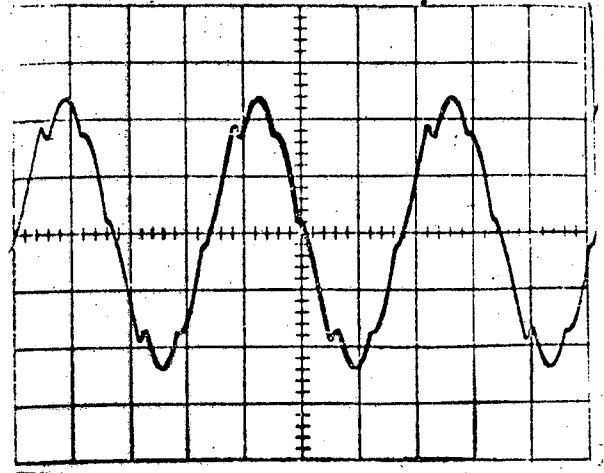


FOTO 6.2 - Corrente em ②
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

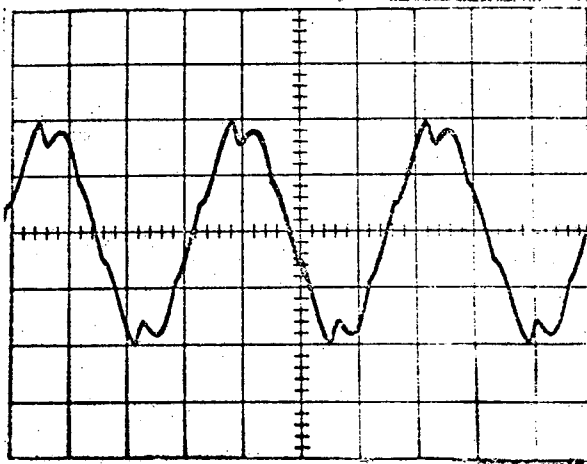


FOTO 6.3 - Corrente em ③
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

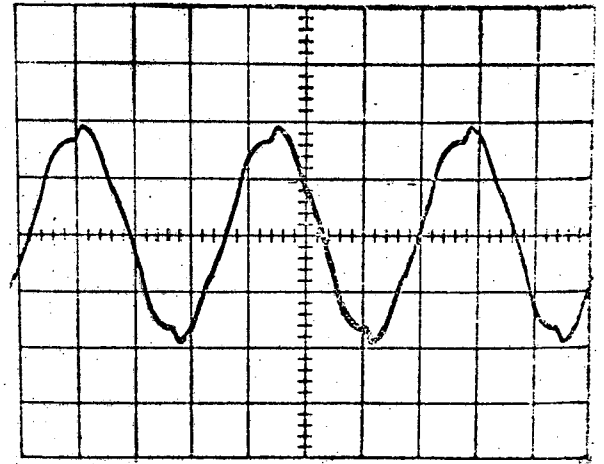


FOTO 6.4 - Corrente em ④
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

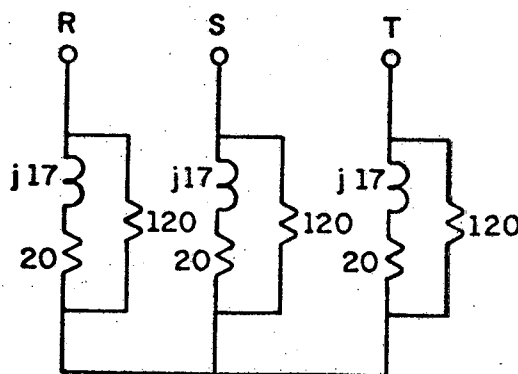


FIG. 6.2. - Carga (Ω)

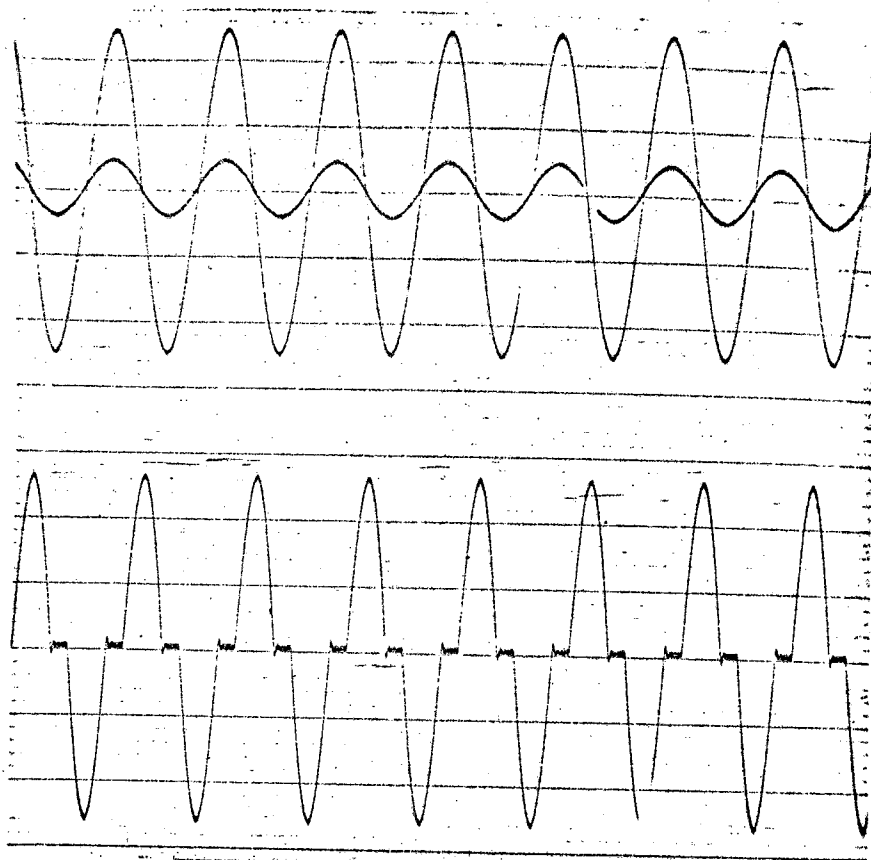


FOTO 6.5 - Correção do fator de potência

- 1 - Tensão (130 V/div)
- 2 - Corrente de linha (10 A/div)
- 3 - Corrente no ramo do absorvedor (5 A/div)

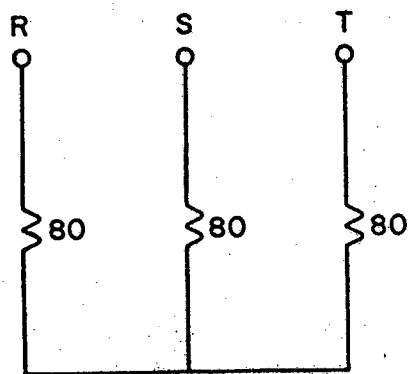


FIG. 6.3.- Carga (Ω)

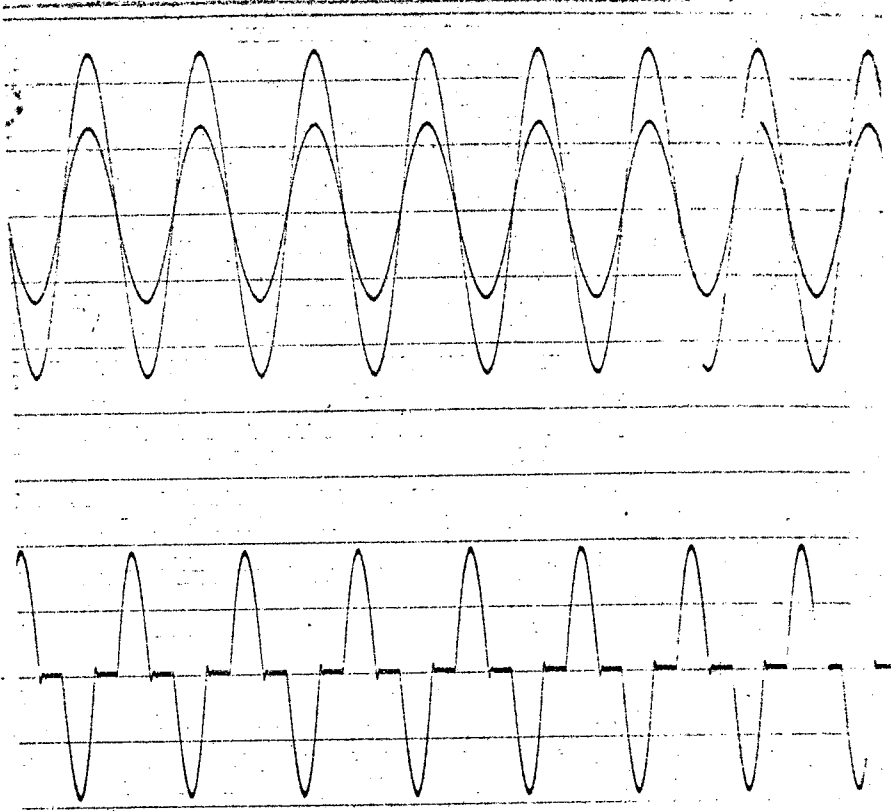


FOTO 6.6 - Correção do fator de potência

- 1 - Tensão (130 V/div)
- 2 - Corrente de linha (10 A/div)
- 3 - Corrente no ramo do absorvedor (5 A/div)

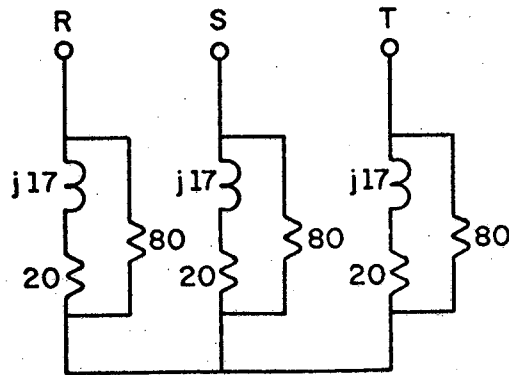


FIG. 6.4.- Carga (Ω)

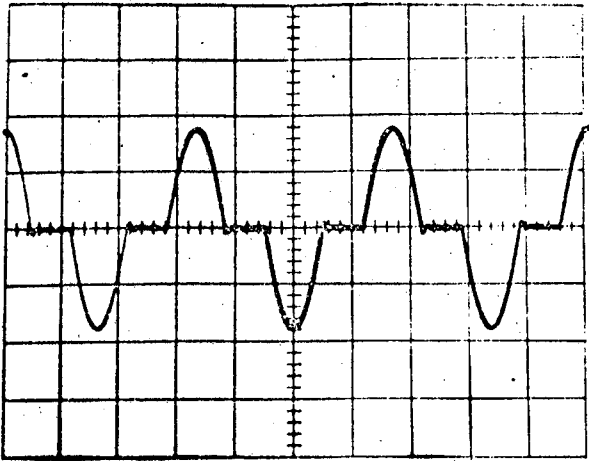


FOTO 6.7 - Corrente i_{RS} no absorvedor
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

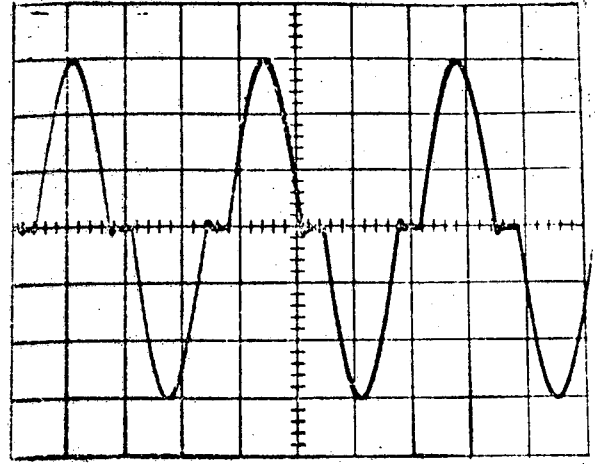


FOTO 6.8 - Corrente i_{ST} no absorvedor
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

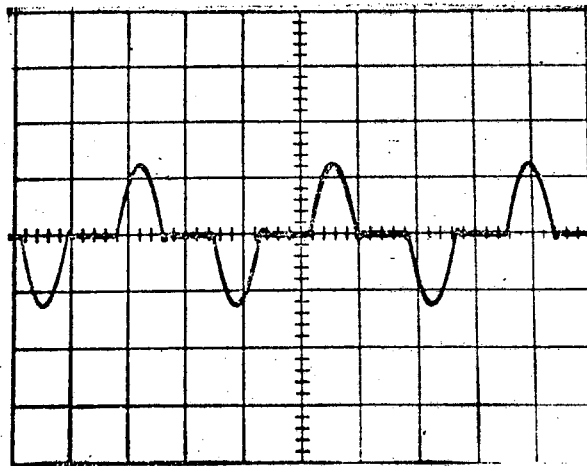


FOTO 6.9 - Corrente i_{TR} no absorvedor
Horizontal: 5 ms/div
Vertical: 6 A/div

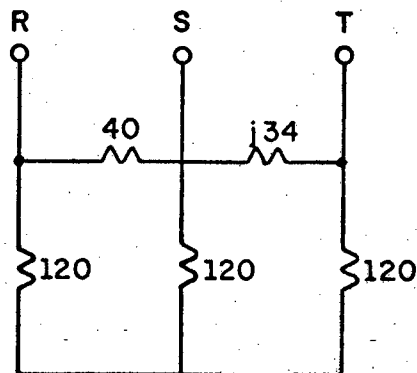


FIG. 6.5. - Carga (Ω)

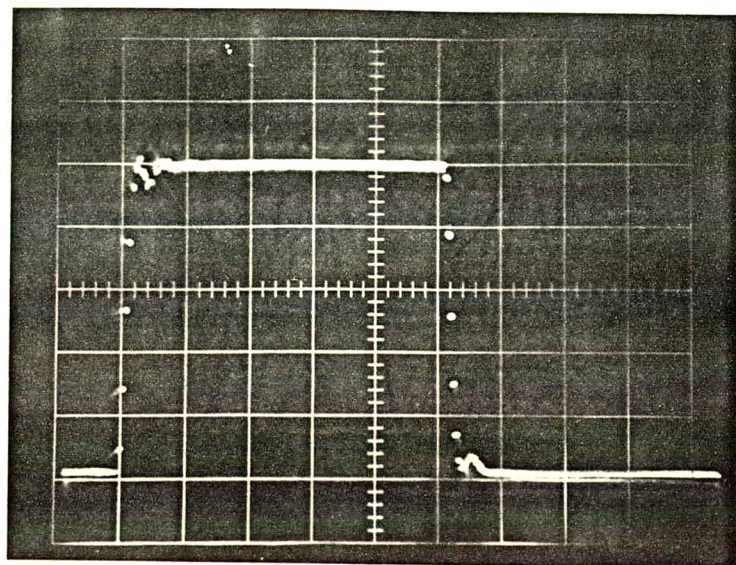


FOTO 6.10 - Resposta do sistema à variação de grau na referência da componente reativa da corrente.

Vertical: 0,5 A/div

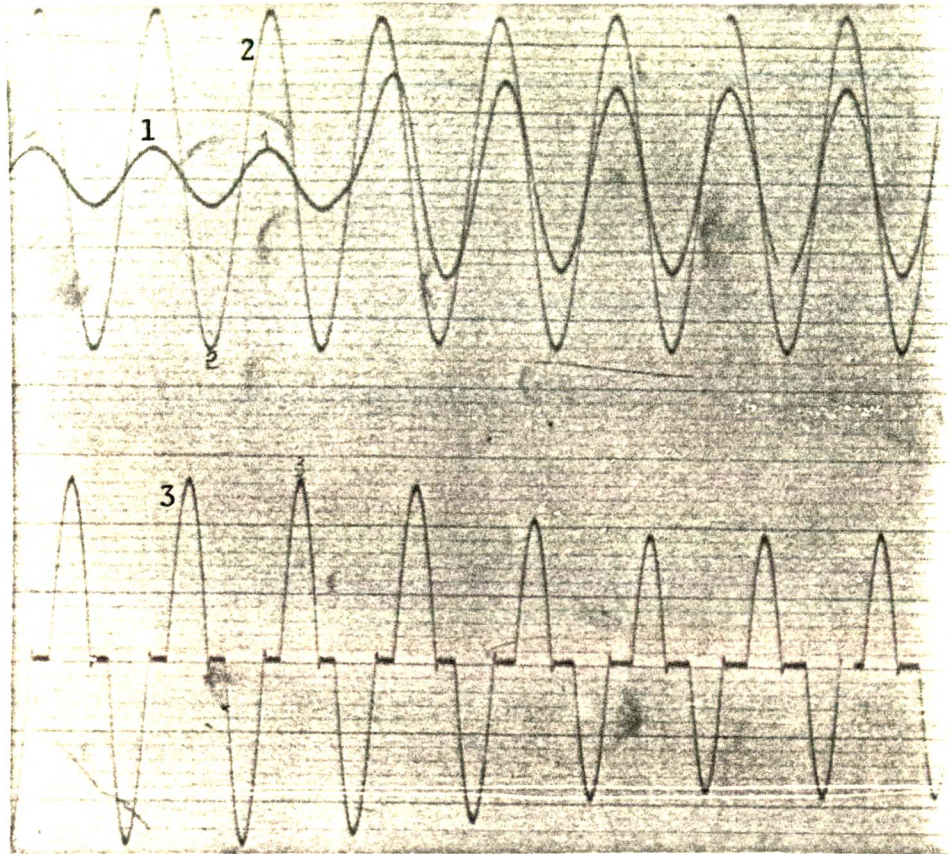


FOTO 6.11 - Fechamento de CH na Fig. 6.6

- 1 - Corrente filtrada (10 A/div)
- 2 - Tensão filtrada (130 V/div)
- 3 - Corrente de ramo do absorvedor (5 A/div)

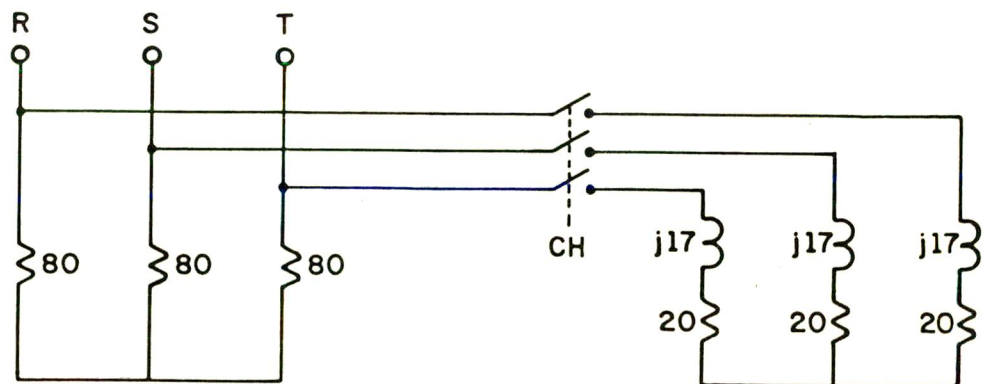


FIG. 6.6. - Carga (Ω)

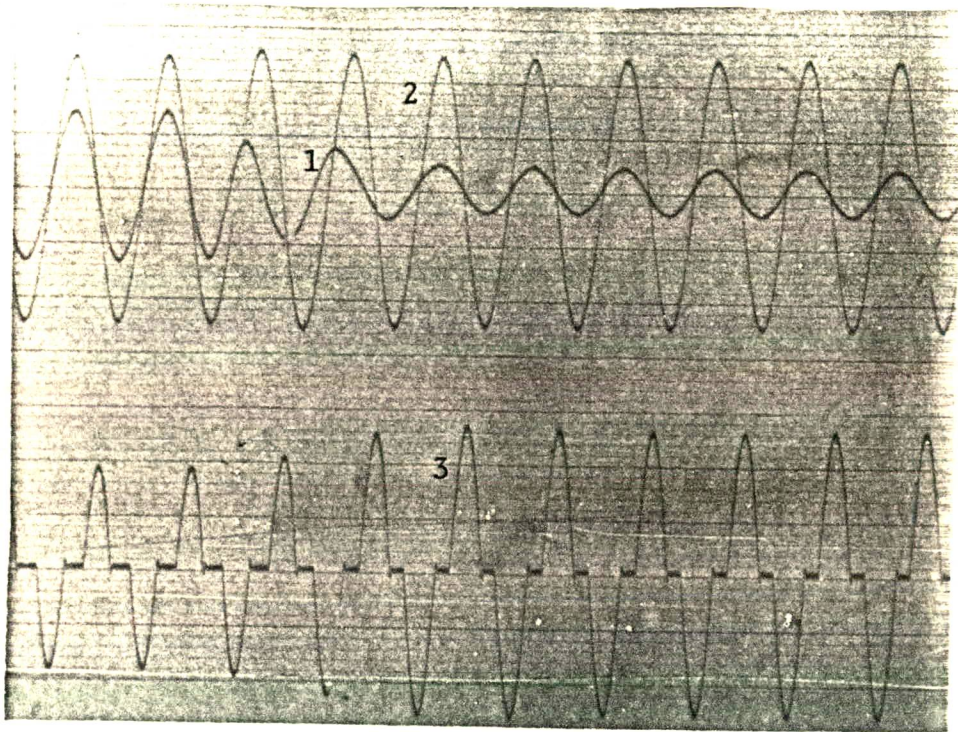


FOTO 6.12 - Abertura de CH na Fig. 6.6

1 - Corrente filtrada (10 A/div)

2 - Tensão filtrada (130 V/div)

3 - Corrente de ramo do absorvedor (5 A/div)

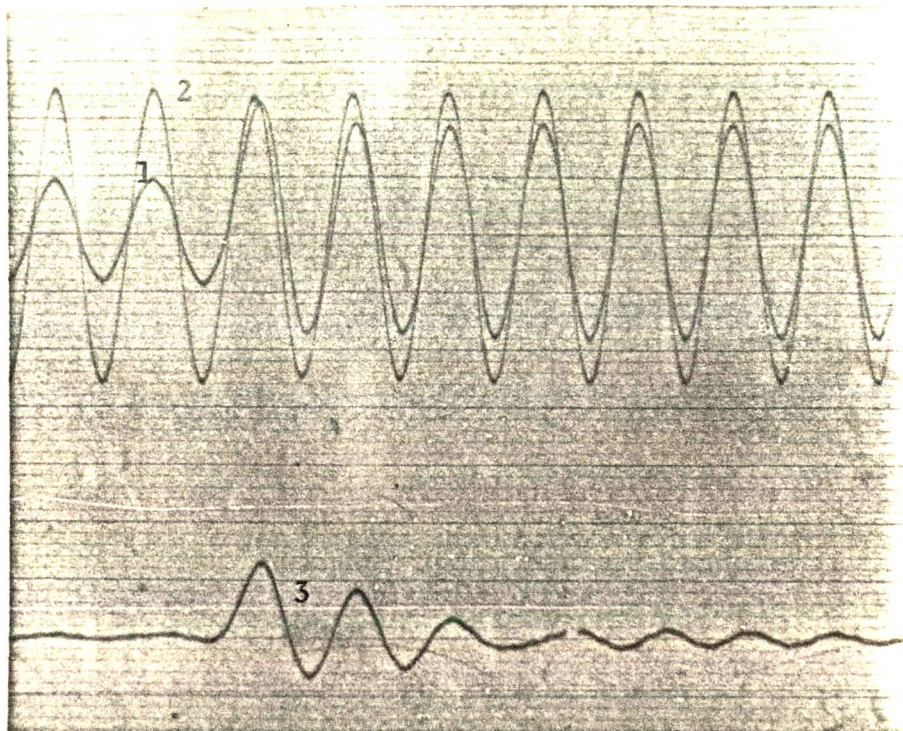


FOTO 6.13 - Fechamento de CH na Fig. 6.7

- 1 - Componente de seqüência positiva da corrente filtrada (5 A/div)
- 2 - Tensão filtrada (130 V/div)
- 3 - Componente de seqüência negativa da corrente filtrada (2 A/div)

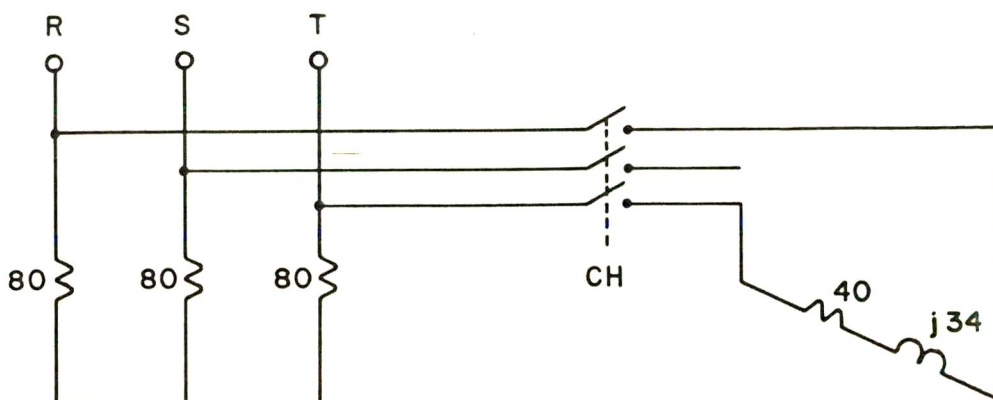


FIG. 6.7. - Carga (Ω)

de aproximadamente quatro períodos de amostragem, isto é, dois ci clos do sinal de tensão da rede.

A foto 6.11 ilustra a correção do fator de potência quando a chave CH da Fig. 6.6 é fechada. Observe-se que o regime permanente é atingido, aproximadamente, após dois ciclos da ten são da rede. É também interessante notar a pequena redução do si nal de tensão quando a carga indutiva é conectada, devido ao aumento do fluxo de energia reativa indutiva na linha.

A foto 6.12 mostra a situação contrária à anterior, onde a chave CH da Fig. 6.6 é desligada. Neste caso, observa-se, no regime transitório, uma pequena elevação da tensão na carga de vido ao fluxo de energia capacitiva da linha. O regime permanente é atingido após cerca de dois períodos da rede.

A foto 6.13 ilustra o comportamento das componentes de seq uência positiva e negativa da corrente, quando a chave CH da Fig. 6.7 conecta a carga desequilibrada na subida da tensão re ferente à linha R. Aqui, novamente é observado um decréscimo da tensão durante o transitório do sistema, devido à conexão da car ga indutiva e a corrente atinge o regime permanente em, aproximadamente, dois ciclos da rede. A componente de seq uência negativa da corrente é anulada devido à atuação independente de cada fase do compensador.

6.4. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos com o compensador estático mos tram sua eficácia tanto em condições de regime permanente quanto em condições transitórias.

Os filtros utilizados não se revelaram muito eficientes, neste protótipo de laboratório, devido aos motivos mencionados: distorção harmônica da tensão da rede, utilização de filtros só até a 7^a harmônica e utilização de filtros não suficientemente seletivos. Apesar destes fatores, a corrente de linha pode ser considerada de distorção não muito grande, conforme observado na Fig. 6.4.

O controle independente das três fases do absorvedor, ilustrado pelas fotos 6.7, 6.8 e 6.9, mostra a possibilidade de compensação de cargas desbalanceadas.

As fotos 6.10 a 6.14, ilustrando a atuação do compensador estático em condições transitórias, mostram que o tempo de resposta à aplicação de degrau na carga ou na referência é de aproximadamente dois ciclos da rede e é bastante satisfatório na maioria dos casos. Entretanto, se a carga exigir compensação mais rápida, modificações no projeto deverão ser introduzidas: o medidor de correntes deverá ser analógico e a malha de antecipação deverá ser usada.

C A P Í T U L O 7

CONCLUSÕES FINAIS

Os dispositivos semicondutores cuja condução pode ser controlada, oferecem uma excelente forma de regular a corrente. Um indutor cuja corrente é controlada por meio de tiristores, tem sua indutância efetiva variada de forma simples, rápida e contínua por meio do instante de aplicação dos pulsos de disparo aos tiristores, possibilitando um método de variação da potência reativa absorvida.

O compensador estático, constituído por um absorvedor regulável de potência reativa e um conjunto de filtros de harmônicas em derivação com a rede é capaz de reduzir o fluxo de energia reativa na linha, o nível de harmônicas de corrente e tensão na rede, além de possibilitar a compensação de desequilíbrios. Isto é extremamente importante pois o fluxo de energia reativa e os desequilíbrios na carga provocam perdas e são fatores determinantes da qualidade da tensão do consumidor. Devido à sua rapidez de compensação torna possível a redução substancial do fenômeno do "flicker", causado por flutuações rápidas da tensão advindas do comportamento extremamente assimétrico e aleatório de cargas rapidamente variáveis, como os fornos a arco.

Os filtros de harmônicas desempenham um papel importante pois, além de evitarem elevada distorção harmônica da tensão, também são elementos fornecedores de potência reativa.

Devido ao controle independente de suas três fases, o compensador estático permite a compensação de desequilíbrios,

mesmo os de potência ativa. As amplitudes das componentes de sequência positiva (parte reativa) e de sequência negativa da corrente podem ser reguladas e todas as cargas assimétricas podem ser equilibradas. Esta é uma grande vantagem em relação ao compensador síncrono, que não permite a compensação de cargas assimétricas. Devido à inexistência de partes móveis, o custo de manutenção do compensador estático é bastante inferior ao das máquinas síncronas.

O compensador estático, devido à natureza reativa de seus elementos, praticamente não introduz perdas adicionais ao sistema. Ainda, pode ser regulado de forma contínua no tempo, ao contrário da compensação capacitiva que é efetuada em níveis discretos.

Além de seu emprego em instalação industriais, o compensador estático tem adquirido notável importância no controle de potência reativa em linhas de transmissão longas, devido à possibilidade de ter sua absorção ou fornecimento de potência reativa variada automática e continuamente. Com o seu emprego em linhas de transmissão é possível manter a tensão dentro de limites de tensão aceitáveis, evitando que ocorram sobretensões em períodos de carga leve ou que a tensão caia a limites inadmissíveis quando houver picos de carga. Devido à sua possibilidade de controlar a potência reativa absorvida do sistema de potência, mantendo constante a tensão num dado barramento, há melhorias consideráveis nas estabilidades em regime permanente e transitório. Como o compensador limita as sobretensões, os níveis de isolamento do sistema podem ser reduzidos.

Já que o compensador estático apresenta tiristores controláveis de forma bastante rápida é interessante que as medi-

das das variáveis de controle do disparo dos tiristores sejam adquiridas num tempo curto. Dois métodos foram apresentados e discutidos: medição por amostragem, que fornece valores precisos das medidas a cada meio ciclo da rede e medição analógica, de rapidez superior ao primeiro método mas de precisão inferior. A escolha de um ou outro tipo dependerá da exigência do projeto de compensação: rapidez ou precisão.

Na montagem de laboratório, as medidas de correntes foram obtidas através de amostragem devido à maior precisão e simplicidade em relação ao método analógico.

A dinâmica do sistema de compensação depende essencialmente dos métodos empregados para controlar o processo. Três formas de controle foram apresentadas e discutidas: malha aberta, que possibilita uma compensação rápida mas não precisa; malha fechada, cuja precisão é boa, mas com velocidade de compensação inferior à de malha aberta; malha fechada e malha de antecipação que apresenta rapidez e precisão satisfatórias. Na montagem de laboratório utilizou-se o controle em malha fechada pois o objetivo essencial era a precisão.

O desempenho dinâmico do sistema de compensação, além de depender do tipo de malha de controle empregado, é influenciado pelos tempos de atraso dos filtros empregados para aquisição das variáveis de controle, pelos tempos de obtenção das medidas, pelas constantes do compensador proporcional - integral e pelo tempo morto no sistema de disparo dos tiristores.

No protótipo montado em laboratório, utilizando medição de correntes por amostragem e controle em malha fechada, o tempo de resposta obtido para uma variação degrau na carga foi da ordem de dois ciclos da rede. Se um tempo de resposta inferior for

exigido para compensar cargas rapidamente variáveis, o desempenho dinâmico do sistema pode ser melhorado se medida analógica e ma lha de antecipação para as correntes de carga foram utilizadas.

A etapa de controle do processo também pode ser efetuada com a utilização de microprocessadores ou minicomputadores onde, então, técnicas numéricas mais apuradas podem ser elaboradas no sentido de melhorar o desempenho dinâmico do sistema.

Em resumo, pode-se dizer que o compensador estático, quando conectado a um sistema, apresenta as seguintes características:

- perdas reduzidas;
- permite, devido ao controle independente de suas três fases, compensação de desequilíbrios na carga e correção do fator de potência ocorrendo, em consequência, redução de perdas na linha e limites mais estreitos de variação da tensão:
- controle simples, rápido e contínuo da potência reativa, possibilitando a compensação de cargas assimétricas e de variações rápidas;
- não apresenta elementos móveis, tendo baixo custo de manutenção;
- reduz as sobretensões e, em consequência, os níveis de isolação;
- reduz a distorção harmônica na rede devido ao emprego de filtros em derivação com a linha;
- aumenta as estabilidades dinâmica e transitória do sistema de potência.

Devido a suas características, o compensador estático torna-se cada vez mais utilizado em sistemas de potência e em

instalações industriais.

Como futuros trabalhos sugere-se:

- Análise de sensibilidade dos filtros eletrônicos e da função linearizadora g^{-1} com a variação dos parâmetros.
- Análise do desempenho dos filtros eletrônicos com o teor de harmônicas na linha; esta é extremamente importante pois a precisão da compensação depende fundamentalmente da medida das componentes de sequência positiva e negativa da corrente.
- Análise teórica da malha de controle tendo em vista a estabilidade do sistema e uma resposta dinâmica satisfatória e que, além disso, seja estudada a influência que a função g^{-1} , linearizadora do processo, tem no desempenho global do compensador estático.
- A aplicação do compensador estático numa instalação e sua influência na redução do fenômeno do "flicker".
- A obtenção de métodos mais rápidos e precisos na etapa de medida das componentes simétricas da corrente do que os propostos no texto.
- Um método de controle, utilizando o compensador estático, tendo em vista a regulação da tensão.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 - CIGRE WORKING GROUP 31.01, "Static Shunt Devices for Reactive Power Control", CIGRE Paper no. 31-08, pp. 1-13, 1974
- 2 - J.D. AINSWORTH, C.B. COOPER, E. FRIEDLANDER, H.L. THANAWALA, "Long Distance AC Transmission Using Static and Switched Linear Reactors", CIGRE Paper no. 31-01, pp. 1-12, 1974
- 3 - K. REICHERT, J. KAUFERLE, H. GLAVITSCH, "Controllable Reactor Compensator for More Extensive Utilisation of High Voltage Transmission Systems", CIGRE Paper no. 31-04, pp.1-14,1974
- 4 - W. KAUFHOLD, D. POHV, H. TYLL, "Static Compensator in Long - Distance Transmission Systems", Siemens Forsch. - u. Entwickl. - Ber. Bd. 6 Nr. 5, pp. 286-292, 1977
- 5 - ERNST WANNER, WERNER HERBST, "Installations Statiques de Compensation de la Puissance Réactive pour Fours à Arc", Revue Brown Boveri, p. 108-117, Février 1977
- 6 - WERNER HOCHSTETTER, "Propiedades de los Compensadores Estáticos Regulables de Potencia Reactiva utilizados em los Sistemas de Abastecimiento de Energía Eléctrica", Revista Siemens XLV, no 4, p. 169-173, 1977
- 7 - HANS SHWEICKARDT ET GINO ROMEGIALLI, "Le Compensateur Statique dans les Réseaux à très Haute Tension et sa Régulation", Revue Brown Boveri, p. 585-589, Septembre 1978
- 8 - KARL JAHN, JEAN DAVID PAHUD, WALTER SCHLÜTER, "Static Reacti-

- ve Power Compensation for the Pulse Power Supply Plant of the CERN Booster", Revista Siemens XLII, no. 1, pp. 11-14, 1975
- 9 - IVOR R. SMITH, GERALD K. CREIGHTON, "Reactive-Current Compensation by Switched Capacitors", Transactions IEEE IECI, pp. 75-78, February 1975
- 10 - R. CHAUPRADE, "Le Statocompensateur: Une Solution Moderne de Compensation de L'Énergie Réactive", Revue Jeumont-Schneider, no. 23, p. 23-32, Décembre 1976
- 11 - M. BOIDIN, C. BOISDON, "Compensateur Statique d'Énergie Réactive en Exploitation dans une Usine Métallurgique", Revue Jeumont-Schneider, no. 25, p. 39-46, Décembre 1977
- 12 - M. BOIDIN, G.DROUIN, "Performances dynamiques des compensateurs statiques à thyristors et principes de régulation", Revue Jeumont-Schneider, no. 26, p. 15-28, Août 1978
- 13 - L. GYUGYI, R.A. OTTO, T.H. PUTMAN, "Principles and Applications of Static, Thyristor - Controlled Shunt Compensators", Transactions IEEE PAS, Vol. PAS-97, no. 5, Sept/Oct 1978
- 14 - A.E. HAMMAD, R.M. MATHUR, "A New Generalized Concept for the Design of Thyristor Phase - Controlled VAR Compensators. Part I: Steady State Performance", Transactions IEEE PAS, Vol. PAS-98, no. 1 Jan/Feb 1979
- 15 - HARRY FRANK, BO LANDSTROM, "Power-Factor Correction with Thyristor-Controlled Capacitors", ASEA Journal Vol. 44, no.6, 1971

- 16 - MARCEL GRANDPIERRE, "Regulation du Facteur de Puissance et Equilibrage d'un Réseau au moyen d'un Compensateur Statique à Thyristors", Thèse présentée a L'Université Paul-Sabatier de Toulouse, 1977
- 17 - CARLOS MEDEIROS PORTELA, "Limitação de Perturbações de Tensão provocadas por Cargas Desequilibradas utilizando Compensadores Estáticos", IV Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Grupo IV, Sistemas de Potência, 1977
- 18 - S. C. KAPOOR, "Dynamic Stability of Long Transmission Systems with Static Compensators and Synchronous Machines", Transactions IEEE PAS, Vol. PAS-98, no. 1, Jan/feb 1979
- 19 - D.E. STEEPER, R.P. STRALFORD, "Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power Systems Using Thyristor Converters", Transactions IEEE IA, Vol. IA-12, no.3, May/June 1976
- 20 - C. CAUSSIN, "A propos des Perturbations apportées aux Réseaux par certains Appareils Consommateurs d'Énergie Électrique", Revue Jeumont - Schneider, no. 23, Décembre 1976
- 21 - M. LEMOINE, "Quelques Aspects de la Pollution des Réseaux par les Distorsions Harmoniques de la Clientèle", RGE, Tome 85, no. 3, Mars 1976
- 22 - A. KUPPURAJULU, P.C. MAYHEE, C. VENKATASESHIAH, "A Fast Response Device for Measurement of Power Reactive Power, Volt-Amperes and Power Factor", Trans. IEEE PAS, Vol. PAS-90, no.1. January/February 1971.

- 23 - A. J. DREW and R.N.P. GALPIN, "A New Approach to the Measurement of Power, Reactive Volt-Amperes, and Volt-Amperes by Electronic Analog Multiplication", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement", June-Sept. 1964
- 24 - GOBIND DARYANANI, "Principles of Active Network Synthesis and Design", John Wiley and Sons, 1976
- 25 - TOBEY, GRAEME, HUELSMAN; "Operational Amplifiers-Design and Applications", McGraw-Hill Kogakusha, 1971