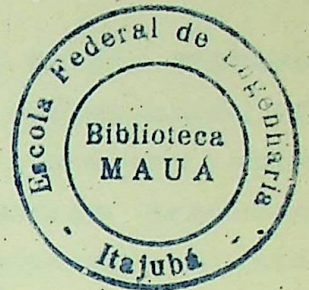


ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO



"FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA"  
ESTRATÉGIA DA COMPENSAÇÃO DAS POTÊNCIAS  
REAL E IMAGINÁRIA INSTANTÂNEAS

RAFAEL DI LORENZO CORRÊA

Orientadores:

Prof. LUIZ EDUARDO BORGES DA SILVA

Prof. VALBERTO FERREIRA DA SILVA

ITAJUBÁ - MG

1993

CLASS. 621.314.57:621.3.018.3(043,2)

CUTT. D 576 f

TOMO 720

EFEI / BIBLIOTECA

ESTE LIVRO DEVE SER DEVOLVIDO NA ÚLTIMA DATA CARIMBADA.

18/11/97	07-01-98	25/05/02
16/10/97	01/01/98	
7-12-97	02/08/98	
7-39-5	22-8-98	
10-04-95	07-9-98	
24/10/98	16-9-98	
06-03-96	01/10/98	
25-7-97	22/10/98	
08-09-96	02-12-97	
24-4-96	18-5-99	
21		
21/04/96	03/12/99	
14/08/96	14/12/99	
26-11-96	02-03-2000	
18-07-97	24-9-2000	
05/08/97	11-4-2000	
22/8/97	20/06/00	
06-01-97	<del>27-10-97</del>	
22-9-97	20/07/00	
24/10/99	31/10/00	
1-11-99	18-10-02	

## ABSTRACT

A study concerning the new technology of active filters is presented. These filters use the strategy of compensation of instantaneous real and imaginary power. These filters are able to act on the compensation of reactive and harmonics produced by three-phase non-linear loads like controlled static converters.

Recent researchs and developments of active power filters had big improvement based on the advance of power semiconductors devices. So, high power inverters PWM ( Pulse Width Modulation ) are feasible. The modulation of a PWM inverter, by the active filter strategy, acts on power system to do the proper compensation.

The active filter performance is analyzed when running lonely and in a combined system with a traditional shunt passive filter. This second form is more promising at the moment for power systems applications.

Various fundamentals features of the applications of the filters on the power systems are analyzed. Emphasis is given to the active filters as a solution of reactive and harmonics problems.

## RESUMO

Esse trabalho apresenta um estudo sobre a moderna técnica dos filtros ativos de potência, que utiliza da estratégia da compensação das potências real e imaginária instantâneas. Estes filtros podem atuar na compensação de reativos e harmônicos de cargas não lineares trifásicas, como conversores estáticos controlados, por exemplo.

A recente pesquisa e o desenvolvimento de filtros ativos de potência ganharam grande impulso a partir da evolução dos dispositivos de chaveamento a semicondutores. Inversores do tipo PWM ("Pulse Width Modulation") de potência elevada podem ser construídos, e segundo uma modulação imposta por um controle, no qual está implementada a estratégia do filtro ativo, atuam no sistema de potência para efetuar uma determinada compensação.

A performance do filtro ativo é analisada na atuação isolada e formando uma configuração mista com um filtro passivo tradicional. Essa última mostra-se promissora no momento atual, para aplicações em sistemas de potência.

Vários aspectos fundamentais da aplicação de filtros em sistemas de potência são analisados, enfocando o filtro ativo como solução de problemas de reativo e harmônicos cada vez mais presentes.

À

*Maristela, Camila e Cássia*

## AGRADECIMENTOS

Aos professores

Luíz Eduardo Borges da Silva

Valberto Ferreira da Silva

pela orientação e amizade dispensadas

Aos ex-colegas das empresas

Triel S.A. - Engenharia Elétrica Especializada

Furnas Centrais Elétricas S.A.

Companhia Siderúrgica Nacional

A meus pais

Antero Corrêa Cardoso

Maria Neide Di Lorenzo Corrêa

A DEUS

# SUMÁRIO

Resumo..... i

Abstract..... ii

Dedicatória..... iii

Agradecimentos..... iv

Sumário..... v

Simbologia..... vii

CAP. I - PREFÁCIO..... 1

CAP. II - CONSIDERAÇÕES SOBRE FILTROS DE HARMÔNICOS..... 4

    2.1 Introdução..... 4

    2.2 Filtros Passivos..... 4

        2.2.1 Generalidades..... 4

        2.2.2 Filtro de sintonia única..... 5

        2.2.3 Filtro passa alta..... 6

        2.2.4 Aplicação típica de filtros passivos..... 6

        2.2.5 Aspectos positivos da aplicação dos  
                filtros passivos..... 7

        2.2.6 Aspectos desvantajosos da aplicação  
                dos filtros passivos..... 7

    2.3 Filtros Ativos..... 9

        2.3.1 Generalidades..... 9

        2.3.2 Filtros ativos derivação e série..... 10

    2.4 Filtros Mistos Ativo-Passivo..... 12

CAP. III - TEORIA DAS POTÊNCIAS REAL E IMAGINÁRIA  
INSTANTÂNEAS EM CIRCUITOS TRIFÁSICOS..... 15

    3.1 Introdução..... 15

    3.2 Transformação de Coordenadas a, b e c  
        para  $\alpha$  e  $\beta$ ..... 15

    3.3 Potência Instantânea e Potência Imaginária  
        Instantânea..... 17

    3.4 Correntes Ativa e Reativa Instantâneas..... 18

    3.5 Componentes C.C. e C.A. das Potências Real  
        e Imaginária Instantâneas..... 23

	3.6 Considerações Sobre as Componentes de Sequência Zero.....	26
CAP. IV	- SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO DE REATIVOS E HARMÔNICOS.....	30
	4.1 Introdução.....	30
	4.2 Princípio Básico da Compensação.....	30
	4.3 Compensação de Reativo e Harmônicos.....	31
	4.4 Compensador.....	32
	4.4.1 Funcionamento.....	32
	4.4.2 Implementação do compensador.....	34
	4.5 Simulação.....	36
	4.5.1 Esquema utilizado.....	36
	4.5.2 1º Caso.....	38
	4.5.3 2º Caso.....	47
	4.5.4 3º Caso.....	52
	4.5.5 4º Caso.....	56
	4.5.6 5º Caso.....	59
	4.5.7 6º Caso.....	66
	4.5.8 7º Caso.....	76
	4.6 Conclusões das Simulações.....	84
CAP. V	- FILTROS MISTOS ATIVO-PASSIVO.....	85
	5.1 Introdução.....	85
	5.2 Configuração de Um Filtro Misto Ativo Passivo.....	86
	5.3 Funcionamento do Filtro Misto.....	88
	5.4 Estratégia de Controle do Filtro Ativo.....	92
	5.5 Comentários de Resultados Experimentais.....	94
	5.6 Conclusões Sobre Filtros Mistos.....	96
CAP. IV	- CONCLUSÕES E SUGESTÕES.....	97
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	99

## SIMBOLOGIA

$a, b \text{ e } c$	eixos coordenados do sistema trifásico tradicional
$\alpha \text{ e } \beta$	eixos coordenados do sistema ortogonal
C.A.	corrente alternada
C.C.	corrente contínua
$C_d$	capacitor do PWM
$C_f$	capacitor do filtro passivo de potência
$C_r$	capacitor do filtro do PWM
$e_a, e_b \text{ e } e_c$	vetores instantâneos de tensão referidos ao sistema de coordenadas trifásicas
$e_a, e_b \text{ e } e_c$	valores instantâneos de tensão
$e_\alpha \text{ e } e_\beta$	vetores instantâneos de tensão referidos ao sistema de coordenadas ortogonais
$e_o$	vetor instantâneo de tensão referido ao eixo "o"
$e_\alpha, e_\beta \text{ e } e_o$	valores instantâneos de tensão
EAF	tensão instantânea na fase alfa (simulação)
EBT	tensão instantânea na fase beta (simulação)
E	valor eficaz da tensão fase neutro
EM	valor máximo da tensão fase neutro
f	frequência
$FP_1$	fator de potência fundamental
$FP_T$	fator de potência total
$\phi$	ângulo de disparo
$\phi_1$	ângulo entre as componentes fundamentais das correntes e tensões
GTO	"gate turn-off thyristor"
H	potência harmônica
$i_a, i_b \text{ e } i_c$	vetores instantâneos de corrente referidos ao sistema de coordenadas trifásicas
$i_a, i_b \text{ e } i_c$	valores instantâneos de corrente
$i_\alpha \text{ e } i_\beta$	vetores instantâneos de corrente referidos ao sistema de coordenadas ortogonais
$i_o$	vetor instantâneo de corrente referido ao eixo "o"

$i_{\alpha}$ , $i_{\beta}$ e $i_0$	valores instantâneos de corrente
$i_c$	corrente instantânea na carga
$i_{c_a}$ , $i_{c_b}$ e $i_{c_c}$	correntes instantâneas na carga nas fases a, b e c
$i_{cp}$	corrente instantânea no compensador
$i_{cp_a}$ , $i_{cp_b}$ e $i_{cp_c}$	correntes instantâneas no compensador nas fases a, b e c
$i_f$	corrente instantânea no filtro
$i_m$	corrente instantânea de modulação do PWM
$i_{m_a}$ , $i_{m_b}$ e $i_{m_c}$	correntes instantâneas de modulação do PWM nas fases a, b e c
$i_{m_{\alpha}}$ e $i_{m_{\beta}}$	correntes instantâneas de modulação do PWM nas fases $\alpha$ e $\beta$
$i_{p_{\alpha}}$	corrente ativa instantânea na fase alfa
$i_{q_{\alpha}}$	corrente reativa instantânea na fase alfa
$i_{p_{\beta}}$	corrente ativa instantânea na fase beta
$i_{q_{\beta}}$	corrente reativa instantânea na fase beta
$i_s$	corrente instantânea do sistema supridor
$i_{s_a}$ , $i_{s_b}$ e $i_{s_c}$	correntes instantâneas do sistema supridor nas fases a, b e c
$i_{s_{\alpha}}$ e $i_{s_{\beta}}$	correntes instantâneas do sistema supridor nas fases $\alpha$ e $\beta$
$i_{s_{ha}}$ , $i_{s_{hb}}$ e $i_{s_{hc}}$	componentes harmônicas das correntes instantâneas do sistema supridor nas fases a, b e c
$i_{s_{h\alpha}}$ e $i_{s_{h\beta}}$	componentes harmônicas das correntes instantâneas do sistema supridor nas fases $\alpha$ e $\beta$
IAF	corrente instantânea na fase alfa (simulação)
IBT	corrente instantânea na fase beta (simulação)
IGBT	"insulated gate bipolar transistor"
$I_1$ , $I_2$ , ...	valores eficazes de corrente das componentes fundamental e harmônicas
$IM_1$ , $IM_5$	valores máximos das componentes fundamental e 5 <sup>o</sup> harmônico da corrente
$I_{c_1}$	fasor da componente fundamental da corrente da carga
$I_{c_h}$	fasor das componentes harmônicas da corrente

	da carga
$I_{f_1}$	fasor da componente fundamental da corrente do filtro
$I_{f_h}$	fasor das componentes harmônicas das correntes do filtro
$I_{s_1}$	fasor da componente fundamental da corrente do sistema supridor
$I_{s_h}$	fasor das componentes harmônicas das correntes do sistema supridor
K	constante de ganho de amplificação
$L_d$	indutor do PWM
$L_f$	indutor do filtro passivo
$L_r$	indutor do filtro do PWM
$L_s$	indutor equivalente do sistema supridor
MOSFET	"metal-oxide-semiconductor field effect transistor"
p	potência real instantânea
$\bar{p}$	componente C.C. da potência real instantânea
$\tilde{p}$	componente C.A. da potência real instantânea
q	vetor da potência imaginária instantânea
q	potência imaginária instantânea
$\bar{q}$	componente C.C. da potência imaginária instantânea
$\tilde{q}$	componente C.A. da potência imaginária instantânea
qcp	potência imaginária instantânea produzida pelo compensador
pcp	potência real instantânea produzida pelo compensador
$P_\alpha$	potência instantânea na fase alfa
$P_\beta$	potência instantânea na fase beta
$P_0$	potência instantânea de sequência zero (eixo "o")
P	potência ativa
PA	filtro passa alta
PWM	"pulse width modulation"
Q	potência reativa
$R_f$	resistor do filtro passivo
S	potência aparente
SI	"static induction thyristor"
t	tempo

TC	transformador de corrente
$v_{cp}$	tensão instantânea do compensador série
$v_f$	tensão instantânea do filtro
$v_{f_a}$ , $v_{f_b}$ e $v_{f_c}$	tensões instantâneas do filtro nas fases a, b e c
$v_{f_\alpha}$ e $v_{f_\beta}$	tensões instantâneas do filtro nas fases $\alpha$ e $\beta$
$v_s$	tensão instantânea do sistema supridor
$\dot{V}_{c_f}$	fasor da componente fundamental da tensão da carga
$\dot{V}_{c_h}$	fasor das componentes harmônicas da tensão da carga
$\dot{V}_{f_1}$	fasor da componente fundamental da tensão no filtro
$\dot{V}_{f_h}$	fasor das componentes harmônicas das tensões no filtro
$\dot{V}_{s_f}$	fasor da componente fundamental da tensão do sistema supridor
$\dot{V}_{s_h}$	fasor das componentes harmônicas da tensão do sistema supridor
$w$	velocidade angular
$\dot{Z}_f$	impedância do filtro passivo
$\dot{Z}_s$	impedância do sistema supridor
5 <sup>o</sup> H.	filtro passivo sintonizado no quinto harmônico
7 <sup>o</sup> H.	filtro passivo sintonizado no sétimo harmônico

## CAPÍTULO I

### PREFÁCIO

Harmônicos têm causado efeitos nocivos em equipamentos elétricos como transformadores, máquinas elétricas rotativas, bancos de capacitores e outros. Transformadores e motores têm suas perdas e aquecimento aumentados, e os bancos de capacitores podem prematuramente falhar, devido ao aumento da fadiga do dielétrico e aquecimento. Disjuntores, fusíveis e relés podem ter suas ações comprometidas. Equipamentos de controle, monitorização, comunicação e medição, podem deixar de funcionar adequadamente devido ao nível de ruído presente no sistema de alimentação.

Afora as cargas não lineares, dentre outras, os fornos a arco, o grande aumento na utilização de conversores estáticos de potência e a proliferação dos equipamentos de velocidade ajustável, têm contribuído sensivelmente para a poluição harmônica nos sistemas industriais e de suprimento de energia. Esses conversores geralmente operam com fator de potência baixo, aumentando a necessidade da instalação de bancos de capacitores, o que não raras vezes ao serem ligados, entram em ressonância paralela com a impedância do sistema supridor em uma das frequências dominantes do conversor. Essa ressonância provoca sensíveis distorções na tensão do sistema, e frequentemente o fenômeno é tão intenso que chega a impedir a permanência do banco de capacitores ligado ao sistema, o que conduz em má utilização da energia adquirida.

Em recente portaria da Secretaria Nacional de Energia, alegando a conveniência de promover um melhor aproveitamento da energia elétrica disponível, e conseqüentemente, redução de investimentos para a ampliação da capacidade instalada, estabeleceu como limite mínimo permitido para os consumidores

industriais o valor de 0.92 para o fator de potência. Essa medida fará com que mais bancos de capacitores venham a ser conectados para a correção do fator de potência, aumentando as possibilidades de ressonâncias harmônicas. O mesmo órgão deverá, a curto prazo, estabelecer também níveis máximos tolerados para a injeção de harmônicos pelos consumidores industriais de energia elétrica nos pontos de conexão.

Os aspectos abordados nos parágrafos anteriores, têm dado origem a especial atenção e grande movimentação de esforços no sentido do controle da poluição harmônica, tanto do lado dos consumidores quanto dos fornecedores de energia. Os métodos que mais vem sendo utilizados até o momento para resolver o problema, são a utilização de conversores com número de pulsos mais elevados, controle operacional em sistemas multiconversores, filtros passivos e atualmente, ainda em fase experimental, os filtros ativos e os filtros mistos ativo-passivo.

O presente trabalho se propõe a focalizar as soluções com a utilização de filtros, com ênfase nos ativos e mistos ativo-passivo, implementados com a estratégia de controle, baseada na compensação das potências real e imaginária instantâneas. Será abordado o desempenho dessa estratégia considerando somente a utilização do filtro para a compensação de reativos e dos harmônicos produzidos por conversores estáticos trifásicos controlados mais comuns. Algumas simulações da atuação desse equipamento são efetuadas, porém os aspectos relevantes à implementação, serão relegados a propostas de futuros trabalhos.

No capítulo II serão abordados os aspectos gerais da utilização de filtros em sistemas de potência. A atuação dos filtros passivos enfocando suas vantagens, desvantagens e limitações será brevemente descrita. O princípio básico do funcionamento dos filtros ativos e dos filtros mistos ativo-passivo, suas características principais e suas aplicações para a solução de problemas de harmônicos serão comentados.

O capítulo III apresentará a teoria das potências real e imaginária instantâneas, na qual se baseia a estratégia de compensação dos filtros ativos em análise nesse trabalho, mostrando o desenvolvimento das equações e definições de novas grandezas.

A utilização da teoria das potências instantâneas, na elaboração de estratégia de compensação de reativos e harmônicos, com a utilização dos filtros ativos é mostrada no capítulo IV. Resultados de simulações dos filtros ativos atuando em sistemas com cargas não lineares do tipo conversores estáticos trifásicos controlados são apresentados, mostrando o desempenho dessa estratégia.

Finalmente, no capítulo V será abordado o filtro misto ativo-passivo, cuja aplicação em sistemas de potência, se mostra mais promissora a prazo mais curto. Isto decorre da atual limitação da capacidade de condução dos dispositivos de chaveamento a semicondutores que constituem os equipamentos nos quais são implementados os filtros ativos de potência atuando isoladamente. Comentários de resultados experimentais obtidos da referência são apresentados, demonstrando a praticabilidade e validade dessa configuração mista.

## CAPÍTULO II

### CONSIDERAÇÕES SOBRE FILTROS DE HARMÔNICOS

#### 2.1 - Introdução

A aplicação de filtros para a solução do problema de harmônicos gerados por conversores estáticos controlados, vem sendo amplamente pesquisada e utilizada, pois permite que o emprêgo desses conversores, bem como a sua operação não fiquem limitados. A utilização dos filtros passivos já vem de algum tempo, e a experiência tem mostrado que consiste em solução efetiva porém com restrições. Os filtros ativos ainda em fase experimental pelo que se tem notícia, apareceram como solução mais completa, porém ainda dependente de maiores desenvolvimentos na área dos semicondutores de potência para aplicação em potências mais elevadas. A solução pela utilização mista dos filtros ativos e passivos, entretanto, parece promissora, pois combina as vantagens de ambos.

#### 2.2 - Filtros Passivos

##### 2.2.1 - Generalidades

Os filtros passivos podem, a princípio, serem aplicados de duas maneiras distintas, ou seja:

- Como uma impedância série para bloquear os harmônicos;
- Como uma impedância em derivação para desviar os harmônicos.

O filtro passivo série, entretanto, deve conduzir também a corrente fundamental e ser isolado para o potencial da rede. Em contrapartida, os filtros passivos utilizados na conexão em derivação, somente transportam as correntes harmônicas e uma parcela da fundamental pertinente a reativos. Portanto, devido ao conseqüente custo elevado dos filtros passivos série, e da possibilidade dos filtros em derivação poderem contribuir com o fornecimento de reativo na frequência fundamental, a aplicação desses últimos é a preferida.

Comumente os filtros passivos em derivação são sintonizados para uma determinada frequência, e também podem ser associados a outros filtros passivos em derivação sintonizados como passa alta. Nessas configurações geralmente o projeto é simples e de custo de implementação relativamente baixo. As figuras 2.1a e b ilustram as configurações de filtros em derivação.

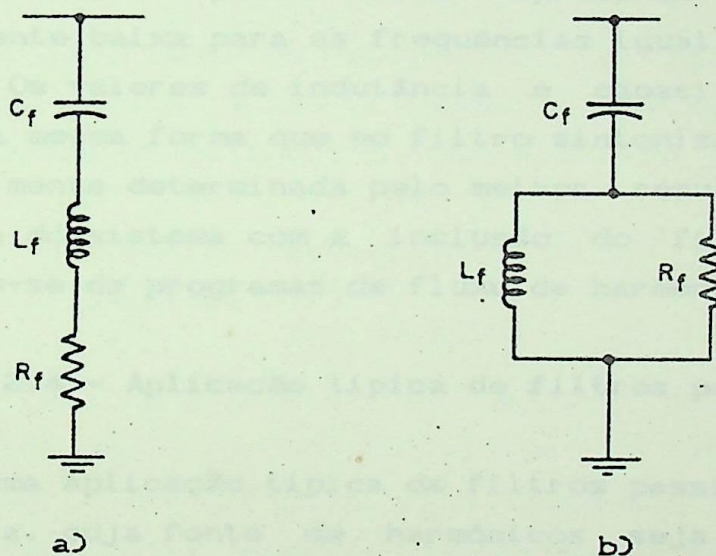


Fig. 2.1 - a) Sintonia única. b) Passa alta

### 2.2.2 - Filtro de sintonia única

O filtro de sintonia única age como um caminho de baixa impedância para a frequência sintonizada, fazendo com que as componentes harmônicas de corrente nas vizinhanças dessa frequência sejam para ali drenadas ao invés de disseminarem-se para o restante do sistema.

Normalmente, a capacitância  $C_f$  do filtro, corresponde ao valor equivalente de um banco de capacitores, o qual pode ser dimensionado levando-se em conta a compensação de reativos. A indutância  $L_f$  é determinada em função da frequência a ser sintonizada, e do valor da capacitância anteriormente determinado, utilizando-se a equação (2.1).

$$L_f = \frac{1}{C_f (2\pi f)^2} \quad (2.1)$$

O valor do resistor  $R_f$  é determinante para o fator de qualidade do filtro, e em aplicações típicas em sistemas de potência, esse valor consiste na resistência própria da bobina do indutor.

### 2.2.3 - Filtro passa alta

O filtro passa alta apresenta uma impedância relativamente baixa para as frequências igual e superiores a de sintonia. Os valores de indutância e capacitância podem ser obtidos da mesma forma que no filtro sintonizado. A resistência  $R_f$  é geralmente determinada pelo melhor resultado obtido por simulações do sistema com a inclusão do filtro passa alta, utilizando-se de programas de fluxo de harmônicos.

### 2.2.4 - Aplicação típica de filtros passivos

Numa aplicação típica de filtros passivos em sistemas de potência, cuja fonte de harmônicos seja por exemplo um conversor estático de seis pulsos, normalmente dois filtros de sintonia única para os harmônicos de 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup> ordens, e um filtro passa alta sintonizado a partir do 11<sup>o</sup> harmônico são conectados. Essa configuração ligada nas proximidades dessa fonte de harmônicos constitui usualmente boa solução.

Salienta-se entretanto, que para cada problema haverá um conjunto restrito de soluções. O tipo de carga, sua condição operacional, a configuração do sistema supridor e aspectos de proteção, são algumas das variáveis condicionantes que devem

ser consideradas nas aplicações típicas dos filtros passivos.

### 2.2.5 - Aspectos positivos da aplicação dos filtros passivos

As principais vantagens que levam à indicação da aplicação dos filtros passivos são:

- Na frequência fundamental podem fornecer reativo para o sistema;
- Projeto relativamente simples e de custo relativamente baixo.
- Consegue-se normalmente bom desempenho, especialmente quando o conteúdo harmônico predominante é previsível. Isto é típico das cargas correspondentes a conversores estáticos;
- Apresentam baixas perdas;
- Adequados para sistemas de baixa e alta potência.

Outro aspecto importante na aplicação dos filtros passivos, reside no fato de que já são largamente empregados há algum tempo em sistemas de potência e com resultados satisfatórios.

### 2.2.6 - Aspectos desvantajosos da aplicação dos filtros passivos

A figura 2.2 mostra de maneira simplificada, um circuito ilustrando o princípio básico de aplicação de um filtro passivo. Nesse circuito,  $v_s$  representa a tensão da fonte e  $L_s$  a sua correspondente indutância.  $C_f$  e  $L_f$  são a capacitância e indutância do filtro passivo derivação de sintonia única. A carga não linear, é representada pela fonte de corrente  $i_c$  contendo a componente fundamental e as harmônicas. O filtro apresentará para a frequência de sintonia, baixa impedância, absorvendo os harmônicos próximos a essa frequência. Dessa forma o filtro atua no sentido de diminuir a disseminação das correntes harmônicas, produzidas pela atuação da carga não linear, para o restante do sistema.

As características do filtro passivo em derivação, são

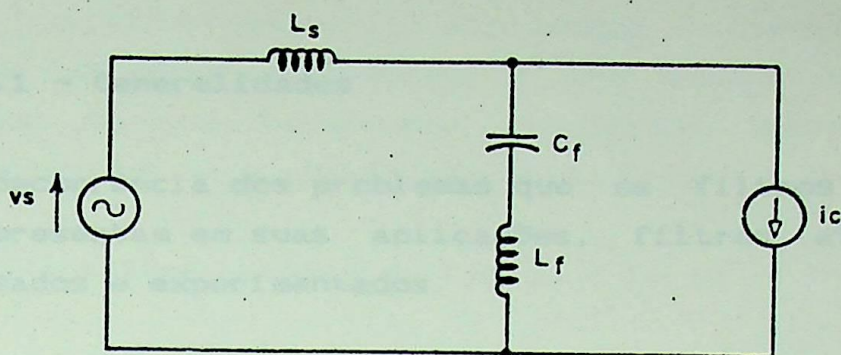


Fig. 2.2 - Circuito correspondente à aplicação do filtro passivo em derivação.

determinadas pela relação entre a impedância formada por  $L_f$  e  $C_f$  e a impedância do restante do sistema, ou seja, a porcentagem das harmônicas filtradas é dependente dessa relação. Como consequência, a aplicação desse tipo de filtro apresenta os seguintes problemas:

- As características de filtragem são dependentes da impedância da fonte, a qual pode variar significativamente com a configuração do sistema, e normalmente é de difícil obtenção com precisão;
- O filtro poderá entrar em ressonância paralela com a impedância do restante do sistema, fazendo com que aconteça o fenômeno da amplificação harmônica, ocasionando sobretensões no ponto de conexão;
- Se a fonte também produz harmônicos, os mesmos poderão ser drenados pelo filtro podendo sobrecarregá-lo.
- Se o conteúdo e a amplitude das componentes harmônicas variarem significativamente com a operação da carga não linear, a especificação dos componentes do filtros se torna difícil.

Esses problemas podem portanto, em alguns casos, dificultar ou até mesmo impedir, a aplicação do filtro passivo derivação.

## 2.3 - Filtros Ativos

### 2.3.1 - Generalidades

Em decorrência dos problemas que os filtros passivos derivam em suas aplicações, filtros ativos têm sido pesquisados e experimentados.

Um método de compensação ativa de correntes harmônicas aplicado a sistemas de potência, foi apresentado por H. Sasaki e T. Machida em 1971 [1]. Esse método baseia-se na compensação de fluxo magnético, e a configuração básica de sua aplicação está apresentada na figura 2.3.

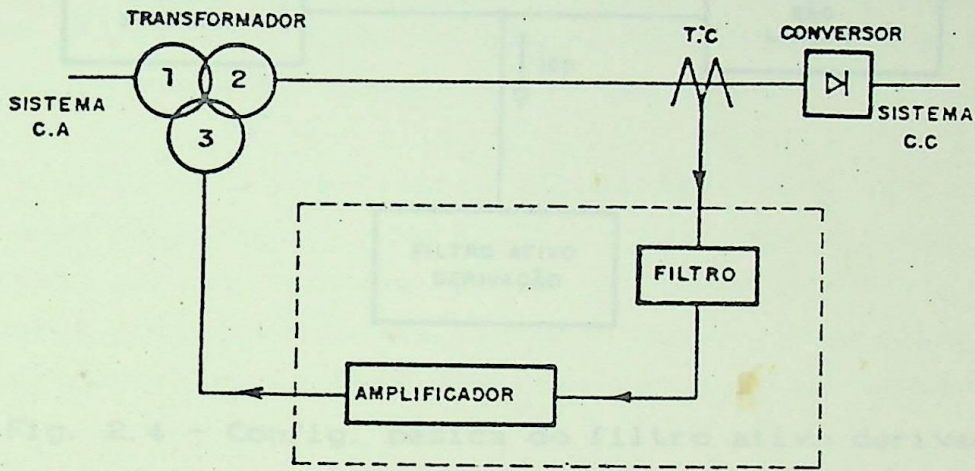


Fig. 2.3 - Configuração do compensador ativo.

Nessa estratégia de compensação, em atenção a figura 2.3, obtém-se do transformador de corrente os valores instantâneos da corrente absorvida pelo conversor, da qual o filtro elimina a componente fundamental. O sinal resultante, contendo as demais componentes harmônicas, é amplificado e injetado no terciário do transformador, de modo a compensar o equivalente ampère-espira das componentes harmônicas do secundário. Dessa forma, a corrente no lado do sistema supridor não conterá harmônicos. Entretanto, nenhuma notícia do uso dessa estratégia foi obtida na documentação mais acessível.

Com o notável progresso na velocidade e capacidade de

chaveamento de corrente dos dispositivos a semicondutor, tais como tiristores GTO e IGBT's, compensadores ativos, também denominados filtros ativos, utilizando inversores PWM implementados com esses componentes, têm sido estudados e experimentados. Os bons resultados divulgados sobre filtros ativos implementados dessa forma são animadores.

### 2.3.2 - Filtros ativos derivação e série

Os filtros ativos têm sido investigados em duas conexões básicas, ou seja, ligados em derivação e em série com a carga não linear. A figura 2.4 mostra a configuração básica do filtro ativo na conexão derivação.

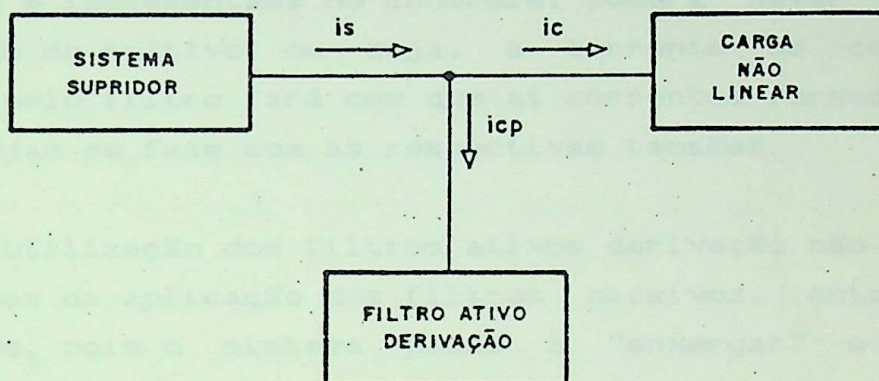


Fig. 2.4 - Config. básica do filtro ativo derivação.

Uma das estratégias de controle utilizadas nessa configuração, constitui-se na aplicação da corrente de compensação  $i_{cp}$  no sistema, a qual constitui-se de um sinal amplificado correspondente as componentes harmônicas da corrente da carga não linear  $i_c$ , de forma a fazer com que a corrente do sistema supridor  $i_s$ , tenha forma senoidal. Desde que um amplificador linear seja usado para produzir a corrente de compensação, a realização do filtro com essa estratégia não é racional devido a baixa eficiência [2]. A aplicação de inversores a tiristores auto-comutados, tampouco se mostrou eficiente, e teve sua aplicação desencorajada devido a geração de indesejáveis harmônicos de alta ordem [2]. Contudo, a utilização de inversores PWM na implementação dos filtros ativos derivação tem sido estudada, e protótipos foram

experimentados. Em [3],[4], e [5], há exemplos da aplicação dessa estratégia com implementação em técnica PWM com bons resultados segundo seus autores.

A estratégia de controle baseada na compensação das potências real e imaginária instantâneas, que será analisada nos capítulos seguintes, tem sido utilizada e também implementada com o uso da técnica PWM. Resultados satisfatórios foram obtidos em protótipos experimentais [6][7][8]. Nessa estratégia, o controle do filtro ativo atuará no PWM no sentido de produzir uma potência de compensação, que injetada no sistema, tornará a corrente fornecida pela fonte sem conteúdo harmônico. Além disso, dependendo da forma com que esta estratégia é implementada no controle, poderá haver também a compensação do reativo, ou seja, a corrente de compensação produzida pelo filtro fará com que as correntes fornecidas pela fonte estejam em fase com as respectivas tensões.

A utilização dos filtros ativos derivação não apresenta os problemas da aplicação dos filtros passivos, anteriormente mencionados, pois o sistema passa a "enxergar" o conjunto filtro-carga como um elemento linear e podendo até mesmo estar consumindo correntes em fase com suas respectivas tensões.

Em contraste com as vantagens da aplicação dos filtros ativos em derivação atuando isoladamente, os mesmos apresentam as seguintes limitações, principalmente nas aplicações em sistemas com cargas não lineares de maior potência [2]:

#### DESVANTAGENS DO FILTRO ATIVO DERIVAÇÃO

- Dificuldades em se obter inversores PWM de grande potência, com resposta rápida de corrente e baixas perdas;
- O custo atualmente é alto em comparação com aquele dos filtros passivos derivação;
- As correntes injetadas pelo filtro podem fluir em filtros passivos derivação e bancos de capacitores já conectados ao sistema, sobrecarregando-os.

Essas limitações, no momento, restringem a aplicação do filtro ativo derivação em sistemas de potência. Entretanto, a

evolução esperada na tecnologia dos componentes a semicondutor, poderá alterar esse quadro.

Não há na literatura mais amplamente divulgada, nenhuma aplicação de filtros ativos na conexão série atuando isoladamente. Porém na conexão mista, ou seja, filtro ativo e passivo atuando simultaneamente, o filtro ativo é ligado em série. Essa conexão mista será abordada no item seguinte, e quanto a análise da conexão do filtro ativo em série atuando isoladamente, fica como sugestão para futuros trabalhos.

#### 2.4 - Filtros Mistos Ativo-Passivo

Considerando o que foi exposto nos itens anteriores, o filtro passivo derivação constitui boa solução para aplicação em sistemas de potência, porém, apresenta algumas limitações em sua aplicação. Embora se apresente como solução mais completa, o filtro ativo derivação se mostra limitado pelo estado de desenvolvimento dos componentes a semicondutores utilizados nos inversores PWM. Dessa forma, é intuitiva a aplicação de uma configuração mista, o que será comentado nos parágrafos a seguir.

Como já foi mencionado anteriormente, as características dos filtros passivos derivação dependem da impedância do restante do sistema, a qual não é geralmente conhecida precisamente e podem variar conforme a configuração do sistema. É necessário, para conseguir uma atenuação efetiva, que a impedância do sistema seja suficientemente alta, em proporção a impedância do filtro passivo em derivação na frequência de sintonia. Entretanto essa impedância do sistema não deve ser alta na frequência fundamental, para que não haja indesejável queda de tensão. Essa condição conflitante, entretanto, pode ser conseguida se for utilizada uma "impedância ativa" em série com impedância do sistema de suprimento, ou seja, uma impedância baixa para a frequência fundamental e alta para as harmônicas. O efeito de "impedância ativa", no entanto, pode ser produzida por um filtro ativo como

será mostrado com mais detalhes no capítulo cinco. Portanto, uma configuração contendo o filtro passivo derivação, e um filtro ativo série desempenhando o papel de "impedância ativa", para melhoria das características de filtragem do filtro passivo derivação, foi sugerida em [2].

O circuito equivalente que ilustra a configuração básica está mostrado na figura 2.5.

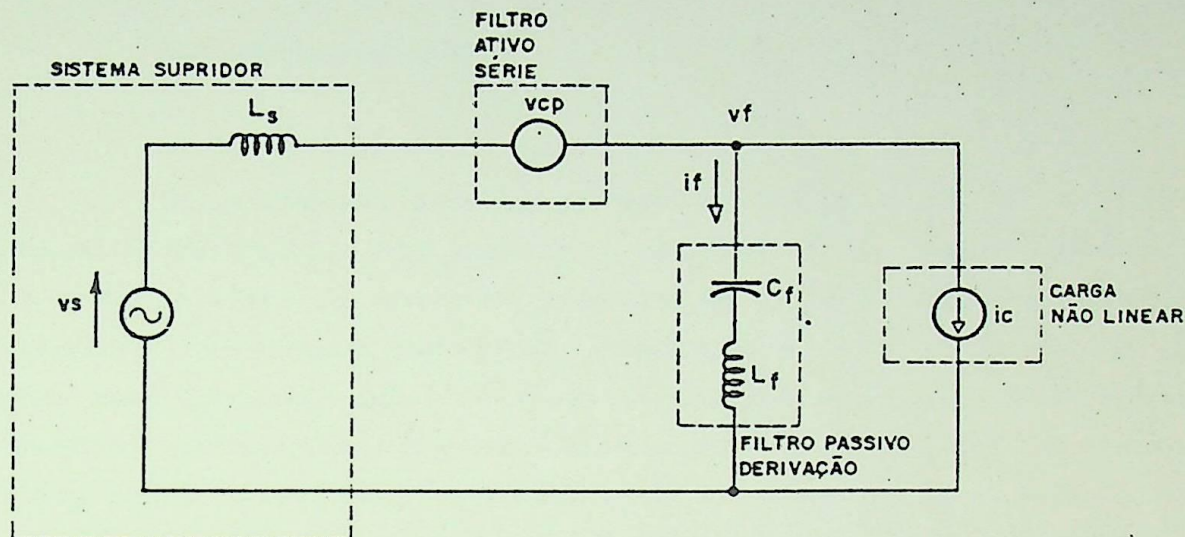


Fig. 2.5 - Circuito básico da configuração do filtro misto ativo-passivo.

Na figura 2.5,  $v_s$  e  $L_s$  são a tensão e a indutância representativas do sistema supridor.  $C_f$  e  $L_f$  são a capacitância e a indutância do filtro passivo respectivamente. A fonte de corrente  $i_c$ , representa a carga não linear correspondente a um conversor estático típico. A tensão  $v_{cp}$  é produzida por um filtro ativo série, o qual é controlado de tal forma a fazer com que o circuito "enxergue"  $v_{cp}$ , como uma queda de tensão produzida por uma impedância que apresenta um valor alto para as frequências harmônicas, e valor nulo para a frequência fundamental. A estratégia de controle, a qual está baseada também na teoria da compensação das potências real e imaginária instantâneas, será discutida mais detalhadamente no capítulo V. Simultaneamente à atuação do filtro ativo, o filtro passivo drenará a maioria dos harmônicos e estará compensando, se for o caso, o reativo absorvido pela carga.

Portanto, a atuação conjunta dos filtros ativo e passivo, é usada no sentido de combinar as vantagens e minimizar as desvantagens das aplicações de cada um isoladamente. Essa configuração se mostra mais promissora para aplicações em sistemas de potência.

### 2.1 - Introdução

As grandes potências reais e reativas são produzidas em uma única estação ou em um conjunto de várias delas. Na referência (1), os autores propõem a utilização de uma nova grandeza denominada potência (regulável) instantânea, a qual pode ser obtida dos valores instantâneos das correntes e tensões trifásicas referenciadas em um sistema de coordenadas ortogonais. Utilizando-se dos valores dessa potência (regulável) instantânea, os conjuntos dos valores da potência real instantânea e da potência reativa instantânea, podem ser obtidos em qualquer instante, em função das tensões e correntes instantâneas. Os valores das potências reguláveis são obtidos em qualquer instante, em função das tensões e correntes instantâneas. Assim, a potência regulável é uma grandeza que pode ser controlada, permitindo a obtenção de qualquer valor desejado de potência real e reativa instantâneas, em qualquer instante, em função das tensões e correntes instantâneas.

### 2.2 - Transformação de Coordenadas para o Sistema de Referência

Os valores das tensões e correntes instantâneas são obtidos em qualquer instante, em função das tensões e correntes instantâneas. Assim, a potência regulável é uma grandeza que pode ser controlada, permitindo a obtenção de qualquer valor desejado de potência real e reativa instantâneas, em qualquer instante, em função das tensões e correntes instantâneas.

## CAPÍTULO III

### TEORIA DAS POTÊNCIAS REAL E IMAGINÁRIA INSTANTÂNEAS EM CIRCUITOS TRIFÁSICOS

#### 3.1 - Introdução

As grandezas potência reativa monofásica e trifásica, têm sido definidas com base no conceito de valor médio. Na referência [6], os autores propuzeram a definição de uma nova grandeza denominada potência imaginária instantânea, a qual pode ser obtida dos valores instantâneos das correntes e tensões trifásicas referenciadas a um sistema de coordenadas ortogonais. Utilizando-se dos valores dessa potência imaginária instantânea, em conjunto com os valores de potência real instantânea, também obtidos da mesma forma, pode-se separar as parcelas que as constituem, em termos correspondentes aos valores das potências reativa média e aos harmônicos, que possam estar presentes, instantaneamente. Nessa possibilidade está fundamentada a estratégia dos compensadores de reativos e harmônicos, denominados também como filtros ativos, enfocada nesse trabalho. Nos itens seguintes está apresentada a correspondente teoria, com base na referência [6].

#### 3.2 - Transformação de Coordenadas $a$ , $b$ e $c$ para $\alpha$ e $\beta$

Os valores das tensões e correntes em sistemas trifásicos, são convenientemente expressos por vetores instantâneos referenciados a um sistema de coordenadas  $a$ ,  $b$  e  $c$ , as quais são fixas em um mesmo plano e separadas entre si de um ângulo de  $120^\circ$ . Esses vetores podem ser transformados em outros, referenciados a um sistema de coordenadas ortogonais  $\alpha$

e  $\beta$ , também fixas em um mesmo plano, e separadas de  $90^\circ$ .

Considere-se os vetores  $e_a, e_b$  e  $e_c$  e  $i_a, i_b$  e  $i_c$  como representantes das grandezas instantâneas das tensões e correntes respectivamente das fases a, b e c de um sistema trifásico. A transformação para os vetores que as correspondam no sistema de coordenadas ortogonais  $\alpha$  e  $\beta$ , ou seja  $e_\alpha$  e  $e_\beta$  e  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  respectivamente, pode ser obtida pelas seguintes equações matriciais:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

A figura 3.1 ilustra as transformações expressas pelas equações (3.1) e (3.2), onde os vetores  $e_a, e_b$  e  $e_c$ , e  $i_a, i_b$  e  $i_c$  referenciados às coordenadas a, b e c, são transformados nos vetores  $e_\alpha$  e  $i_\alpha$  e  $e_\beta$  e  $i_\beta$  referenciados às coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ .

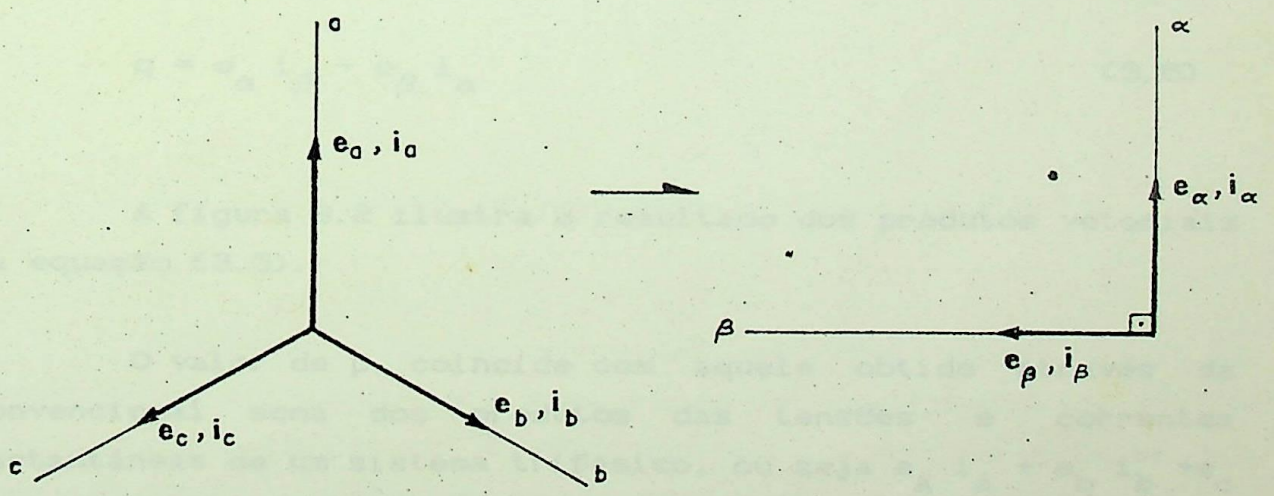


Fig. 3.1 - Transformação de vetores nas coordenadas a, b e c para as coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ .

### 3.3 - Potência Instantânea e Potência Imaginária Instantânea

Da referência [6] reproduzimos as seguintes definições, baseadas nas grandezas de tensões e correntes trifásicas instantâneas, referenciadas ao sistema de coordenadas ortogonais:

-Potência instantânea  $p$

$$p = e_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + e_{\beta} \cdot i_{\beta} \quad (3.3)$$

Como se trata de produtos escalares de vetores de mesmo eixo, a amplitude resultante pode ser dada pela equação (3.4).

$$p = e_{\alpha} i_{\alpha} + e_{\beta} i_{\beta} \quad (3.4)$$

-Potência imaginária instantânea  $q$

$$q = e_{\alpha} \times i_{\beta} + e_{\beta} \times i_{\alpha} \quad (3.5)$$

O vetor  $q$  é perpendicular ao plano definido pelas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ . A amplitude resultante do produto vetorial da equação (3.5) é dado por:

$$q = e_{\alpha} i_{\beta} - e_{\beta} i_{\alpha} \quad (3.6)$$

A figura 3.2 ilustra o resultado dos produtos vetoriais da equação (3.5).

O valor de  $p$ , coincide com aquele obtido através da convencional soma dos produtos das tensões e correntes instantâneas de um sistema trifásico, ou seja  $e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c$ . Dessa forma, essa grandeza foi denominada pelos autores como potência real instantânea. A grandeza  $q$ , foi definida como potência imaginária instantânea, e não tem relação alguma com a potência reativa convencional, a qual é baseada, convencionalmente, no conceito de valor médio.

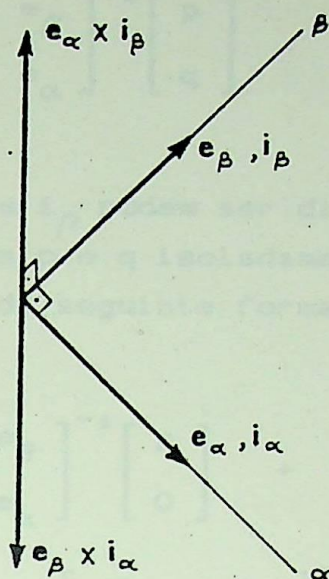


Fig. 3.2 - Produtos vetoriais

As amplitudes das potências real e imaginária instantâneas podem ser equacionadas das seguintes formas:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

ou

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

### 3.4 - Correntes Ativa e Reativa Instantâneas

Correntes correspondentes as potências real e imaginárias instantâneas  $p$  e  $q$ , podem ser determinadas a partir das equações (3.7) ou (3.8). Portanto, da manipulação da equação (3.7), as correntes instantâneas podem ser obtidas como na equação (3.9), desde que o determinante da matriz de tensões não seja nulo.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Os valores de  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  podem ser divididos em parcelas proporcionais às grandezas  $p$  e  $q$  isoladamente. Então a equação (3.9) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Para a determinação dos valores das correntes é portanto necessário encontrar a inversa da matriz de tensões. Desde que o determinante dessa matriz não seja nulo, a inversa pode ser obtida da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} e \end{bmatrix}^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} \text{cofatores} \begin{bmatrix} e \end{bmatrix} \end{bmatrix}^T}{\text{determinante} \begin{bmatrix} e \end{bmatrix}} \quad (3.11)$$

onde,

$\begin{bmatrix} e \end{bmatrix}$  representa a matriz das tensões.

A matriz de cofatores das tensões e sua transposta, são dadas respectivamente por:

$$\begin{bmatrix} \text{cofatores} \begin{bmatrix} e \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\left[ \text{cofatores} \begin{bmatrix} e \end{bmatrix} \right]^T = \begin{bmatrix} e_\alpha & -e_\beta \\ e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

O determinante da matriz de tensões é calculado pela equação (3.14) mostrada a seguir:

$$\text{determinante} \begin{bmatrix} e \end{bmatrix} = e_\alpha^2 + e_\beta^2 \quad (3.14)$$

Finalmente, a matriz inversa das tensões é dada por:

$$\begin{bmatrix} e \end{bmatrix}^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} e_\alpha & -e_\beta \\ e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad (3.15)$$

Substituindo o resultado obtido em (3.15), na equação (3.10) tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ \frac{e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ \frac{e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Da equação (3.16), pode-se escrever as expressões para as correntes nas fases  $\alpha$  e  $\beta$  como a seguir:

$$i_{\alpha} = \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p + \frac{-e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \quad (3.17)$$

$$i_{\beta} = \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p + \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \quad (3.18)$$

As equações (3.17) e (3.18) expressam as correntes instantâneas nas fases  $\alpha$  e  $\beta$ , em parcelas proporcionais às potências real e imagiária instantâneas, e essas parcelas foram definidas em [6] como:

-corrente ativa instantânea na fase  $\alpha$

$$ip_{\alpha} = \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p \quad (3.19)$$

-corrente reativa instantânea na fase  $\alpha$

$$iq_{\alpha} = \frac{-e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \quad (3.20)$$

-corrente ativa instantânea na fase  $\beta$

$$ip_{\beta} = \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p \quad (3.21)$$

-corrente reativa instantânea na fase  $\beta$

$$i q_{\beta} = \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \quad (3.22)$$

A razão das denominações ativa e reativa utilizadas, é melhor compreendida através dos parágrafos seguintes, onde está desenvolvida a expressão para o fluxo de potência instantânea em função dessas correntes.

A partir da equação (3.4), pode-se expressar as potências instantâneas da seguinte forma:

$$p_{\alpha} = e_{\alpha} i_{\alpha} \quad (3.23)$$

$$p_{\beta} = e_{\beta} i_{\beta} \quad (3.24)$$

As equações (3.23) e (3.24) correspondem as parcelas das potências instantâneas respectivamente às fases  $\alpha$  e  $\beta$ . Na forma matricial tem-se:

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha} \\ p_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} i_{\alpha} \\ e_{\beta} i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Substituindo os valores das correntes instantâneas nas fases  $\alpha$  e  $\beta$  pelas suas correspondentes parcelas ativas e reativas, a equação (3.25) pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha} \\ p_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} i p_{\alpha} \\ e_{\beta} i p_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha} i q_{\alpha} \\ e_{\beta} i q_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Portanto, a potência total é dada por :

$$p_{\alpha} + p_{\beta} = e_{\alpha} i p_{\alpha} + e_{\alpha} i q_{\alpha} + e_{\beta} i p_{\beta} + e_{\beta} i q_{\beta} \quad (3.27)$$

Substituindo em (3.27) os valores de (3.19), (3.20), (3.21) e (3.22) obtém-se:

$$\begin{aligned}
 p_{\alpha} + p_{\beta} = & \frac{e_{\alpha}^2}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p + \frac{-(e_{\alpha} e_{\beta})}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q + \\
 & + \frac{e_{\beta}^2}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p + \frac{e_{\alpha} e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \quad (3.28)
 \end{aligned}$$

A soma do primeiro e terceiro termos do lado direito da equação (3.27) conduz ao valor de  $p$ , o qual coincide com o valor da potência ativa instantânea convencional. Portanto essas parcelas são definidas como potências ativas instantâneas das fases  $\alpha$  e  $\beta$  respectivamente. A soma do segundo e quarto termos resultam em um valor nulo, portanto não contribuem com o fluxo de potência instantânea, e por isso foram definidas como potências reativas instantâneas nas fases  $\alpha$  e  $\beta$  [6].

### 3.5 -Componentes C.C. e C.A. das Potências Real e Imaginária Instantâneas

As potências real e imaginária instantâneas podem ser separadas em duas componentes, ou seja:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.29)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.30)$$

onde,

$\bar{p}$  e  $\bar{q}$  correspondem às componentes contínuas das potências  $p$  e  $q$ .

$\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  correspondem às componentes alternadas

das potências  $p$  e  $q$

Considere-se, por exemplo, que os valores de  $p$  e  $q$  são calculados a partir de um sistema, no qual uma fonte de tensões trifásicas equilibradas sem distorções, alimenta uma carga não linear do tipo conversor estático controlado convencional. Dessa forma encontra-se para os valores das parcelas  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$  o correspondente às potências ativa e reativa trifásicas respectivamente, calculadas da forma tradicional, utilizando-se as componentes fundamentais das correntes e tensões do sistema. Para os valores  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  encontra-se o correspondente às potências pertinentes às harmônicas.

Uma forma de visualizar o que foi exposto no parágrafo anterior, é através de um exemplo aplicado a uma situação simples, onde os resultados possam ser facilmente previsíveis.

Considere-se um sistema trifásico equilibrado cujos valores instantâneos das correntes e tensões sejam dados pelas seguintes equações:

$$e_a = EM \operatorname{sen}(wt) \quad (3.31)$$

$$e_b = EM \operatorname{sen}(wt - 2\pi/3) \quad (3.32)$$

$$e_c = EM \operatorname{sen}(wt - 4\pi/3) \quad (3.33)$$

$$i_a = IM_1 \operatorname{sen}(wt - \phi) + IM_5 \operatorname{sen}(5wt - 5\phi + \pi) \quad (3.34)$$

$$i_b = IM_1 \operatorname{sen}(wt - \phi - 2\pi/3) + IM_5 \operatorname{sen}(5wt - 5\phi - \pi/3) \quad (3.35)$$

$$i_c = IM_1 \operatorname{sen}(wt - \phi - 4\pi/3) + IM_5 \operatorname{sen}(5wt - 5\phi + \pi/3) \quad (3.36)$$

onde,

$e_a$ ,  $e_b$  e  $e_c$  são os valores instantâneos das tensões fase-neutro das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  respectivamente.

$i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são os valores instantâneos das correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  respectivamente.

$EM$  são os valores máximos das tensões.

$IM_1$  são os valores máximos das componentes fundamentais das correntes.

$IM_5$  são os valores máximos das componentes de 5<sup>o</sup> harmônico das correntes.

As correntes utilizadas correspondem àquelas absorvidas por um conversor estático de seis pulsos, alimentado pelo sistema de tensões a, b e c, e funcionando com um ângulo de disparo  $\phi$ . Foram suprimidas, por simplicidade, as componentes superiores ao 5<sup>o</sup> harmônico.

Aplicando-se as equações (3.1) e (3.2), obtém-se os valores correspondentes às tensões e correntes, originalmente referidos às coordenadas a, b e c, nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , ou seja:

$$e_\alpha = \sqrt{3/2} EM \text{ sen } (\omega t) \quad (3.37)$$

$$e_\beta = \sqrt{3/2} EM \text{ cos } (\omega t) \quad (3.38)$$

$$i_\alpha = \sqrt{3/2} IM_1 \text{ sen } (\omega t - \phi) + \\ - \sqrt{3/2} IM_5 \text{ sen } 5(\omega t - \phi) \quad (3.39)$$

$$i_\beta = \sqrt{3/2} IM_1 \text{ cos } (\omega t - \phi) + \\ + \sqrt{3/2} IM_5 \text{ cos } 5(\omega t - \phi) \quad (3.40)$$

Os valores de p e q, potências real e imaginária instantâneas, podem ser obtidos aplicando-se os valores resultantes para  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$ ,  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  nas equações (3.7) e (3.8), e são mostrados a seguir:

$$p = 3/2 EM IM_1 \text{ cos } \phi + \\ + 3/2 EM IM_5 \text{ cos } (6\omega t - 5\phi) \quad (3.41)$$

$$q = 3/2 EM IM_1 \text{ sen } \phi + \\ + 3/2 EM IM_5 \text{ sen } (6\omega t - 5\phi) \quad (3.42)$$

Nos resultados acima observa-se que as primeiras parcelas do lado direito das equações das potências real e

imaginárias instantâneas, os quais são independentes do tempo e anteriormente definidos como  $\bar{p}$  e  $\bar{q}$ , coincidem com os valores das potências ativa e reativa trifásica calculadas da forma tradicional para as componentes fundamentais. As duas parcelas seguintes, que variam com o tempo, são portanto as potências  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  também definidas nos parágrafos anteriores, e que correspondem as parcelas devido às harmônicas.

Pode-se observar que é possível separar as componentes referentes a reativos e harmônicos das potências instantâneas. Baseando-se na possibilidade dessa separação, está fundamentada a atuação dos compensadores a ser mostrada no próximo capítulo.

### 3.6 - Considerações Sobre as Componentes de Sequência zero

Nos circuitos trifásicos que incluem a existência de componentes de sequência zero, a teoria anteriormente apresentada pode ser adaptada conforme foi proposto pelos autores da referência [6] e exposta nos parágrafos seguintes.

A inclusão de uma terceira coordenada no sistema ortogonal se faz necessária, portanto além dos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ , é incluído um terceiro denominado eixo "o".

As equações de transformação, portanto seriam:

$$\begin{bmatrix} e_o \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

e

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Uma terceira componente de potência foi então definida e denominada potência instantânea de sequência zero  $p_0$ , e pode ser calculada pelo seguinte produto:

$$p_0 = e_0 \cdot i_0 \quad (3.45)$$

Como  $e_0$  e  $i_0$  são vetores de mesmo eixo, o produto escalar resulta no produto das amplitudes. As potências instantâneas podem então ser calculadas pela equação a seguir:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_0 & 0 & 0 \\ 0 & e_\alpha & e_\beta \\ 0 & -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

As correntes calculadas a partir dos valores das potências instantâneas seriam :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_0 & 0 & 0 \\ 0 & e_\alpha & e_\beta \\ 0 & -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Separando as correntes em parcelas pertinentes aos valores  $p_0$ ,  $p$  e  $q$  isoladamente, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

onde

$$\begin{bmatrix} e \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} e_0 & 0 & 0 \\ 0 & e_\alpha & e_\beta \\ 0 & -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1}$$

Da mesma forma como foram definidas as equações (3.19) a (3.22) tem-se :

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_o \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ ip_\alpha \\ ip_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ iq_\alpha \\ iq_\beta \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

As parcelas da equação (3.49), podem ser calculadas como nas equações (3.50) a (3.54), sendo que a primeira parcela  $i_o$  é definida como corrente instantânea de sequência zero. As demais, são as correntes ativa e reativa instantâneas das fases  $\alpha$  e  $\beta$ . O cálculo dessas componentes pode ser feito utilizando-se das equações a seguir:

$$i_o = \frac{p_o}{e_o} \quad (3.50)$$

$$ip_\alpha = \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} p \quad (3.51)$$

$$ip_\beta = \frac{e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} p \quad (3.52)$$

$$iq_\alpha = \frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q \quad (3.53)$$

$$iq_\beta = \frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} q \quad (3.54)$$

A potência total instantânea pode ser então calculada pela soma das parcelas  $p_o$ ,  $p_\alpha$  e  $p_\beta$ .

$$p_o = e_o i_o \quad (3.55)$$

$$p_{\alpha} = e_{\alpha} i_{\alpha} \quad (3.56)$$

$$p_{\beta} = e_{\beta} i_{\beta} \quad (3.57)$$

Substituindo convenientemente as expressões (3.50) a (3.54) nas equações (3.55) a (3.57), e somando os resultados, a potência instantânea total pode ser dada por :

$$p_o + p_{\alpha} + p_{\beta} = e_o i_o + \frac{e_{\alpha}^2}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p + \frac{-(e_{\alpha} e_{\beta})}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q +$$

$$+ \frac{e_{\beta}^2}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} p + \frac{e_{\alpha} e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \quad (3.58)$$

A soma do primeiro, segundo e quarto termos conduzem ao fluxo total da potência real instantânea em um circuito trifásico. A soma do terceiro e quinto termos conduzem a um valor nulo e portanto não contribuem para o fluxo de potência instantânea da fonte para carga, representando potência reativa instantânea.

A análise e simulação de compensadores em situações onde haja a necessidade de incluir as componentes de sequência zero, ficam entretanto, relegadas à propostas de futuros trabalhos.

## CAPÍTULO IV

### SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO DE REATIVOS E HARMÔNICOS

#### 4.1 - Introdução

A teoria vista no capítulo anterior mostrou que é possível obter instantaneamente, através das parcelas das equações das potências instantâneas, os valores correspondentes a potência reativa trifásica convencional e a potência devido aos harmônicos em um circuito trifásico. Com base na compensação de uma ou mais parcelas dessas equações foi fundamentada a estratégia de controle dos compensadores de reativos e harmônicos enfocada nesse trabalho.

No presente capítulo, estão apresentadas as simulações de compensadores atuando segundo a estratégia mencionada no parágrafo anterior, e a eficiência desses dispositivos pode ser avaliada através dos resultados que foram obtidos.

#### 4.2 - Princípio Básico da Compensação

O princípio básico para a compensação de harmônicos e reativos em circuitos trifásicos usando desta estratégia, consiste na compensação conveniente das parcelas que compõem as potências real e imaginária instantâneas, fluindo entre a fonte e a carga não linear.

Na figura 4.1 tem-se um esquema básico de compensação. As potências instantâneas real  $p$  e imaginária  $q$  fluem entre a fonte e a carga. Se o compensador produzir qualquer das parcelas que compõem essas grandezas  $p$  e  $q$ , o fluxo

correspondente a essas parcelas de potência deixará de existir no lado da fonte. Portanto, baseando-se nas informações das tensões  $e_a$ ,  $e_b$  e  $e_c$  do sistema e das correntes  $i_{c_a}$ ,  $i_{c_b}$  e  $i_{c_c}$  da carga, o compensador produzirá as parcelas de compensação  $p_{cp}$  e  $q_{cp}$  das potências  $p$  e  $q$ , fornecendo a compensação desejada.

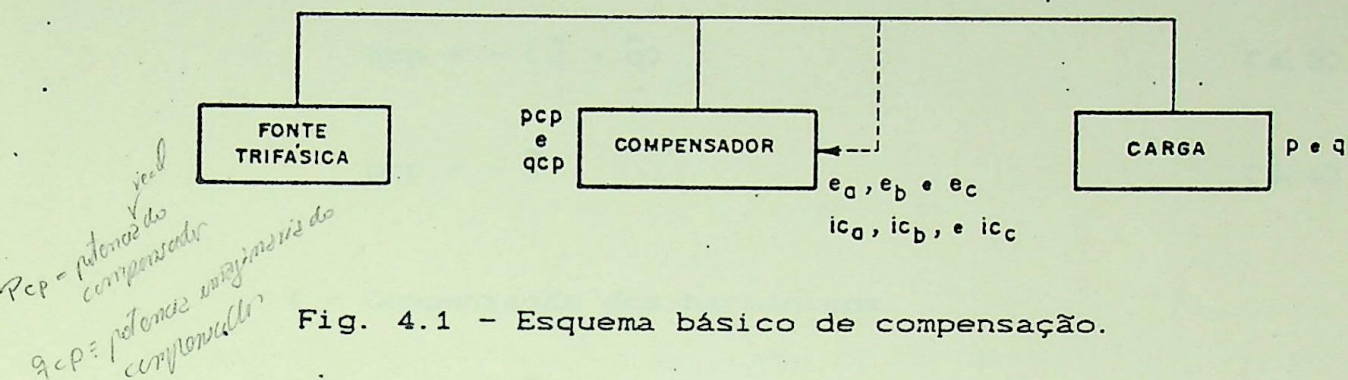


Fig. 4.1 - Esquema básico de compensação.

#### 4.3 - Compensação de Reativo e Harmônicos

Em aplicações de cargas não lineares, como conversores estáticos controlados, as compensações de interesse são as da potência reativa e dos harmônicos. O compensador então, poderá atuar de diferentes formas, ou seja; ora compensando somente a parcela correspondente ao reativo, ora o reativo e parte dos harmônicos, ora compensando todo o conteúdo harmônico e o reativo, e também compensando somente os harmônicos.

Analicamente, as parcela das potências instantâneas a serem produzidas pelo compensador para tais compensações serão:

- 1 - Compensação da potência reativa.

$$q_{cp} = -\bar{q} \quad (4.1)$$

- 2 - Compensação da potência reativa e da parcela respectiva a harmônicos contidos na potência imaginária instantânea.

$$q_{cp} = - (\bar{q} + \tilde{q}) \quad (4.2)$$

3 - Compensação da potência reativa e todo o conteúdo harmônico.

$$q_{cp} = - (\bar{q} + \tilde{q}) \quad (4.3)$$

$$p_{cp} = - \tilde{p} \quad (4.4)$$

4 - Compensação dos harmônicos.

$$q_{cp} = - \tilde{q} \quad (4.5)$$

$$p_{cp} = - \tilde{p} \quad (4.6)$$

É importante salientar, que nas compensações 1 e 2 o compensador não necessitará, a princípio, de componentes armazenadores de energia, pois nenhuma parcela da potência real instantânea será produzida, isto é,  $p_{cp} = 0$ . Para as compensações 3 e 4, haverá entretanto, a necessidade de componente armazenador de energia no compensador, pois nessas situações, a potência  $p_{cp}$  conterà os valores das parcelas pertinentes aos harmônicos contidos na potência real instantânea.

#### 4.4 - Compensador

##### 4.4.1 - Funcionamento

Na figura 4.2, está apresentado o esquema simplificado de um compensador de reativos e harmônicos, atuando em um sistema onde uma fonte trifásica convencional, alimenta uma carga não linear do tipo conversor estático controlado tradicional.

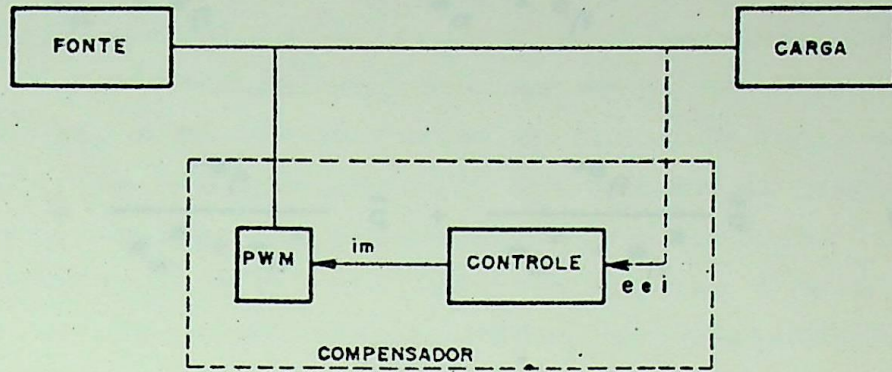


Fig. 4.2 - Esquema simplificado de um compensador de reativos e harmônicos.

O controle, utilizando-se das informações dos valores instantâneos das tensões e correntes da carga, produz os sinais  $i_m$  para a modulação do inversor PWM. Esses sinais de modulação, são determinados utilizando-se da teoria da compensação das potências real e imaginária instantâneas, e correspondem às correntes pertinentes às parcelas das potências a serem compensadas. Portanto, a corrente produzida pelo inversor, juntamente com a tensão do ponto de conexão entre o PWM e o sistema, formarão a potência de compensação desejada.

As expressões para a corrente, contendo todos os termos correspondentes às parcelas das potências instantâneas da carga, dentre as quais podem ser selecionadas para a modulação do inversor PWM, podem ser obtidas pela manipulação das equações apresentadas no capítulo anterior. Portanto substituindo-se os valores das potências real e imaginárias instantâneas  $p$  e  $q$ , respectivamente dadas pelas equações (3.29) e (3.30), nas equações das correntes instantâneas (3.17) e (3.18), obtem-se as equações das correntes instantâneas expressas por termos correspondentes às componentes contínuas e alternadas das potências instantâneas. As equações (4.7) e (4.8), expressam as correntes de modulação para as fases alfa e beta respectivamente.

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha} = & \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \bar{p} + \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \tilde{p} + \\
 & + \frac{-e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \bar{q} + \frac{-e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \tilde{q} \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 i_{\beta} = & \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \bar{p} + \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \tilde{p} + \\
 & + \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \bar{q} + \frac{e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \tilde{q} \quad (4.8)
 \end{aligned}$$

Antes porém dos sinais de modulação das correntes serem enviados ao inversor, os mesmos são convertidos para as coordenadas a, b e c utilizando-se a equação (4.9).

$$\begin{bmatrix} i_{m_a} \\ i_{m_b} \\ i_{m_c} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

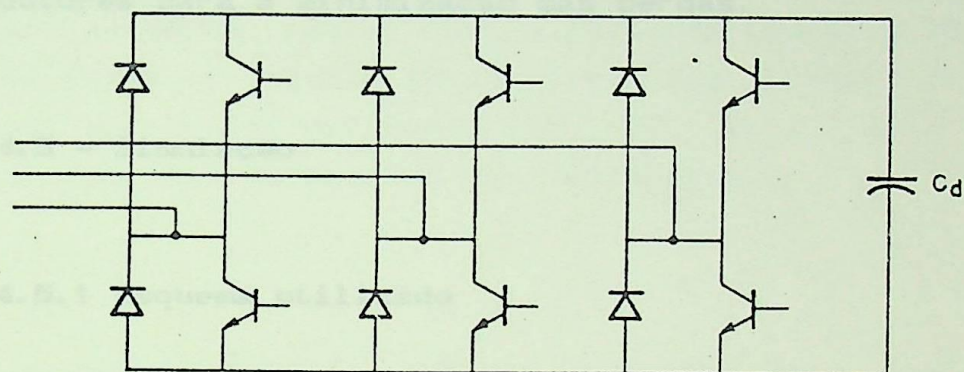
#### 4.4.2 -Implementação do compensador

Não é intenção do presente trabalho a abordagem dos aspectos do inversor PWM em si, entretanto nesse ponto será mostrada a tecnologia que vem sendo empregada para a sua implementação experimental.

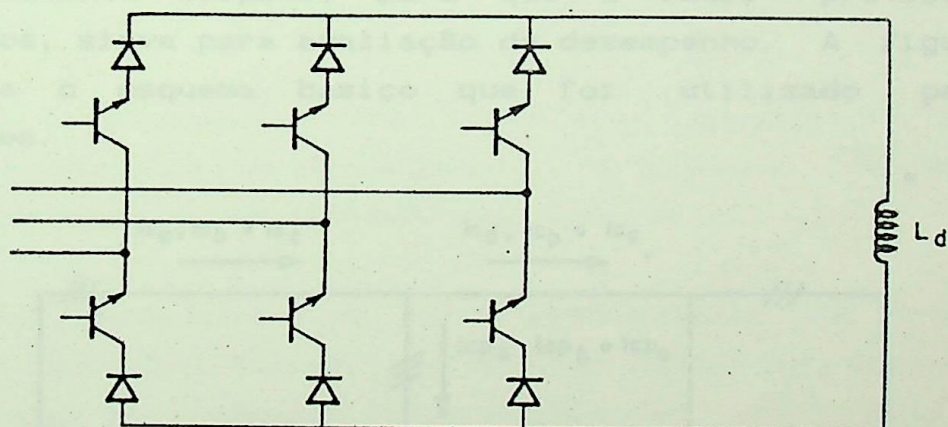
Vários circuitos têm sido propostos para implementar compensadores. Entretanto, com a recente evolução dos dispositivos de chaveamento, tais como: GTO's, IGBT's e SI's, no que diz respeito a velocidade de chaveamento e potência que

podem conduzir, os compensadores tem sido implementados através de inversores PWM que utilizam esses componentes.

Na documentação mais recente, os inversores PWM que funcionam em protótipos de compensadores de reativos e harmônicos, têm sido implementados na forma de fonte de tensão conforme [6],[7]e [8], por exemplo. Entretanto há trabalhos em que esses equipamentos são implementados na forma de fonte de corrente conforme a referência [5]. Nas figuras 4.3a e b, estão ilustrados os esquemas simplificados da implementação de inversores PWM nas formas de fonte de tensão e fonte de corrente respectivamente.



a)



b)

Fig. 4.3 - a) Inversor PWM como fonte de tensão.

b) Inversor PWM como fonte de corrente.

Nos inversores implementados como fonte de tensão é utilizado um capacitor no lado de "corrente contínua", enquanto que no inversor como fonte de corrente é utilizado um reator. Com respeito a utilização de uma ou outra configuração, é comentado em [5], que o tipo fonte de tensão é melhor no que diz respeito a perdas e eliminação dos harmônicos produzidos pelo próprio PWM, enquanto que o tipo fonte de corrente é melhor quanto aos aspectos de confiabilidade e proteção, embora apresente nessa última configuração, perdas mais elevadas. Muito embora a utilização da configuração do tipo fonte de tensão esteja sendo mais utilizada de acordo com a documentação mais divulgada, o tipo fonte de corrente apresenta-se mais promissor para o futuro. Isto decorre de suas vantagens, e na possibilidade da minimização do harmônico produzido pelo PWM com a utilização de filtros e na perspectiva da utilização de supercondutores para a minimização das perdas.

#### 4.5 - Simulação

##### 4.5.1 Esquema utilizado

Para demonstrar a atuação do compensador, foram elaboradas algumas simulações, utilizando-se um sistema suficientemente simples, para que a fácil previsão dos resultados, sirva para avaliação de desempenho. A figura 4.4 apresenta o esquema básico que foi utilizado para as simulações.

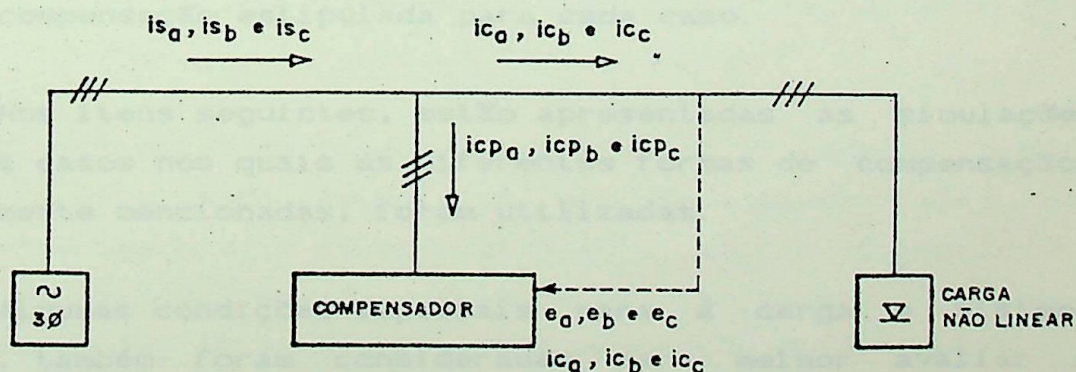


Fig. 4.4 - Esquema simplificado do sistema simulado

As grandezas envolvidas são:

$i_{s_a}$ , $i_{s_b}$ e $i_{s_c}$ :	correntes do sistema supridor.
$i_{c_a}$ , $i_{c_b}$ e $i_{c_c}$ :	correntes da carga.
$i_{cp_a}$ , $i_{cp_b}$ e $i_{cp_c}$ :	correntes do compensador.
$e_a$ , $e_b$ e $e_c$ :	tensões do sistema.

Algumas considerações a respeito do sistema utilizado para as simulações são apresentadas a seguir :

#### Carga

A carga considerada para as simulações é a de um conversor estático controlado de seis pulsos operando em regime permanente e alimentando uma carga constante através de um reator de alisamento ideal. Não são incluídos os ângulos de comutação nas formas de onda das correntes do conversor, ou seja não estão considerados os efeitos das reatâncias.

#### Fonte

O sistema supridor será considerado como uma barra infinita e representado somente pelas suas tensões.

#### Compensador

O compensador será simulado segundo a teoria apresentada anteriormente, e atuará conforme a compensação estipulada para cada caso.

Nos itens seguintes, estão apresentadas as simulações de alguns casos nos quais as diferentes formas de compensação, anteriormente mencionadas, foram utilizadas.

Algumas condições especiais para a carga e sistema supridor, também foram consideradas para melhor avaliar o desempenho do compensador, nas situações simuladas nos casos 5<sup>o</sup>, 6<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup>.

#### 4.5.2 - 1º Caso

Para a simulação do primeiro caso, será utilizado o sistema mencionado no item anterior e serão consideradas as seguintes condições:

- O conversor estático estará operando com ângulo de disparo de  $30^\circ$  e fornecendo uma corrente de 10 ampères para a sua carga.
- O sistema supridor fornece tensões trifásicas equilibradas e isenta de conteúdo harmônico. Será utilizado o valor de 100 volts para a amplitude máxima dos valores fase-neutro.
- O compensador estará atuando de modo a compensar a potência  $q$  da carga, ou seja, compensará a parcela  $\bar{q}$  respectiva ao reativo devido as componentes fundamentais das tensões e correntes, e a parcela  $\tilde{q}$  respectiva a parte dos harmônicos contidos na potência imaginária instantânea.

Para essa compensação, é necessário que o compensador produza somente as parcelas da potência imaginária instantânea  $q$ , e para isso, é importante ressaltar que não há a necessidade de componentes para armazenamento de energia no inversor PWM.

A implementação dessa estratégia de controle pode ser realizada como mostrado na figura 4.5, a qual foi utilizada na implementação de um protótipo de um compensador e apresentada na referência [6].

Os valores instantâneos das correntes e tensões estão presentes na entrada do controle e são manipulados para se transformarem nos sinais de modulação  $im_a$ ,  $im_b$  e  $im_c$ . Esses sinais serão utilizados para modulação do inversores PWM, que por sua vez produzirá a potência de compensação  $q$ . A atuação do controle, consiste inicialmente na conversão dos valores instantâneos das tensões e correntes para as coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , produzindo então os sinais  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$ ,  $e_\alpha$  e  $e_\beta$ . A partir desses

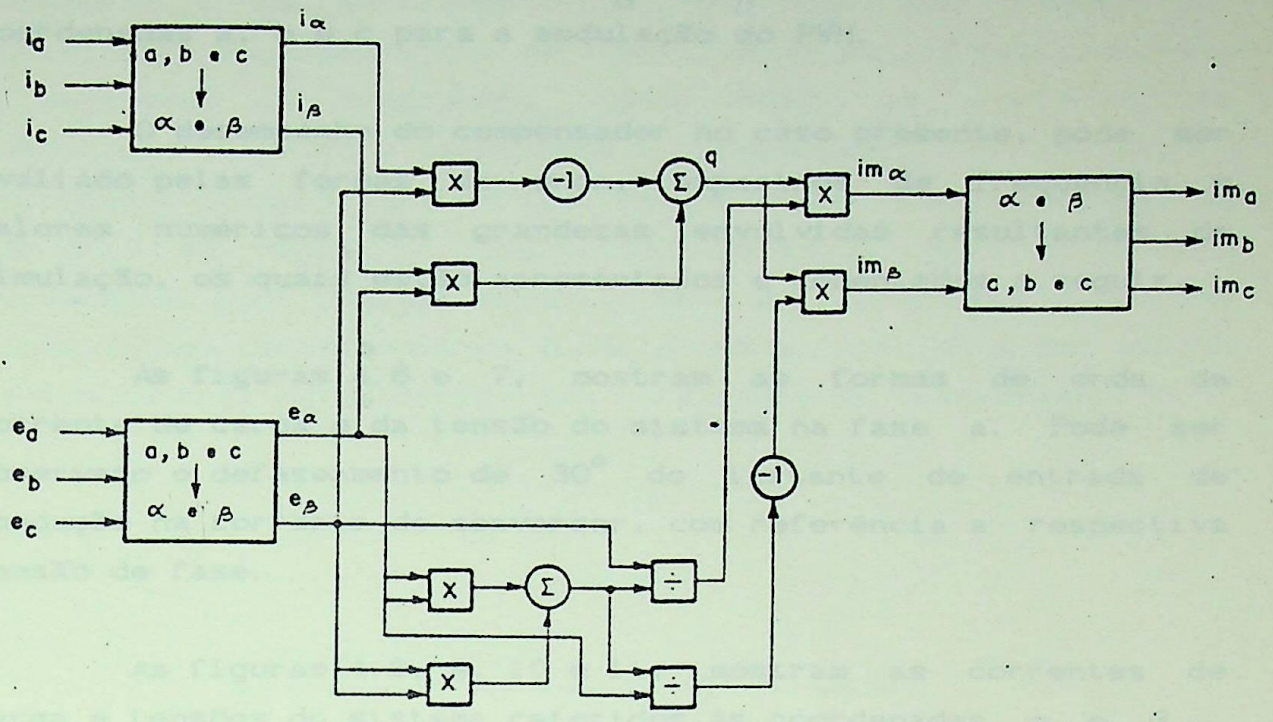


Fig. 4.5 - Diagrama do circuito de controle do compensador.

sinais, e conforme a teoria mostrada no capítulo anterior, a potência q é determinada segundo a equação (4.10).

$$q = e_{\alpha} i_{\beta} - e_{\beta} i_{\alpha} \tag{4.10}$$

As correntes de modulação respectivas a essa potência q, são produzidas pelo controle, com a utilização dos termos pertinentes às parcelas dessa potência contidas nas equações (4.7) e (4.8). As equações (4.11) e (4.12), expressam os valores dessas correntes de modulação referidos às coordenadas alfa e beta.

$$i_{m\alpha} = \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \tag{4.11}$$

$$i_{m\beta} = \frac{-e_{\alpha}}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} q \tag{4.12}$$

Finalmente, os sinais  $im_\alpha$  e  $im_\beta$  são convertidos para as coordenadas a, b e c para a modulação do PWM.

O desempenho do compensador no caso presente, pode ser avaliado pelas formas de onda, espectros de frequência e valores numéricos das grandezas envolvidas resultantes da simulação, os quais estão apresentados e comentados a seguir.

As figuras 4.6 e 7, mostram as formas de onda da corrente de carga e da tensão do sistema na fase a. Pode ser observado o defaseamento de  $30^\circ$  do instante de entrada de condução na corrente do conversor, com referência a respectiva tensão de fase.

As figuras 4.8, 9, 10 e 11, mostram as correntes de carga e tensões do sistema referidos às coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ . Conforme foi mencionado no capítulo anterior, as ondas de corrente e tensão na fase  $\alpha$  estão deslocadas de  $90^\circ$  das correntes e tensões da fase  $\beta$  respectivamente.

A corrente na fase a, produzida pelo compensador, está apresentada na figura 4.12, e a corrente resultante na mesma fase do sistema supridor está apresentada na figura 4.13. Pode-se observar que a corrente fornecida pela fonte apresenta um conteúdo harmônico reduzido em relação a da carga e está em fase com a tensão, observando-se os respectivos instantes onde  $wt = 0$ .

As figuras 4.14, 15 e 16, mostram os espectros de frequência das correntes na carga, no compensador e resultante no sistema supridor respectivamente. A amplitude porcentual das componentes harmônicas das correntes da carga e do sistema foram calculadas em relação as suas correspondentes componentes fundamentais. As componentes harmônicas e fundamental da corrente do compensador foram calculadas em valores porcentuais relativos à componente fundamental de mesma fase da corrente de carga.

Pode-se facilmente observar através dessas figuras, que o desempenho do compensador na eliminação de harmônicos não é

plenamente satisfatório, permanecendo ainda um conteúdo harmônico, o qual em algumas situações, pode ser indesejável. Outro ponto importante que deve ser ressaltado, é com respeito a amplitude da componente fundamental da corrente no compensador, a qual é pertinente a compensação do reativo e representa parcela considerável da correspondente componente da corrente de carga. A amplitude elevada da componente fundamental pode limitar as aplicações do compensador a cargas pequenas, em decorrência da ainda pequena capacidade dos atuais semicondutores de potência, que constituem os inversores PWM.

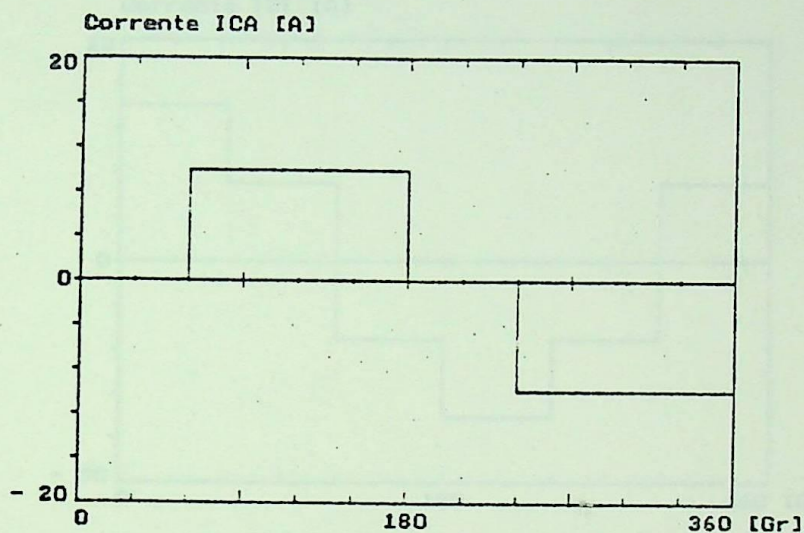


Fig. 4.6 - Corrente da carga

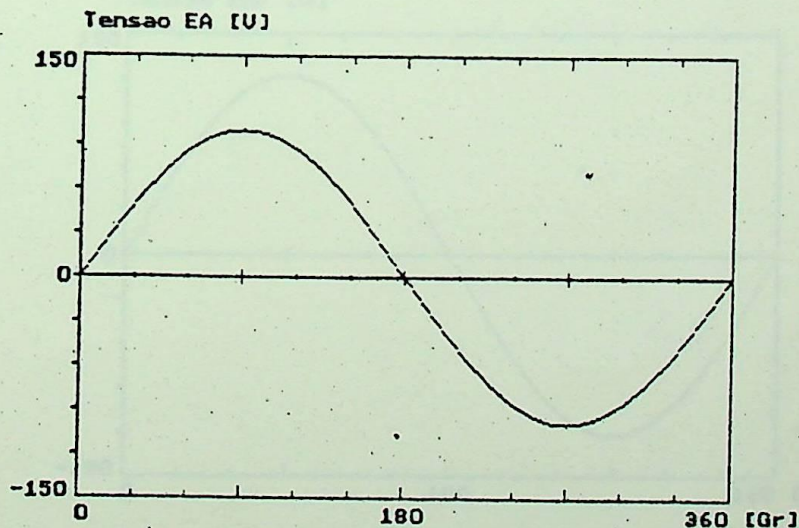


Fig. 4.7 - Tensão do sistema supridor

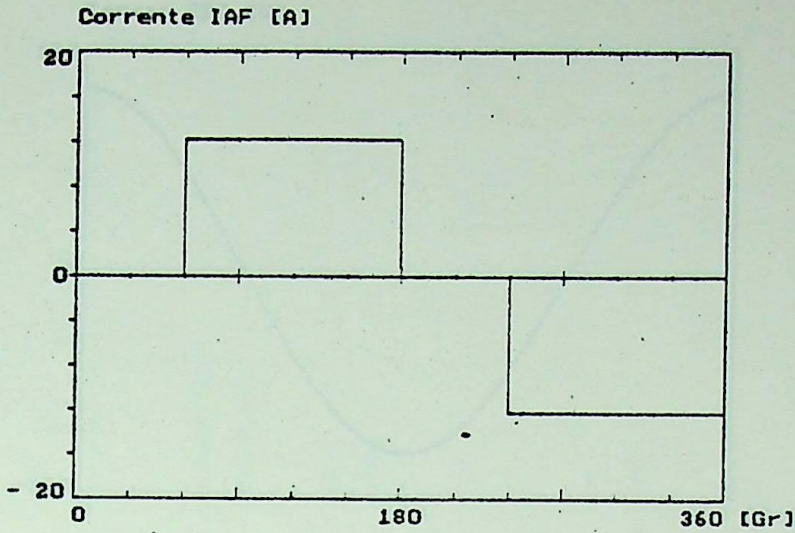


Fig. 4.8 - Corrente da carga (fase alfa)

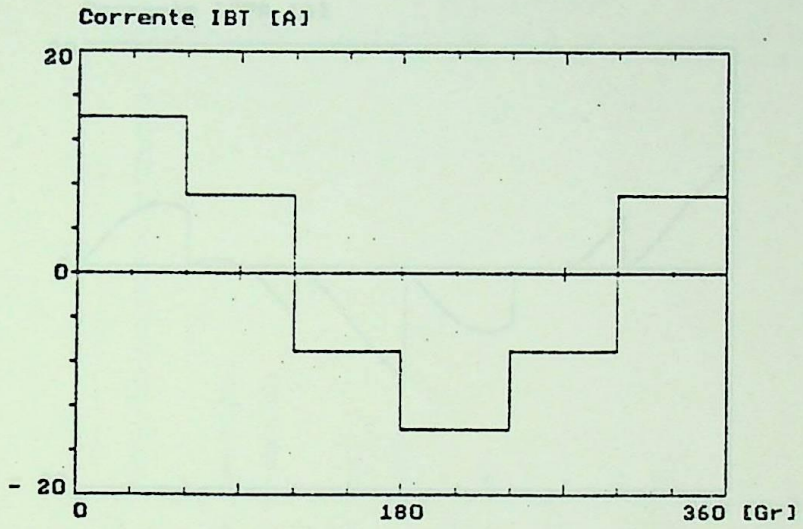


Fig. 4.9 - Corrente da carga (fase beta)

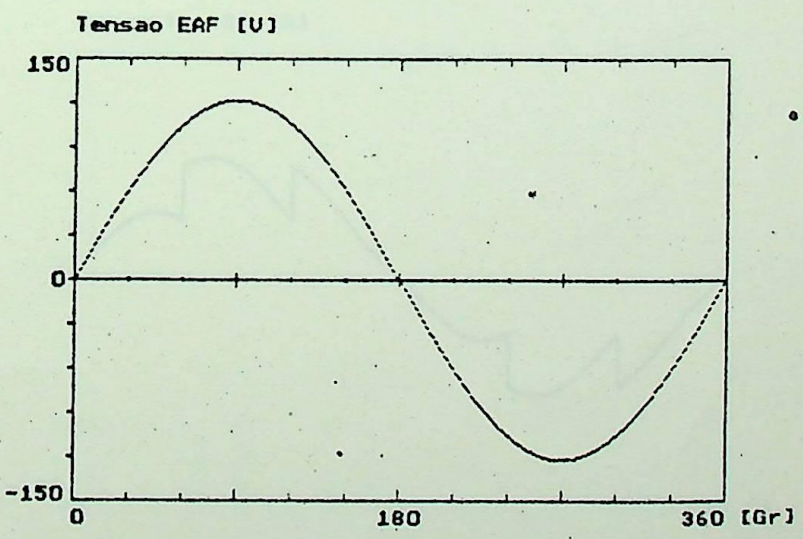


Fig. 4.10 - Tensão do sistema (fase alfa)

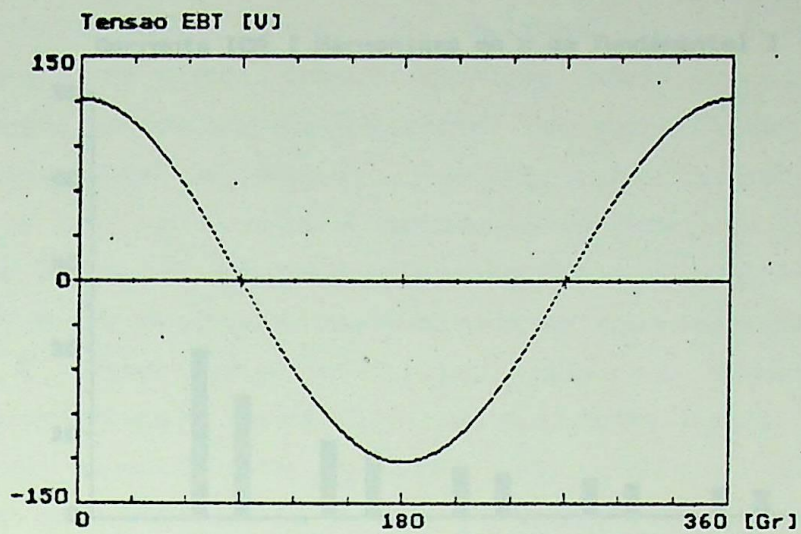


Fig. 4.11 - Tensão do sistema (fase beta)

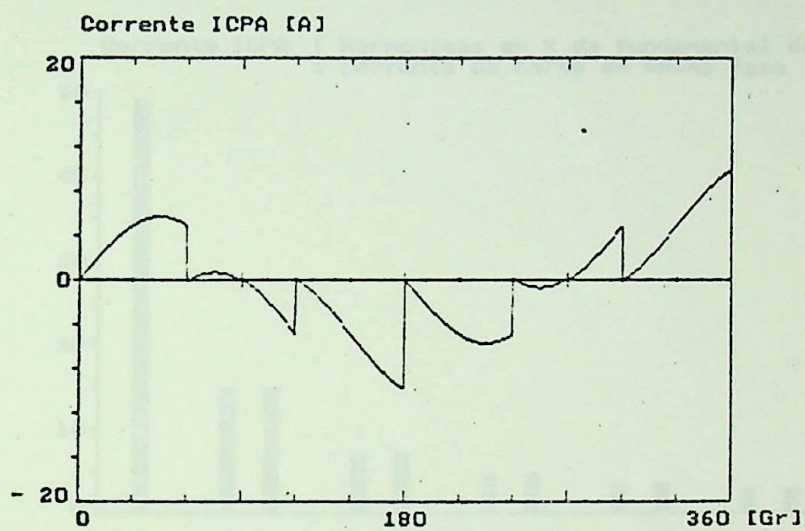


Fig. 4.12 - Corrente do compensador

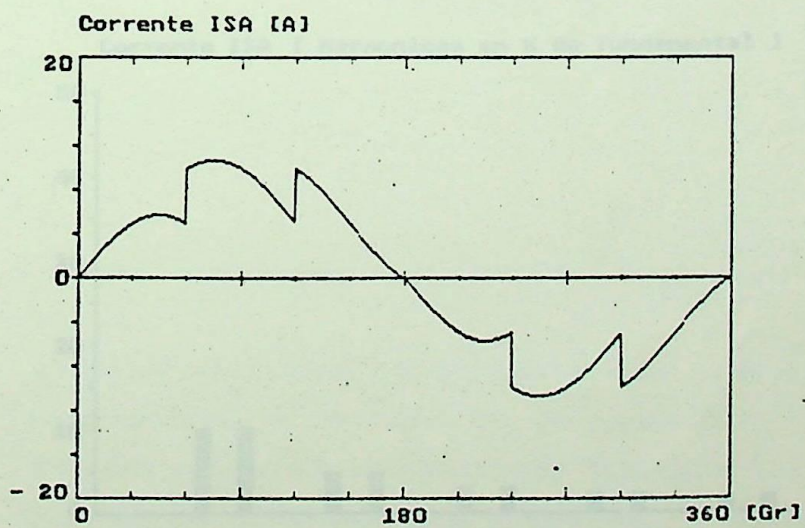


Fig. 4.13 - Corrente do sistema

Corrente ICA [ Harmonicas em % da fundamental ]

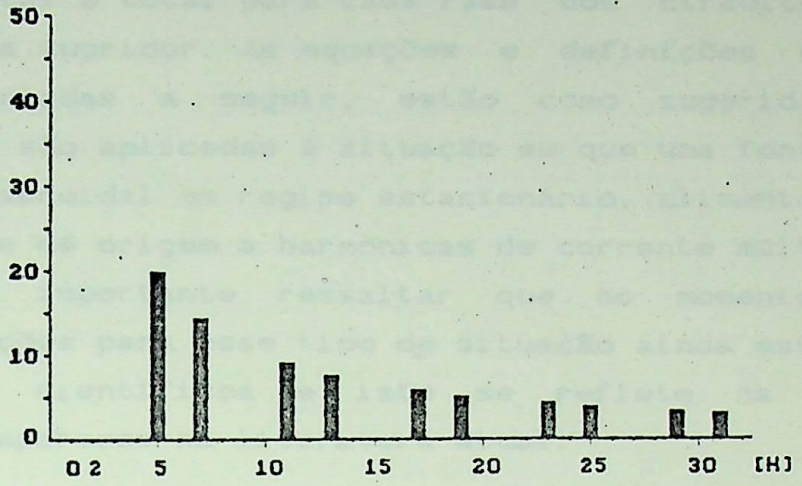


Fig. 4.14 - Esp. de freq. - Corrente da carga

Corrente ICPA [ Harmonicas em % da fundamental da ]  
[ corrente da carga da mesma fase ]

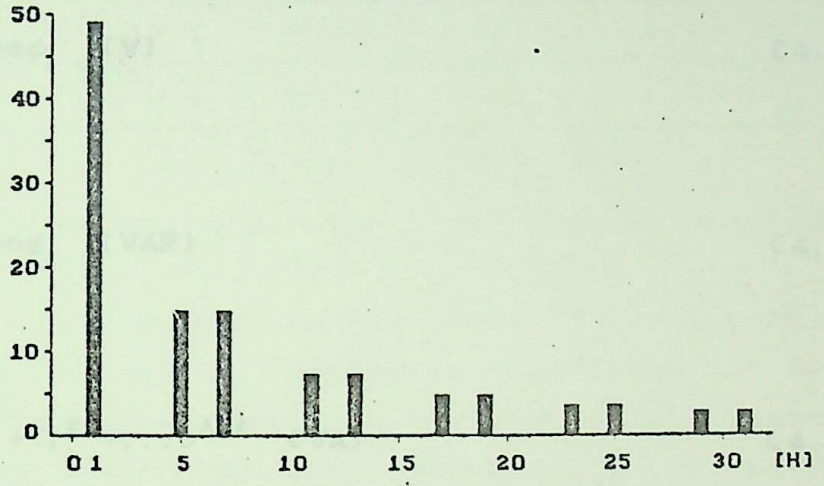


Fig. 4.15 - Esp. de freq. - Corrente do compensador

Corrente ISA [ Harmonicas em % da fundamental ]

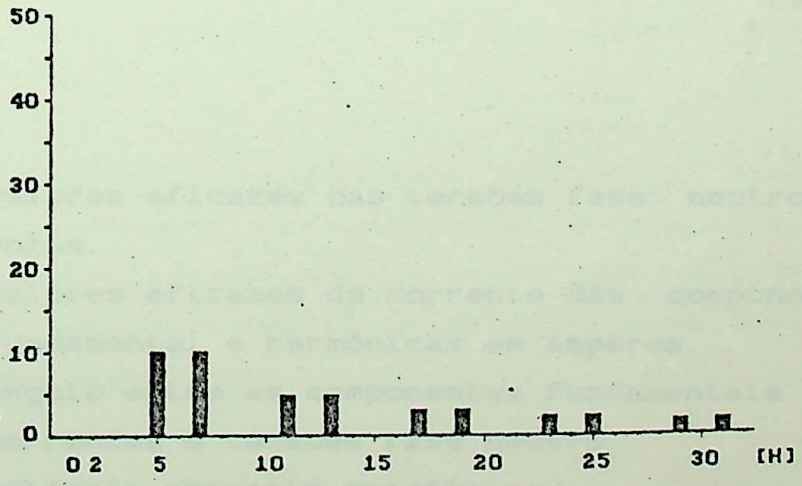


Fig. 4.16 - Esp. de freq. - Corrente do sistema

A tabela 4.1, apresenta os valores das potências ativa, reativa e harmônica, assim como os valores dos fatores de potência fundamental e total para cada fase dos circuitos da carga e do sistema supridor. As equações e definições dessas grandezas, apresentadas a seguir, estão como sugeridas na referência [9], e são aplicadas à situação em que uma fonte de tensão puramente senoidal em regime estacionário, alimenta uma carga não linear e dá origem a harmônicas de corrente múltiplas da fundamental. É importante ressaltar que no momento, as definições e equações para esse tipo de situação ainda estão em debate nos meios científicos e isto se reflete na forma polêmica com que aparecem na literatura atual.

$$S = E (I_1^2 + I_2^2 + \dots)^{1/2} \quad [\text{VA}] \quad (4.13)$$

$$P = E I_1 \cos \phi_1 \quad [\text{W}] \quad (4.14)$$

$$Q \cong E I_1 \sin \phi_1 \quad [\text{VAR}] \quad (4.15)$$

$$H \cong E (I_2^2 + I_3^2 + \dots)^{1/2} \quad [\text{VA}] \quad (4.16)$$

$$\text{FP}_1 = \cos \phi_1 \quad (4.17)$$

$$\text{FP}_T = P/S \quad (4.18)$$

onde;

- E            valores eficazes das tensões fase neutro em volts.
- $I_1, I_2, \dots$  valores eficazes de corrente das componentes fundamental e harmônicas em ampères.
- $\phi_1$             ângulo entre as componentes fundamentais das correntes e tensões fase neutro.
- S            potência aparente monofásica.
- P            potência ativa monofásica.

Q	potência reativa monofásica.
H	potência harmônica monofásica.
FP <sub>1</sub>	fator de potência fundamental.
FP <sub>T</sub>	fator de potência total.

POTÊNCIAS MONOFÁSICAS E FATORES DE POTÊNCIA NA CARGA						
	P	Q	H	S	FP <sub>1</sub>	FP <sub>T</sub>
A	479.8	271.5	161.7	574.5	0.87	0.84
B	479.8	271.5	161.7	574.5	0.87	0.84
C	479.8	271.5	161.7	574.5	0.87	0.84
POTÊNCIAS MONOFÁSICAS E FATORES DE POTÊNCIA NO SISTEMA						
	P	Q	H	S	FP <sub>1</sub>	FP <sub>T</sub>
A	479.8	0.0	81.3	486.7	1.00	0.99
B	479.8	0.0	81.3	486.7	1.00	0.99
C	479.8	0.0	81.3	486.7	1.00	0.99

Tab. 4.1 - Potências e fatores de potência monofásicos.

Dos resultados obtidos para o presente caso, percebe-se através da tabela 4.1, que as potências reativas monofásicas foram integralmente compensadas, e que as potências harmônicas monofásicas foram reduzidas consideravelmente. O fator de potência fundamental, portanto foi unitário, e o fator de potência total foi melhorado significativamente.

A tabela 4.2, mostra o resultado dessas grandezas computando-se as três fases.

Embora a atuação do compensador não seja plenamente eficiente para a compensação dos harmônicos, o fato de não ser utilizado componentes armazenadores de energia no compensador, e da facilidade de implementação do controle, tornam essa forma de compensação interessante.

POTÊNCIAS TRIFÁSICAS E FATORES DE POTÊNCIA NA CARGA					
P	Q	H	S	FP <sub>1</sub>	FP <sub>T</sub>
1439.5	814.4	485.1	1723.6	0.87	0.84
POTÊNCIAS TRIFÁSICAS E FATORES DE POTÊNCIA NO SISTEMA					
P	Q	H	S	FP <sub>1</sub>	FP <sub>T</sub>
1439.5	0.0	244.0	1460.0	1.00	0.99

Tab. 4.2 - Potências trifásicas e fatores de potência médios das três fases.

#### 4.5.3 - 2º Caso

Todas as condições do sistema pertinentes ao primeiro caso são mantidas, apenas nessa situação, o compensador atuará no sentido de eliminar também a parcela correspondentes a harmônicos contida na potência instantânea  $p$  da carga. O compensador portanto, atuará no sentido de produzir as potências  $\tilde{p}$  e  $q$ . É importante ressaltar que, devido a produção de  $\tilde{p}$ , o compensador deve conter componente de armazenamento de energia. A obtenção da parcela  $\tilde{p}$ , contida na potência real instantânea, é facilmente conseguida por filtragem do sinal de  $p$  no controle.

Nas páginas seguintes são apresentadas as figuras e tabelas resultantes das simulações. Esses resultados são comentados nos parágrafos a seguir :

Nas figuras 4.17 e 18 estão mostradas as formas de onda da corrente de carga e tensão na fase a.

A corrente do compensador e a corrente resultante no sistema na fase a, estão apresentadas nas figuras 4.19 e 20. Observa-se que a corrente do sistema supridor está em fase com a tensão e não possui componentes harmônicas. Acrescenta-se que o equilíbrio entre as fases é mantido.

Os espectros de frequência da corrente de carga, da corrente no compensador e da corrente resultante no sistema supridor, podem ser vistos nas figuras 4.21, 22 e 23 respectivamente. Pode-se confirmar, observando-se essas figuras, a eficiência da atuação do compensador na eliminação de harmônicos. Como no caso anterior, a componente fundamental da corrente do compensador mostrada no espectro de frequências da figura 4.22, representa parcela considerável da correspondente componente da corrente de carga. E como já foi mencionado anteriormente, isto pode limitar a aplicação dos compensadores ativos.

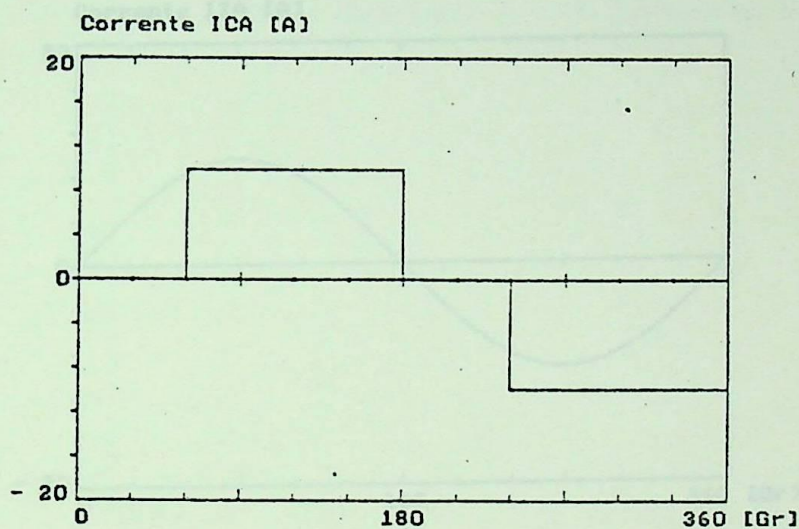


Fig. 4.17 - Corrente da carga

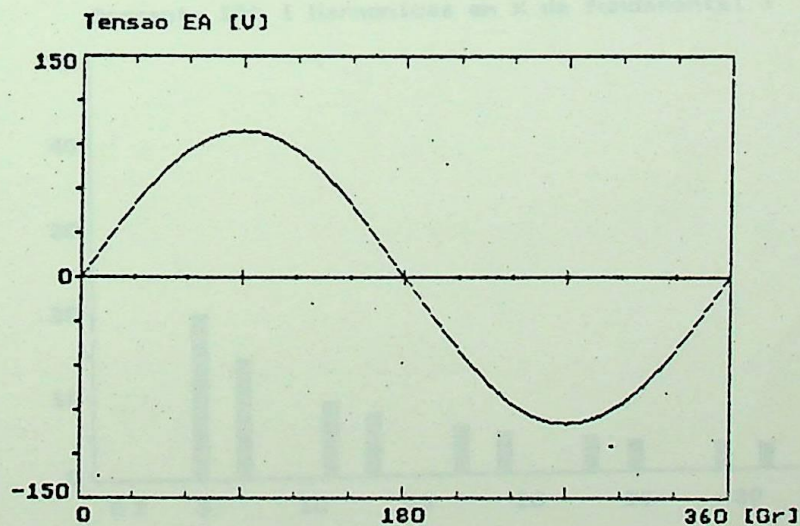


Fig. 4.18 - Tensão do sistema

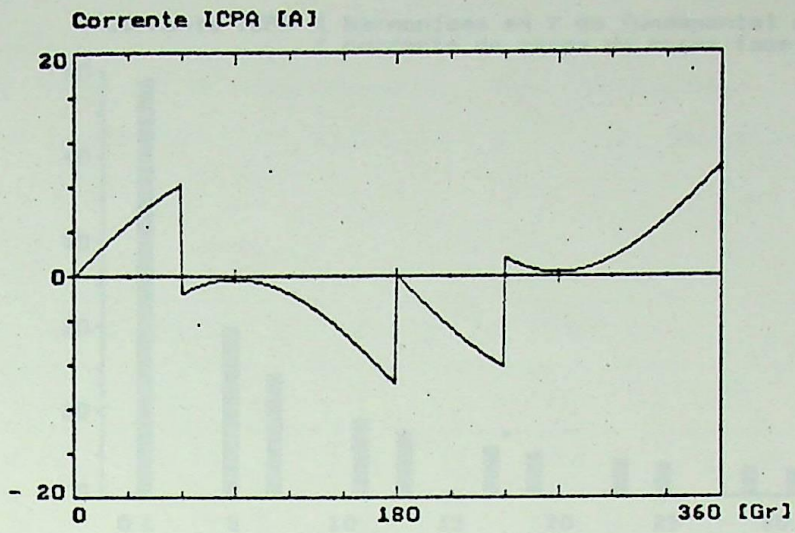


Fig. 4.19 - Corrente do compensador

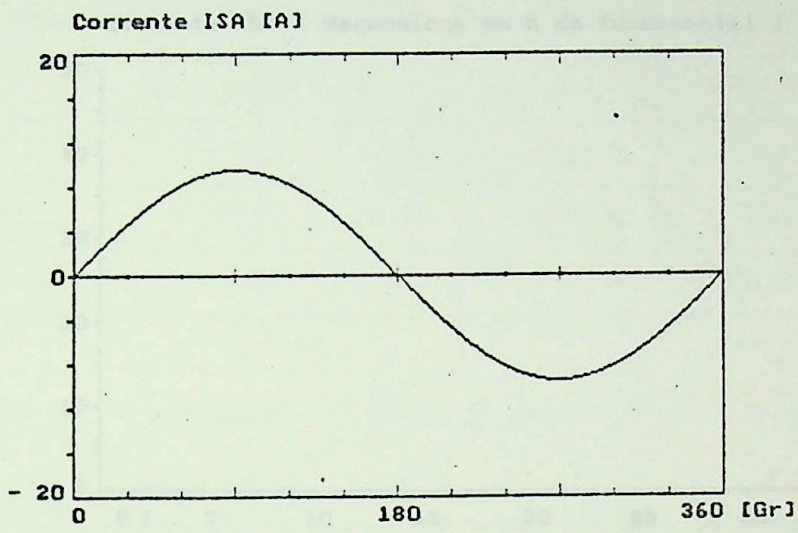


Fig. 4.20 - Corrente do sistema

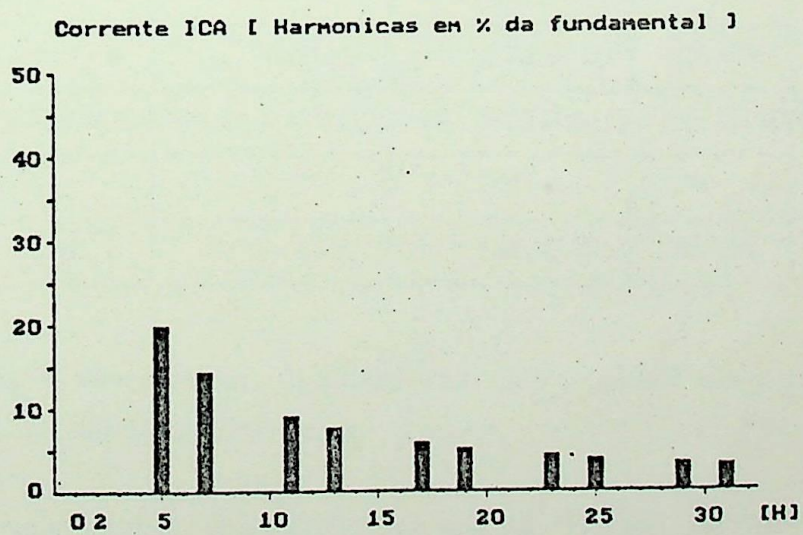


Fig. 4.21 - Esp. de freq. - Corrente da carga

Corrente ICPA [ Harmônicas em % da fundamental da ]  
[ corrente da carga da mesma fase ]

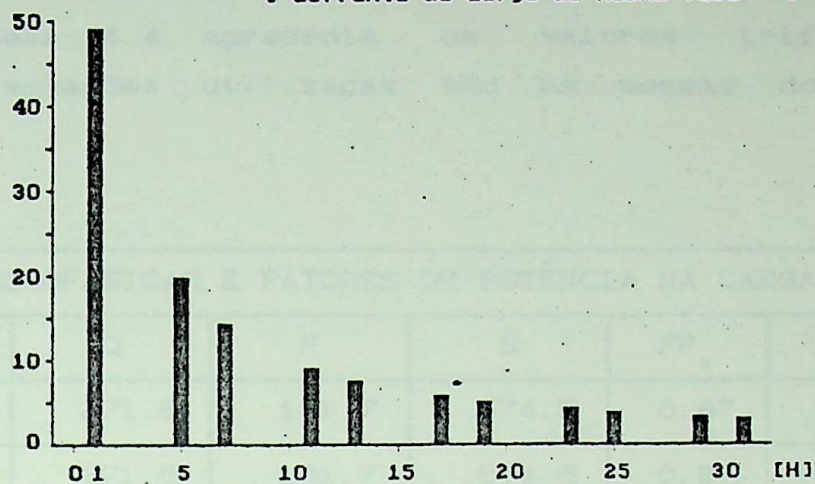


Fig. 4.22 - Esp. de freq. - Corrente do compensador

Corrente ISA [ Harmônicas em % da fundamental ]

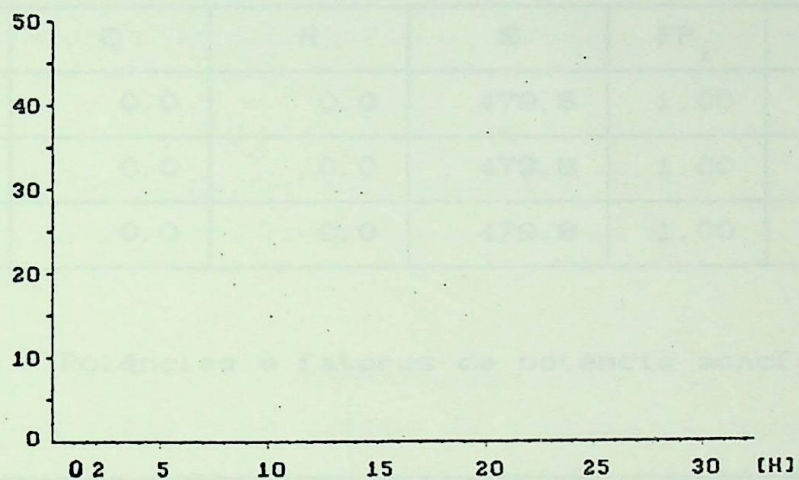


Fig. 4.23 - Esp. de freq. - Corrente do sistema

A tabela 4.3 contém os valores das potências monofásicas e os fatores de potência resultantes para cada fase, e a tabela 4.4 apresenta os valores trifásicos resultantes. As equações utilizadas são as mesmas do caso anterior.

POTÊNCIAS MONOFÁSICAS E FATORES DE POTÊNCIA NA CARGA						
	P	Q	H	S	FP <sub>1</sub>	FP <sub>T</sub>
A	479.8	271.5	161.7	574.5	0.87	0.84
B	479.8	271.5	161.7	574.5	0.87	0.84
C	479.8	271.5	161.7	574.5	0.87	0.84
POTÊNCIAS MONOFÁSICAS E FATORES DE POTÊNCIA NO SISTEMA						
	P	Q	H	S	FP <sub>1</sub>	FP <sub>T</sub>
A	479.8	0.0	0.0	479.8	1.00	1.00
B	479.8	0.0	0.0	479.8	1.00	1.00
C	479.8	0.0	0.0	479.8	1.00	1.00

Tab. 4.3 - Potências e fatores de potência monofásicos.

POTÊNCIAS TRIFÁSICAS E FATORES DE POTÊNCIA NA CARGA						
P	Q	H	S	FP <sub>1</sub>	FP <sub>T</sub>	
1439.5	814.4	485.1	1723.6	0.87	0.84	
POTÊNCIAS TRIFÁSICAS E FATORES DE POTÊNCIA NO SISTEMA						
P	Q	H	S	FP <sub>1</sub>	FP <sub>T</sub>	
1439.5	0.0	0.0	1439.5	1.00	1.00	

Tab. 4.4 - Potências trifásicas e fatores de potência médios das três fases.

Observa-se que toda a potência reativa e toda a potência harmônica foram integralmente compensadas, tornando os fatores de potência fundamental e total unitários.

Em conclusão, mostrou-se que a produção da parcela  $\tilde{p}$  da potência real instantânea e da potência  $q$  pelo compensador, elimina as componentes harmônicas das correntes da fonte supridora, e ainda corrige os fatores de potência fundamental e total.

#### 4.5.4 - 3º Caso

As condições referentes as simulações anteriores são mantidas. Contudo, nesse caso, será simulada a situação na qual somente as parcelas referentes a harmônicos, das potências instantâneas  $p$  e  $q$  da carga sejam produzidas pelo compensador. Nessa situação, o compensador funciona mais propriamente como filtro ativo, não havendo a compensação do reativo. Ressalta-se novamente, que a produção da parcela da potência  $p$ , acarreta a necessidade da presença de componente armazenador de energia no compensador.

Nos parágrafos seguintes comenta-se os resultados obtidos nessa simulação, com referência às figuras apresentadas na próximas páginas.

Nas figuras 4.24 e 25, são apresentadas as formas de onda da corrente da carga e da tensão do sistema na fase a. As formas de onda da corrente no compensador e no sistema supridor, também na fase a, podem ser vistas nas figuras 4.26 e 27. Observa-se que a corrente no sistema supridor está deslocada de  $30^\circ$  em relação a tensão da mesma fase, demonstrando não ter havido compensação do reativo da carga.

O conteúdo harmônico das correntes da carga, do compensador e do sistema supridor estão ilustrados nas figuras 4.28, 29 e 30, de onde percebe-se que a compensação dos harmônicos foi plenamente satisfatória.

Ao contrário do acontecido nos casos anteriores, a componente fundamental da corrente do compensador, que é mostrada na figura 4.29, e relativa a mesma componente da corrente da carga, resultou nula. Isso é decorrente da não compensação de reativos, fazendo com que a aplicação do

compensador para eliminação somente de harmônicos, seja possível para cargas de maior potência em relação a situação onde há compensação daquela grandeza.

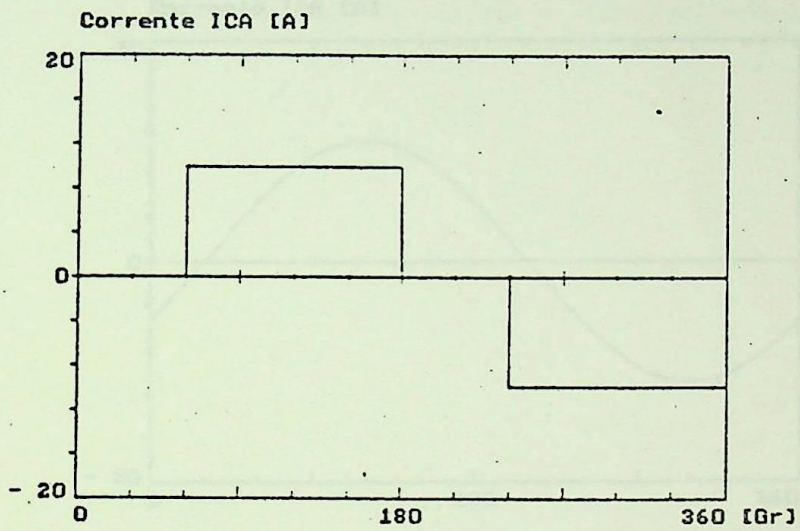


Fig. 4.24 - Corrente da carga

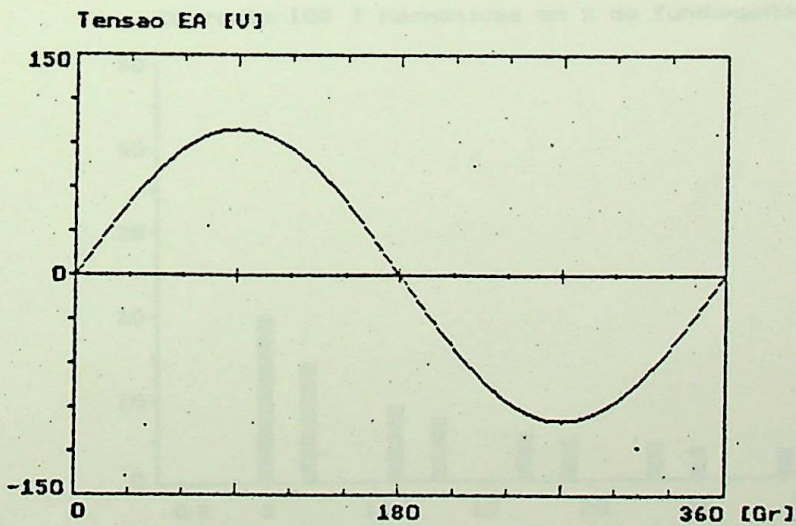


Fig. 4.25 - Tensão do sistema

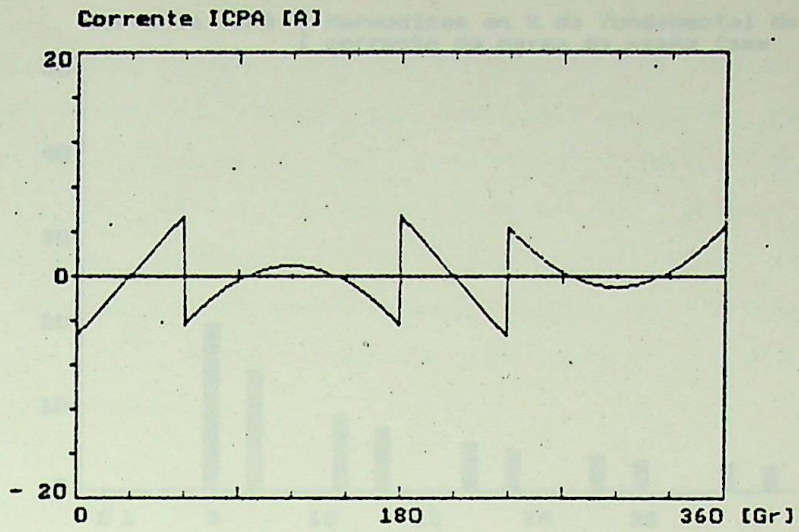


Fig. 4.26 - Corrente do compensador

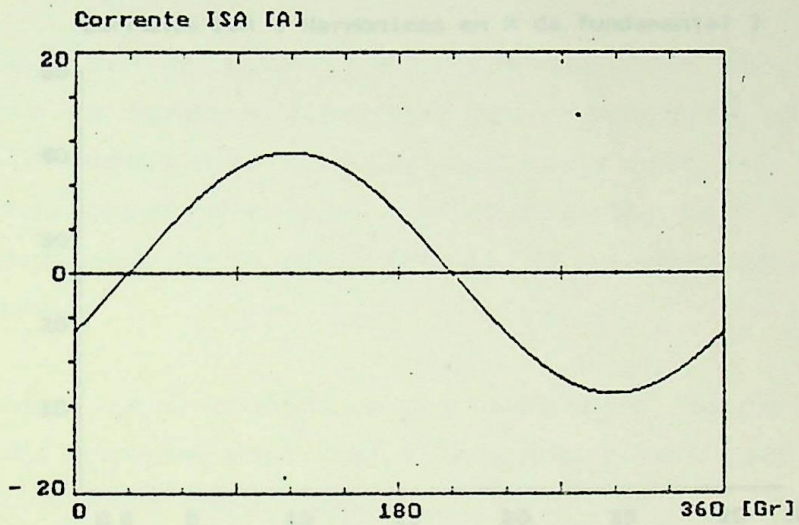


Fig. 4.27 - Corrente do sistema

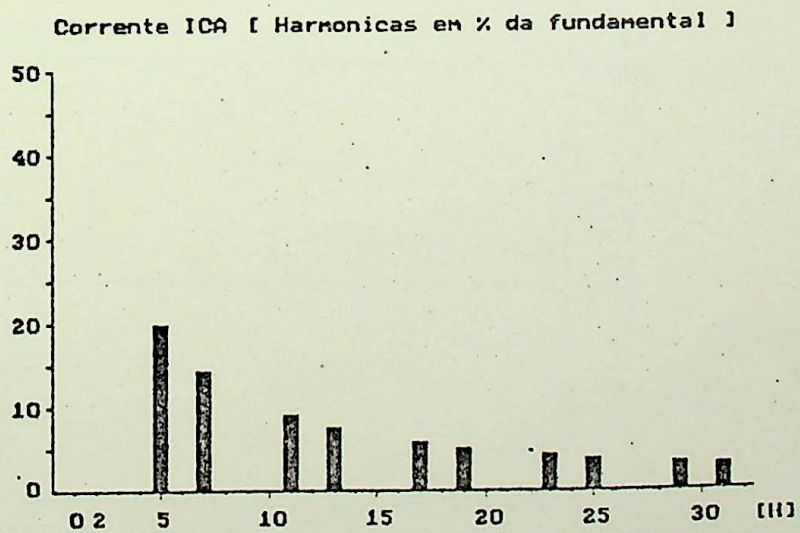


Fig. 4.28 - Esp. de freq. - Corrente da carga.

Corrente ICPA [ Harmônicas em % da fundamental da ]  
 [ corrente da carga da mesma fase ]

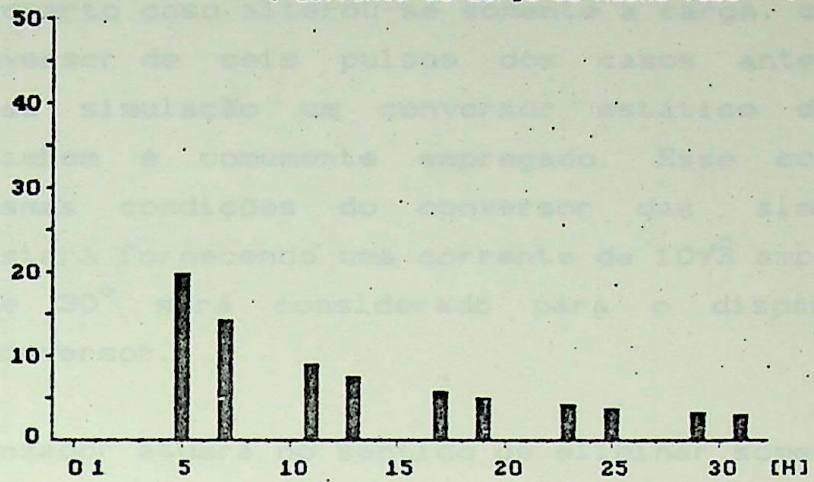


Fig. 4.29 - Esp. de freq. - Corrente do compensador

Corrente ISA [ Harmônicas em % da fundamental ]

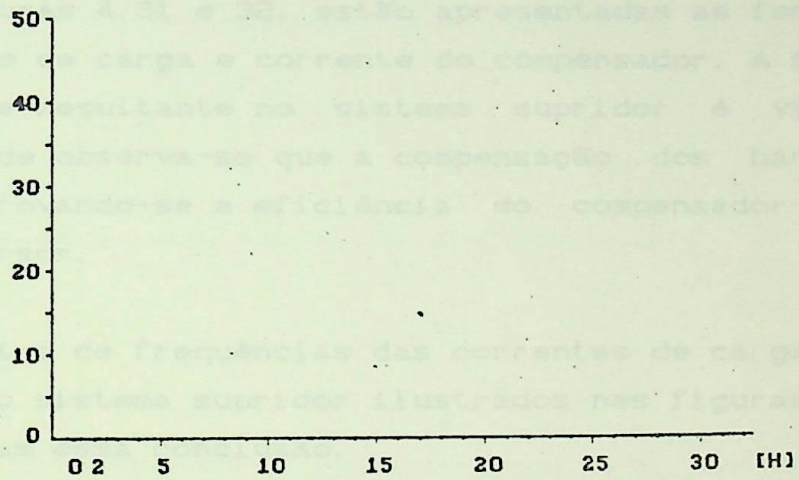


Fig. 4.30 - Esp. de freq. - Corrente do sistema

4.5.5 - 4º Caso

Para o quarto caso alterou-se somente a carga, ou seja, em lugar do conversor de seis pulsos dos casos anteriores, utilizou-se nessa simulação um conversor estático de doze pulsos o qual também é comumente empregado. Esse conversor atuará nas mesmas condições do conversor das simulações anteriores, e estará fornecendo uma corrente de  $10\sqrt{3}$  ampères. O mesmo ângulo de  $30^\circ$  será considerado para o disparo dos tiristores do conversor.

O compensador atuará no sentido de eliminar somente os harmônicos, ou seja, compensará apenas as parcelas referentes a harmônicos das potências instantâneas.

Nas figuras 4.31 e 32, estão apresentadas as formas de onda da corrente de carga e corrente do compensador. A forma de onda da corrente resultante no sistema supridor é vista na figura 4.33, onde observa-se que a compensação dos harmônicos foi total, comprovando-se a eficiência do compensador também para esse conversor.

O espectro de frequências das correntes de carga , do compensador e do sistema supridor ilustrados nas figuras 4.34, 35 e 36, reforçam essa conclusão.

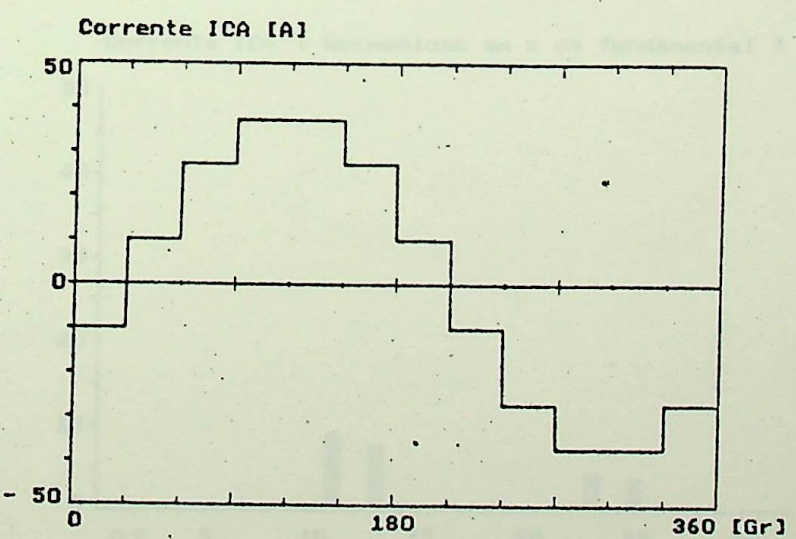


Fig. 4.31 - Corrente da carga

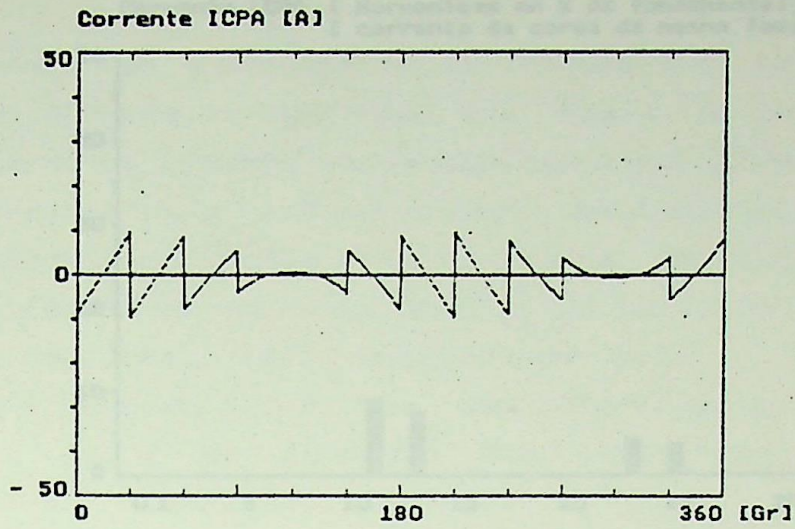


Fig. 4.32 - Corrente do compensador

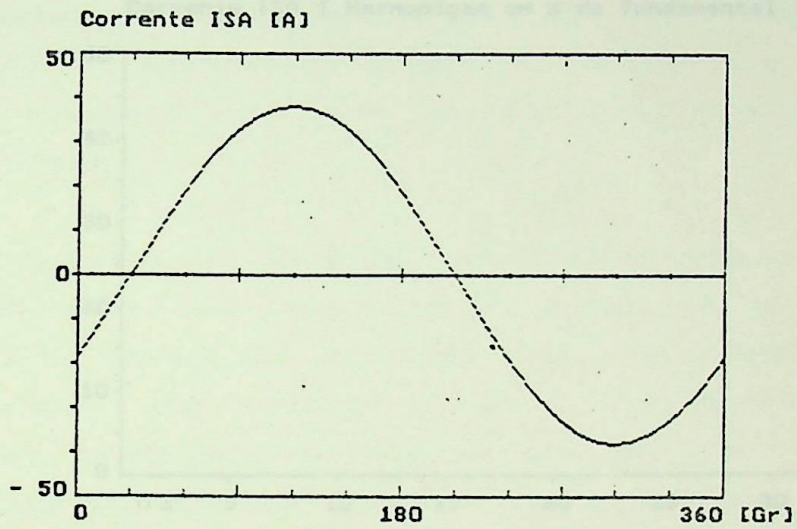


Fig. 4.33 - Corrente do sistema

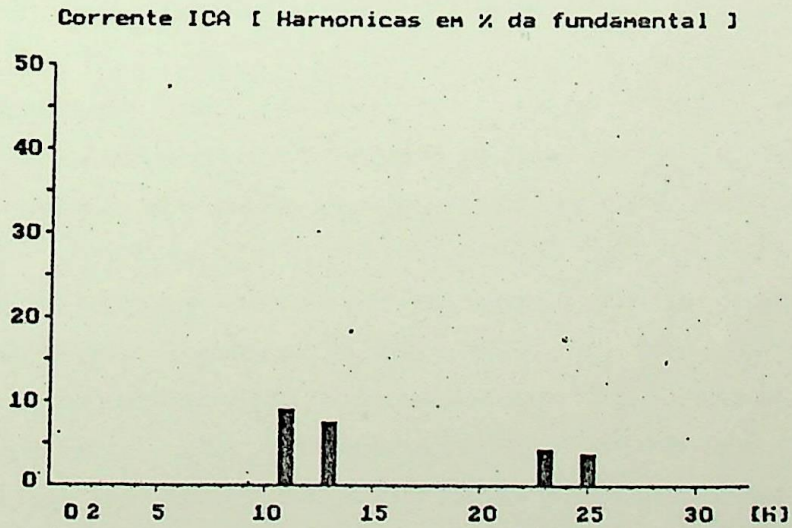


Fig. 4.34 - Esp. de freq. - Corrente da carga

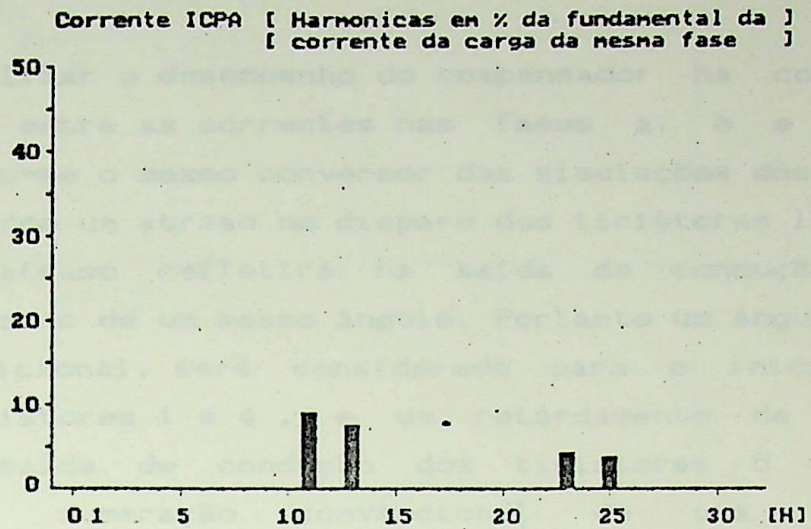


Fig. 4.35 - Esp. de freq. - Corrente do compensador

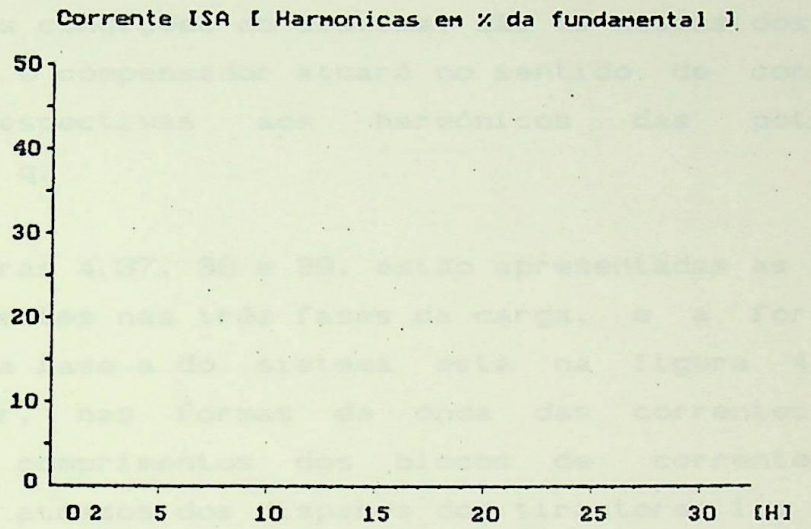


Fig. 4.36 - Esp. de freq. - Corrente do sistema

#### 4.5.6. - 5º Caso

Para analisar o desempenho do compensador na condição de desequilíbrio entre as correntes nas fases a, b e c da carga, considerou-se o mesmo conversor das simulações dos casos 1, 2 e 3, porém com um atraso no disparo dos tiristores ligados à fase a. Esse atraso refletirá na saída de condução dos tiristores da fase c de um mesmo ângulo. Portanto um ângulo de atraso de  $10^\circ$  adicional, será considerado para o início de condução dos tiristores 1 e 4, e um retardamento de mesmo valor para a saída de condução dos tiristores 5 e 2, considerando a numeração convencional de uma ponte tiristorizada de seis pulsos tradicional.

As demais condições do sistema, são as mesmas dos três primeiros casos. O compensador atuará no sentido de compensar as parcelas respectivas aos harmônicos das potências instantâneas p e q.

Nas figuras 4.37, 38 e 39, estão apresentadas as formas de onda das correntes nas três fases da carga, e a forma de onda de tensão da fase a do sistema está na figura 4.40. Pode-se observar, nas formas de onda das correntes, as diferenças nos comprimentos dos blocos de corrente das fases, devido aos atrasos dos disparos dos tiristores 1 e 4. As formas de onda das correntes do compensador estão apresentadas nas figuras 4.41, 42 e 43, e as das correntes resultantes no sistema supridor nas figuras 4.44, 45 e 46.

Observando-se as formas de onda das correntes, conclui-se que a eficiência do compensador para a eliminação dos harmônicos nessa situação de desequilíbrio é satisfatória.

Os espectros das correntes da carga estão nas figuras 4.47, 48, e 49. As figuras 4.50, 51, e 52, ilustram os espectros das correntes do compensador. O espectro das correntes do sistema são dispensáveis, tendo em vista as respectivas formas de ondas anteriormente apresentadas.

Conclui-se que esse tipo de desequilíbrio, não raro em

pontes conversoras, não afeta o desempenho do compensador.

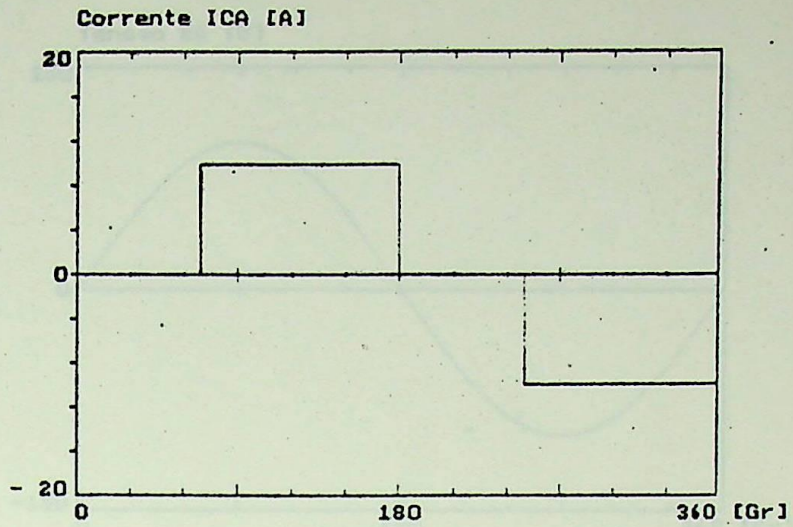


Fig. 4.37 - Corrente da carga (a)

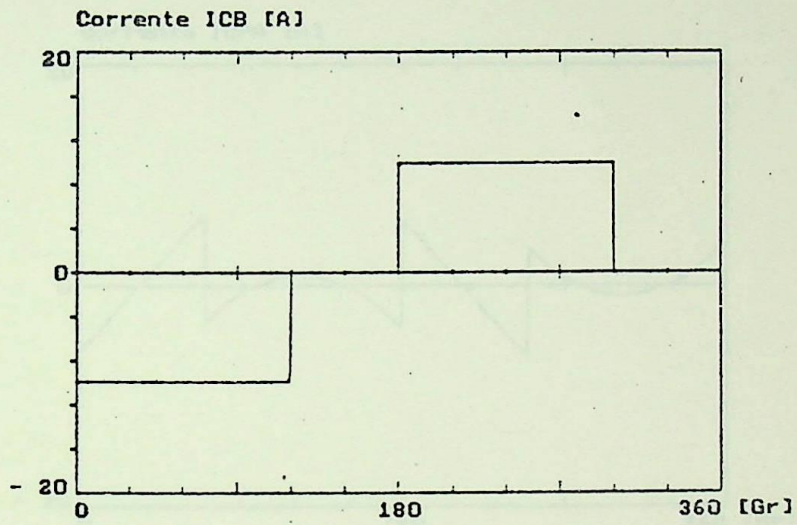


Fig. 4.38 - Corrente da carga (b)

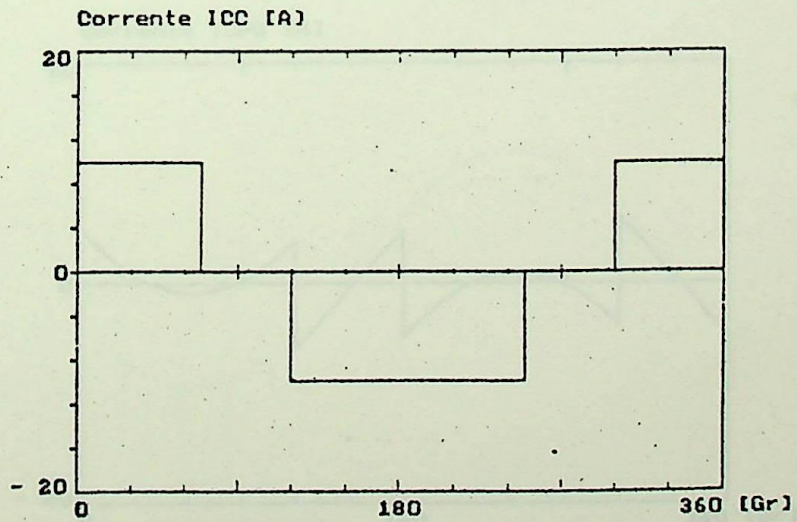


Fig. 4.39 - Corrente da carga (c)

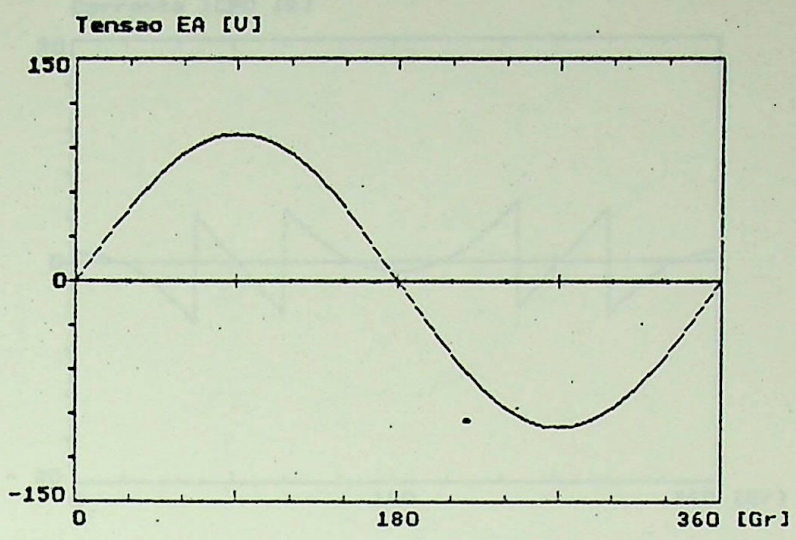


Fig. 4.40 - Tensão do sistema (a)

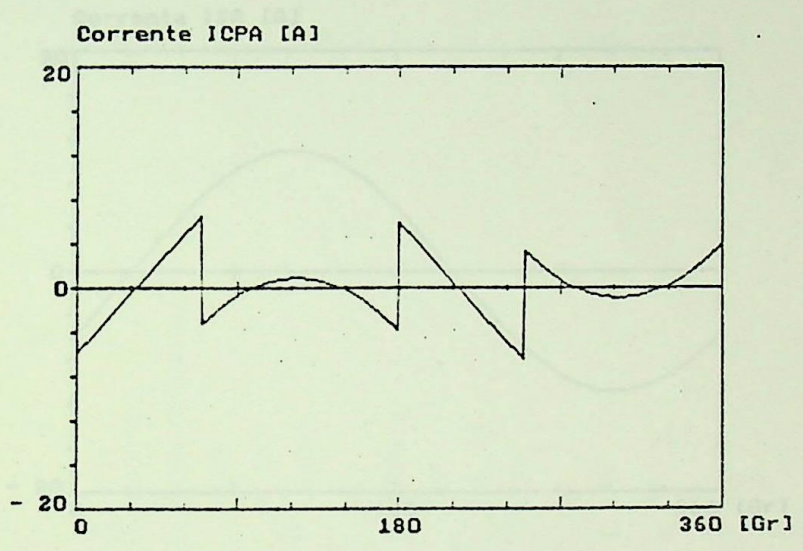


Fig. 4.41 - Corrente do compensador (a)

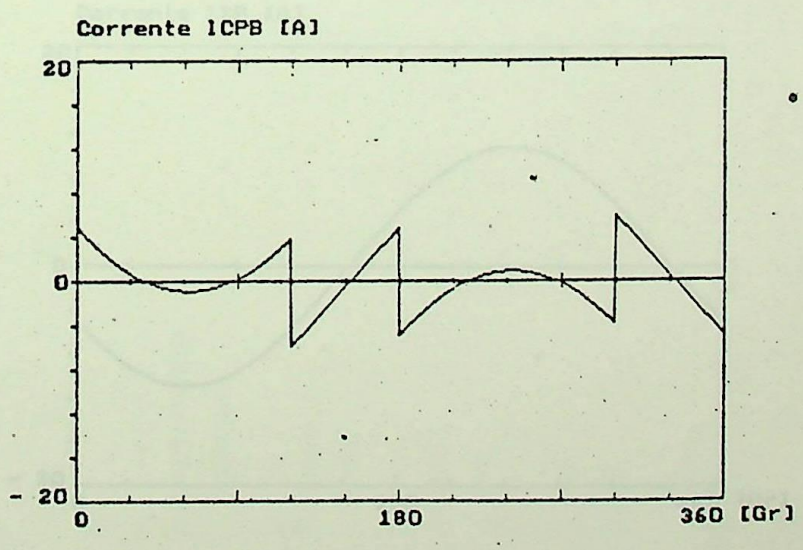


Fig. 4.42 - Corrente do compensador (b)

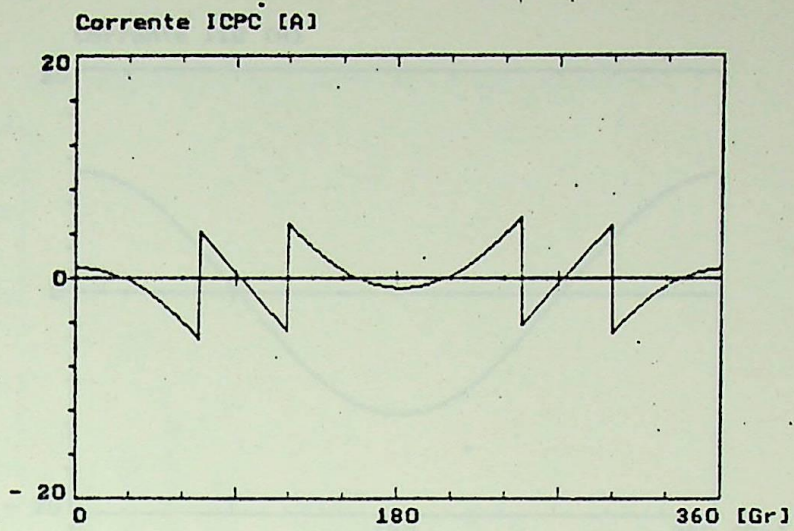


Fig. 4.43 - Corrente do compensador (c)

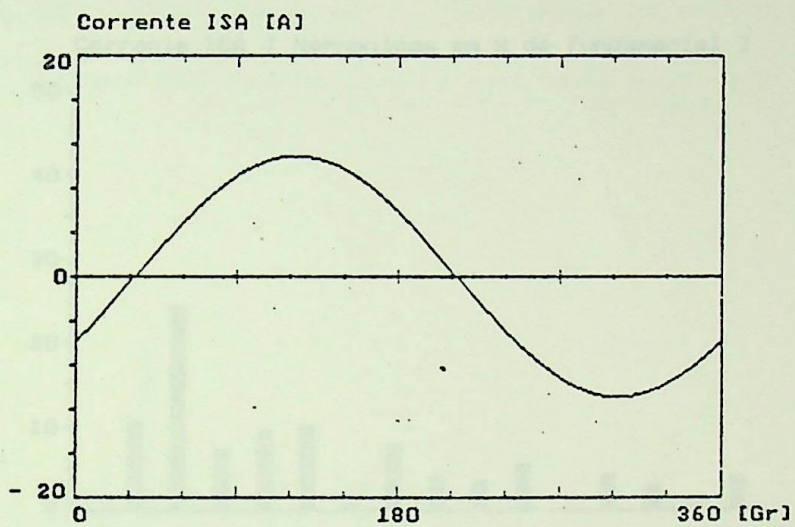


Fig. 4.44 - Corrente do sistema (a)

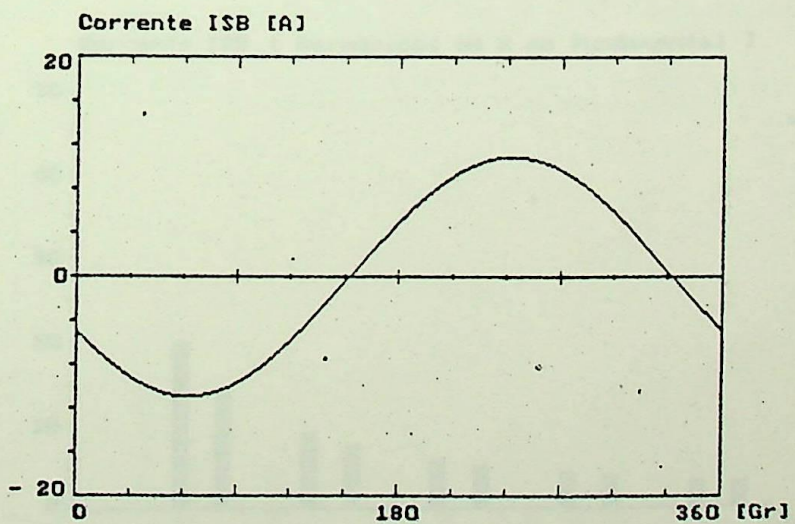


Fig. 4.45 - Corrente do sistema (b)

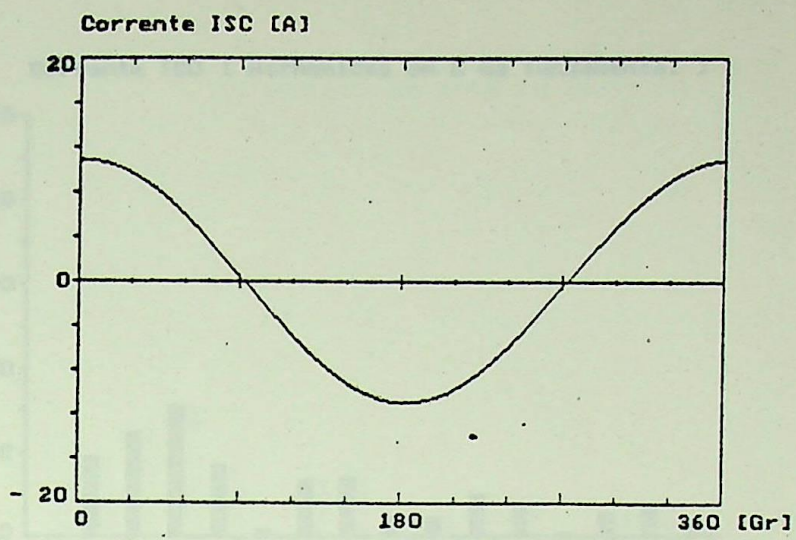


Fig. 4.46 - Corrente do sistema (c)

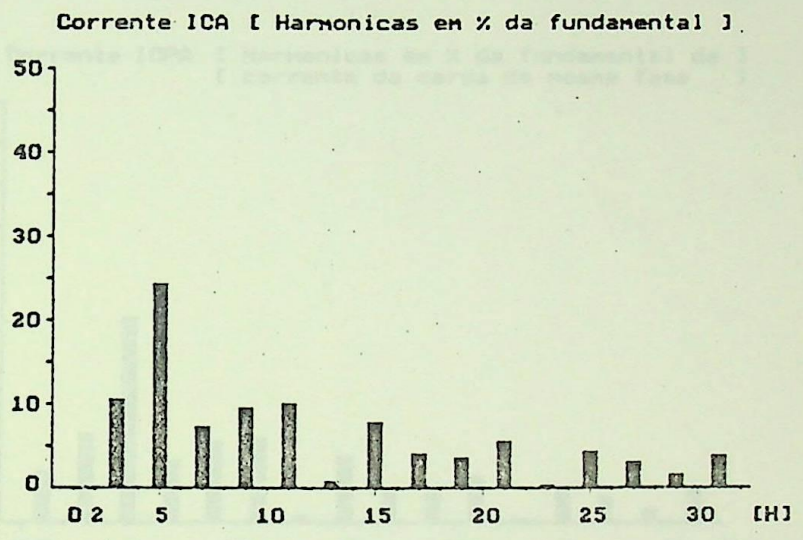


Fig. 4.47 - Esp. de freq. - Corrente da carga (a)

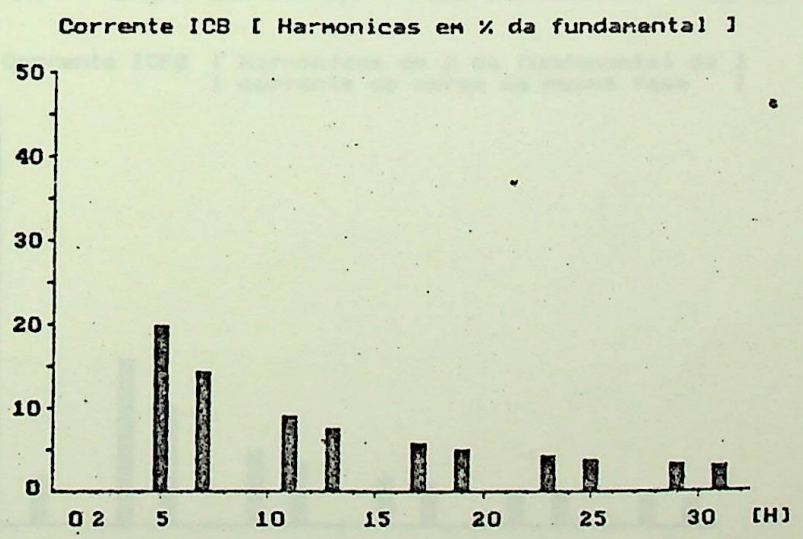


Fig. 4.48 - Esp. de freq. - Corrente da carga (b)

Corrente ICC [ Harmônicas em % da fundamental ]

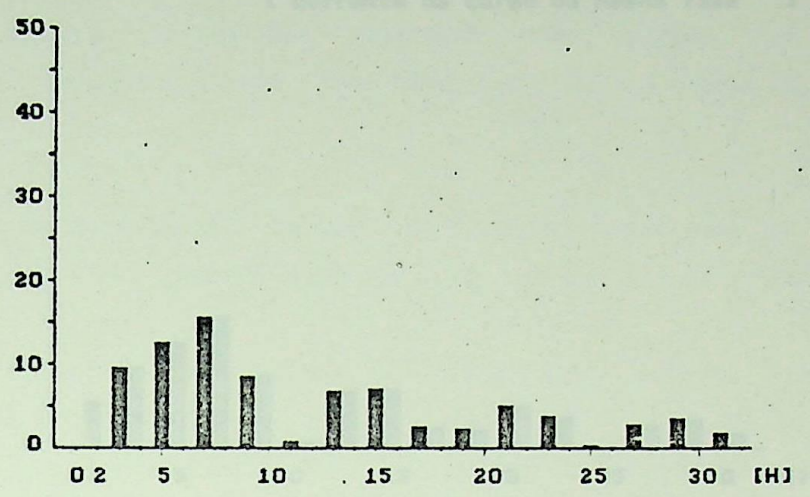


Fig. 4.49 - Esp. de freq. - Corrente da carga (c)

Corrente ICPA [ Harmônicas em % da fundamental da ]  
[ corrente da carga da mesma fase ]

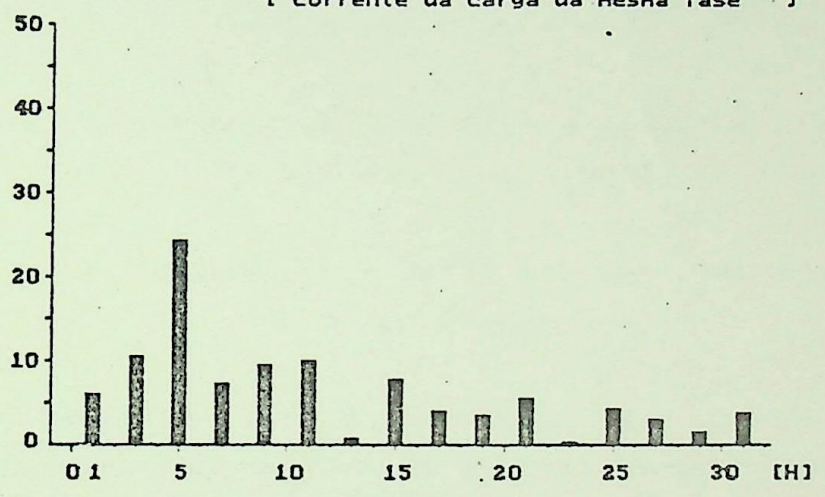


Fig. 4.50 - Esp. de freq. - Corrente do compens. (a)

Corrente ICPB [ Harmônicas em % da fundamental da ]  
[ corrente da carga da mesma fase ]

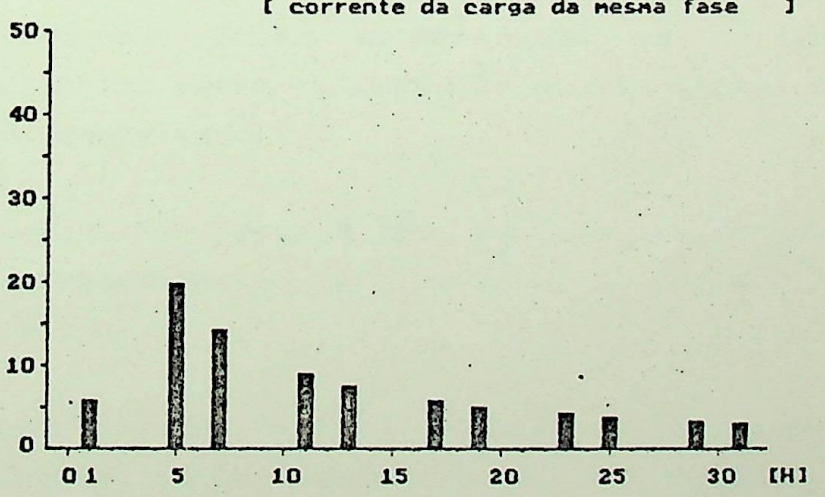


Fig. 4.51 - Esp. de freq. - Corrente do compens. (b)

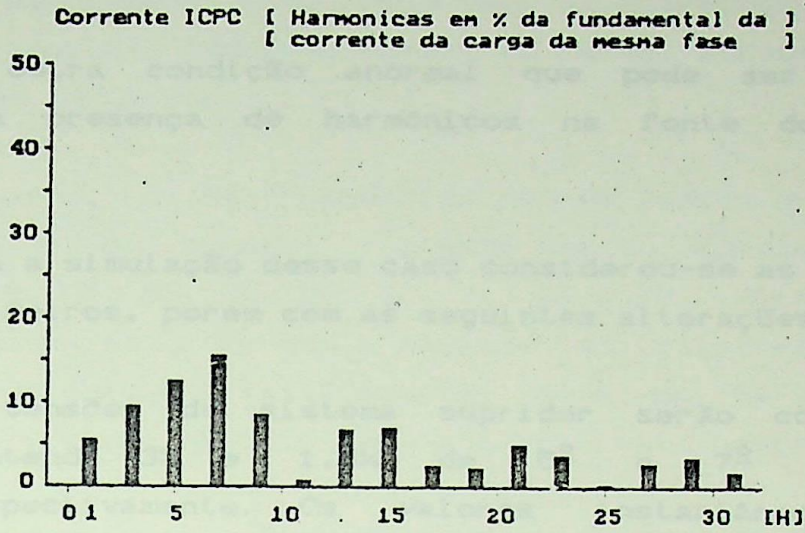


Fig. 4.52 - Esp. de freq. - Corrente do compens. (c)

#### 4.5.7 - 6º Caso

Uma outra condição anormal que pode ser simulada, consiste na presença de harmônicos na fonte do sistema supridor.

Para a simulação desse caso considerou-se as condições dos três primeiros, porém com as seguintes alterações :

-As tensões do sistema supridor serão consideradas contendo 3% e 1,5% de 5º e 7º harmônicos respectivamente. Os valores instantâneos dessas tensões são dados pelas seguintes equações.

$$e_a = 100 \text{ sen } (\omega t) + 3 \text{ sen } (5\omega t + \pi) + 1.5 \text{ sen } (7\omega t + \pi) \quad (4.19)$$

$$e_b = 100 \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3) + 3 \text{ sen } (5\omega t - \pi/3) + 1.5 \text{ sen } (7\omega t + \pi/3) \quad (4.20)$$

$$e_c = 100 \text{ sen } (\omega t + 2\pi/3) + 3 \text{ sen } (5\omega t + \pi/3) + 1.5 \text{ sen } (7\omega t - \pi/3) \quad (4.21)$$

-Considerou-se que o conversor da carga usa o cruzamento das tensões do sistema como referência para os disparos dos tiristores. Portanto, devido ao conteúdo harmônico das tensões, os instantes dos disparos serão alterados. Em simulação feita previamente, foram determinadas as correntes que resultariam nessa situação as quais foram utilizadas no presente caso.

O compensador atuará no sentido de compensar as parcelas correspondentes a harmônicos das potências instantâneas p e q.

As figuras 4.53, 54 e 55, mostram as formas de onda das correntes na carga. E nas figuras 4.56, 57 e 58, estão as formas de onda das tensões do sistema, onde observa-se a presença dos harmônicos considerados.

As formas de onda das correntes do compensador podem ser vistas nas figuras 4.59, 60 e 61. As correntes resultantes no sistema supridor têm suas formas de onda apresentadas nas figuras 4.62, 63 e 64.

Os espectros de frequências das correntes da carga, do compensador e do sistema supridor estão apresentadas nas figuras 4.65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72 e 73. Através dessas figuras pode-se observar que a atuação do compensador, nesse caso, não é plenamente satisfatória, pois os harmônicos das corrente do sistema não são completamente eliminados.

Os espectros de frequência das tensões são apresentadas nas figuras 4.74, 75 e 76, mostrando o conteúdo harmônico das tensões.

Em conclusão, pode-se dizer que para essa condição simulada, a atuação do compensador é limitada.

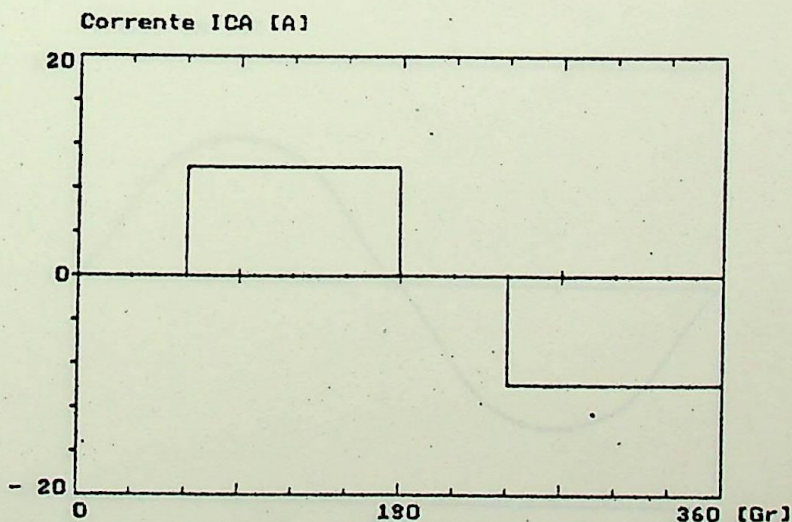


Fig. 4.53 - Corrente da carga (a)

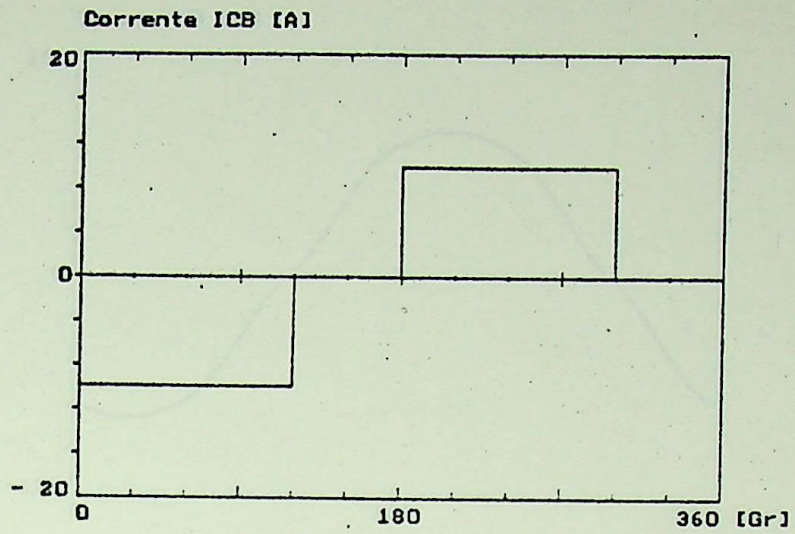


Fig. 4.54 - Corrente da carga (b)

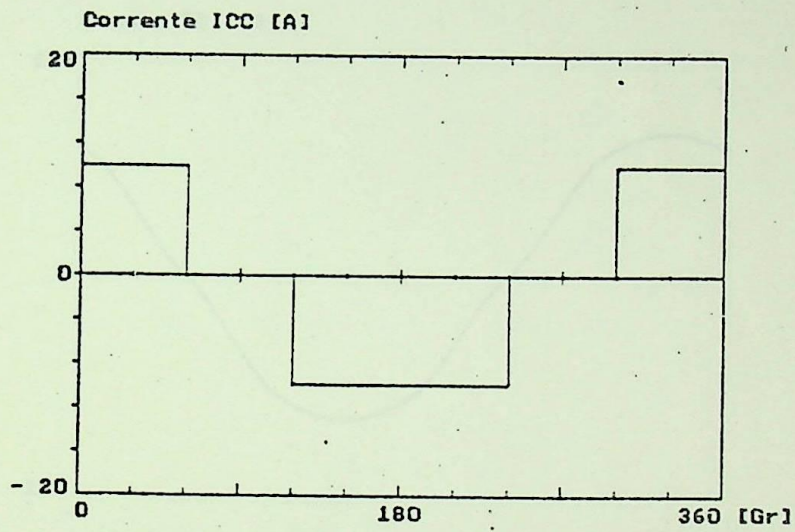


Fig. 4.55 - Corrente da carga (c)

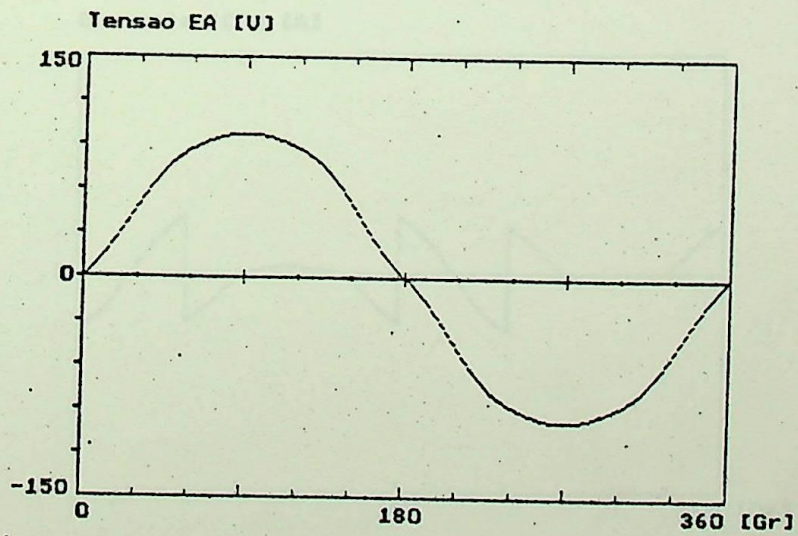


Fig. 4.56 - Tensão do sistema (a)

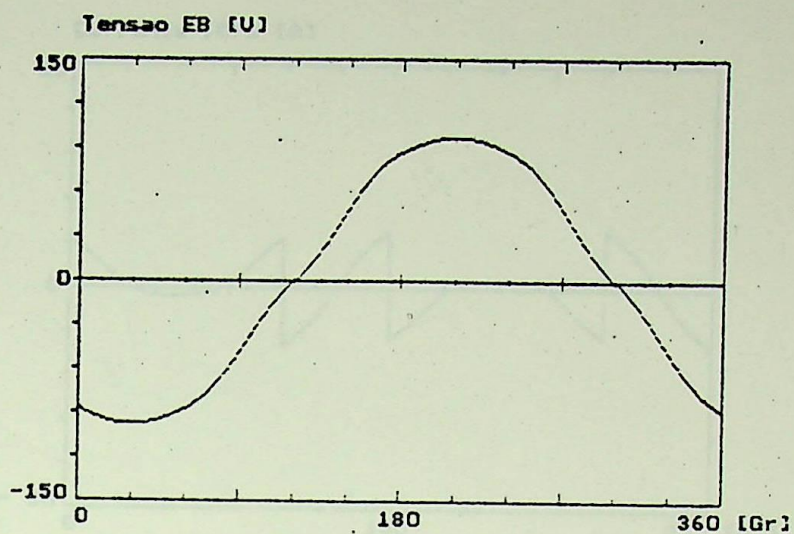


Fig. 4.57 - Tensão do sistema (b)

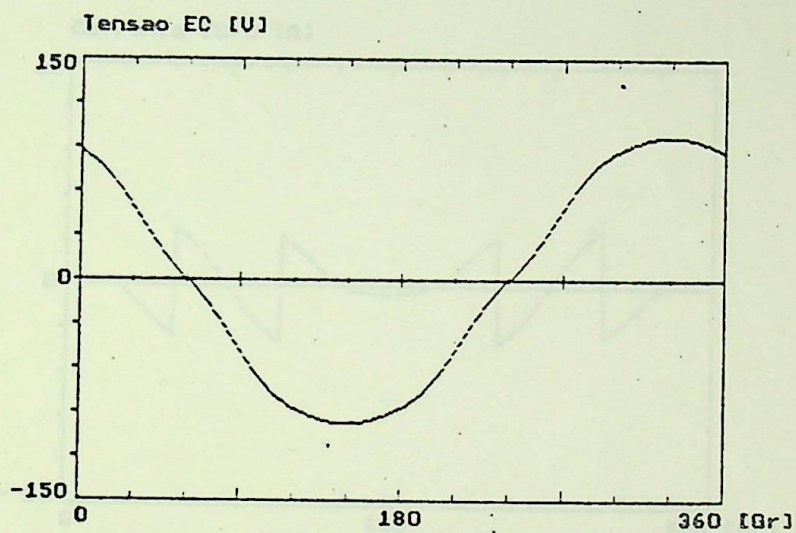


Fig. 4.58 - Tensão do sistema (c)

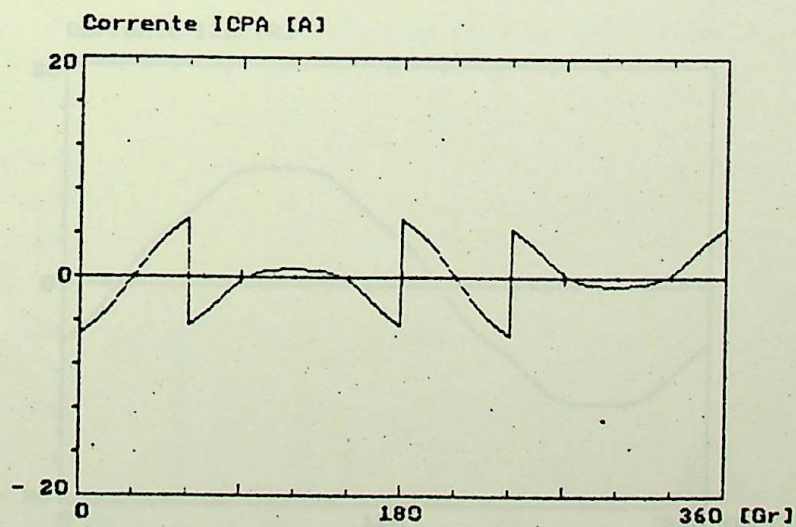


Fig. 4.59 - Corrente do compensador (a)

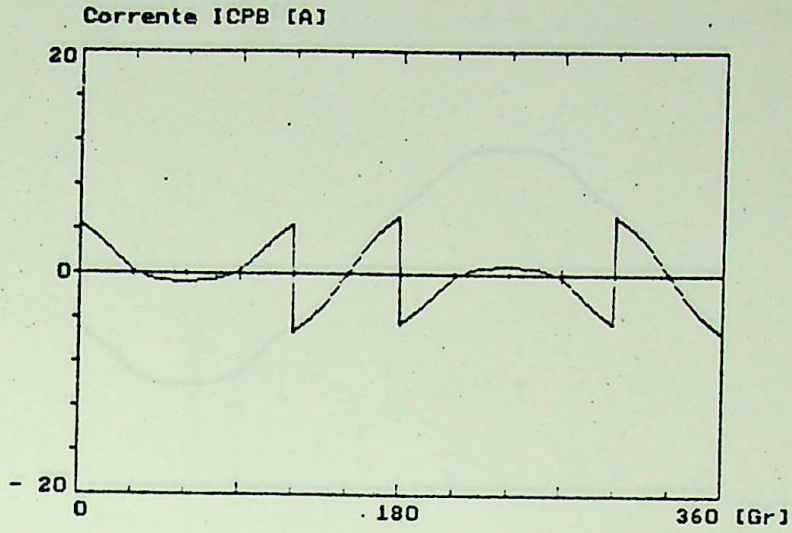


Fig. 4.60 - Corrente do compensador (b)

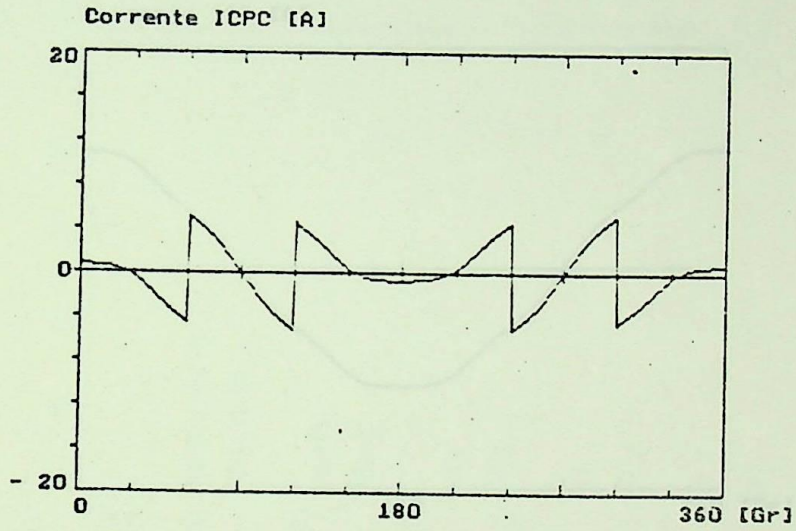


Fig. 4.61 - Corrente do compensador (c)

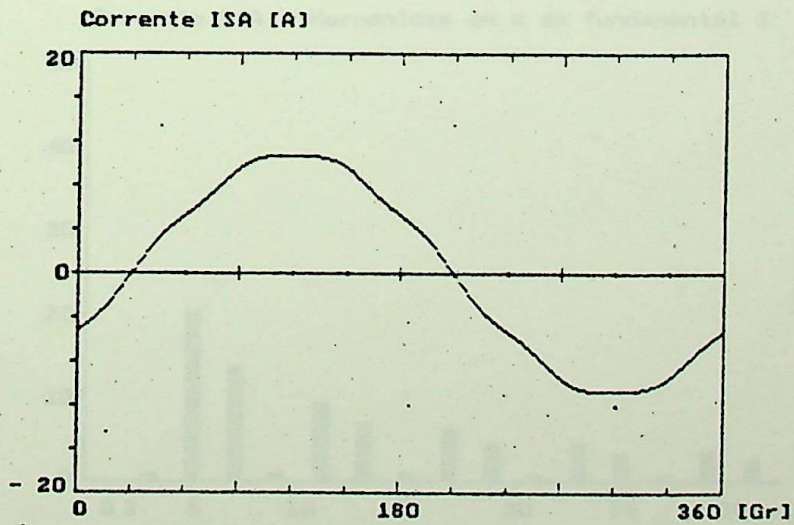


Fig. 4.62 - Corrente do sistema (a)

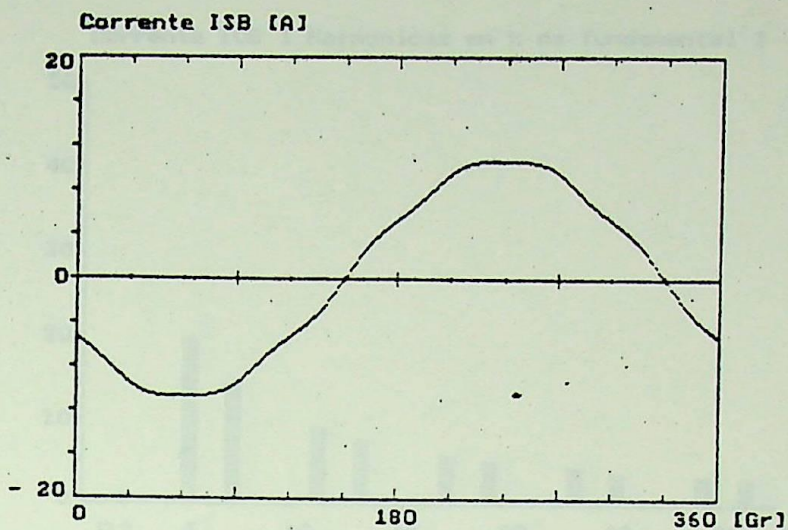


Fig. 4.63 - Corrente do sistema (b)

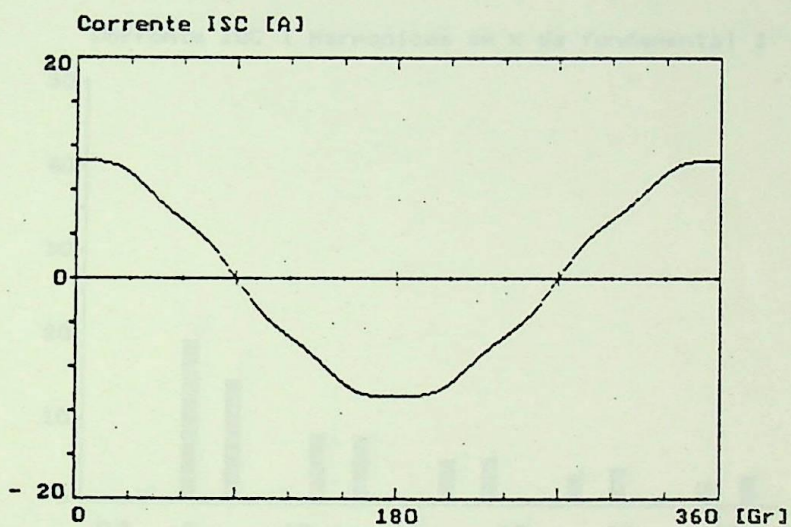


Fig. 4.64 - Corrente do sistema (c)

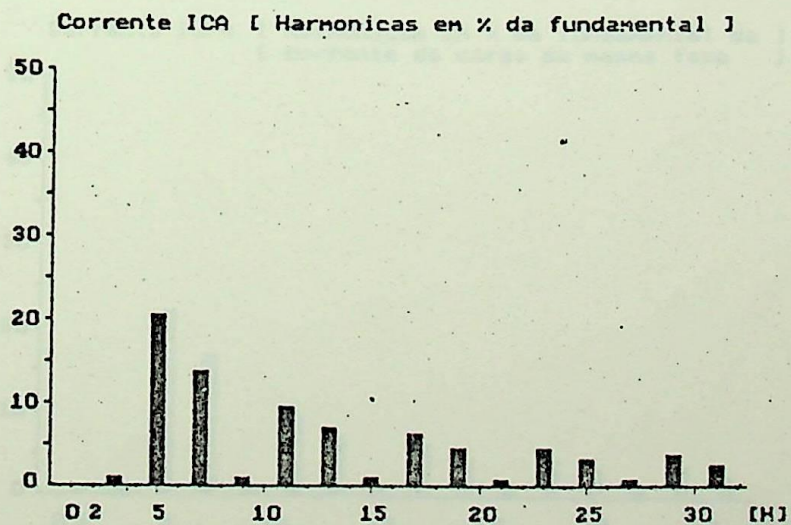


Fig. 4.65 - Esp. de freq. - Corrente da carga (a)

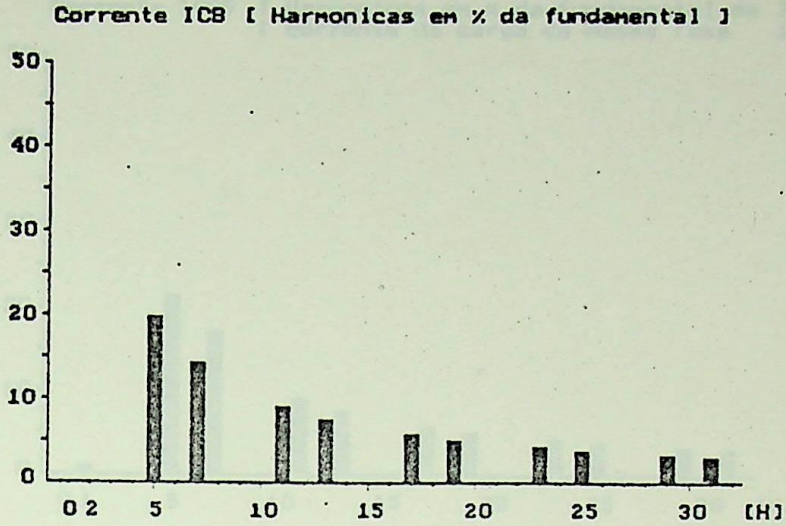


Fig. 4.66 - Esp. de freq. - Corrente da carga (b)

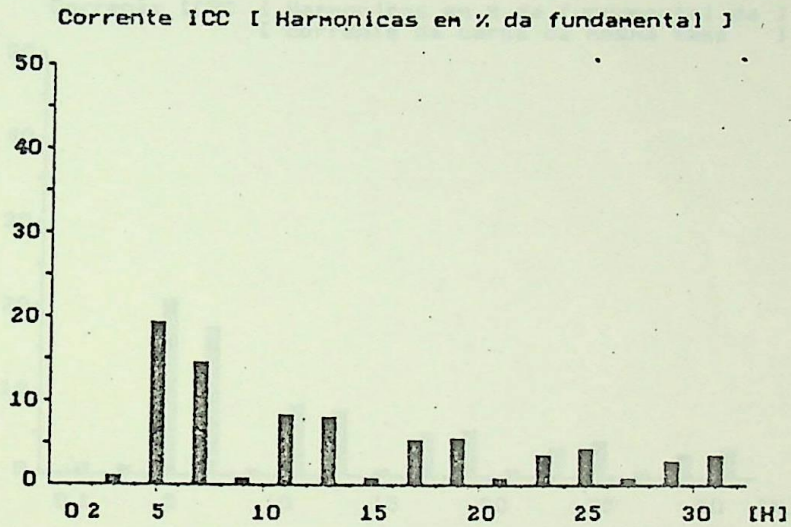


Fig. 4.67 - Esp. de freq. - Corrente da carga (c)

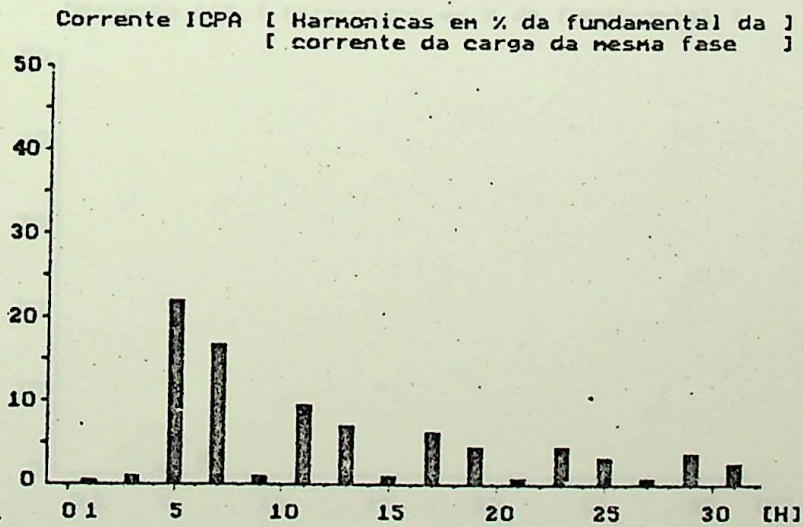


Fig 4.68 - Esp. de freq. - Corrente do comp. (a)

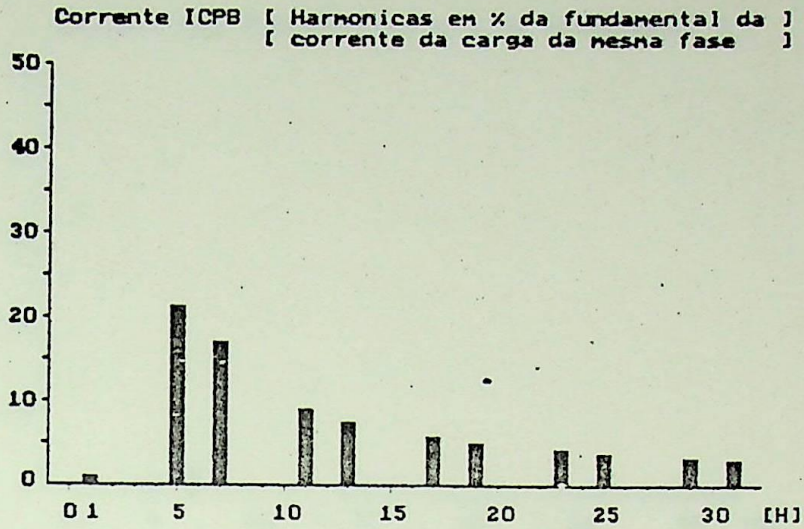


Fig. 4.69 - Esp. de freq. - Corrente do comp. (b)

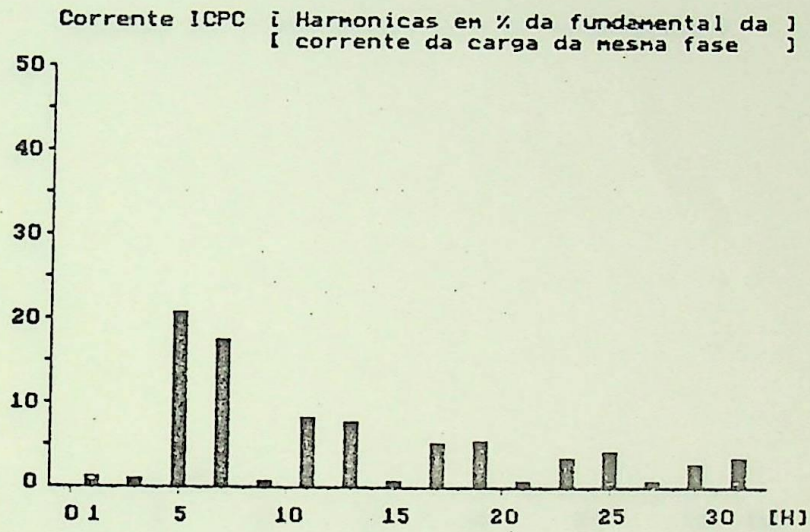


Fig. 4.70 - Esp. de freq. - Corrente do comp. (c)

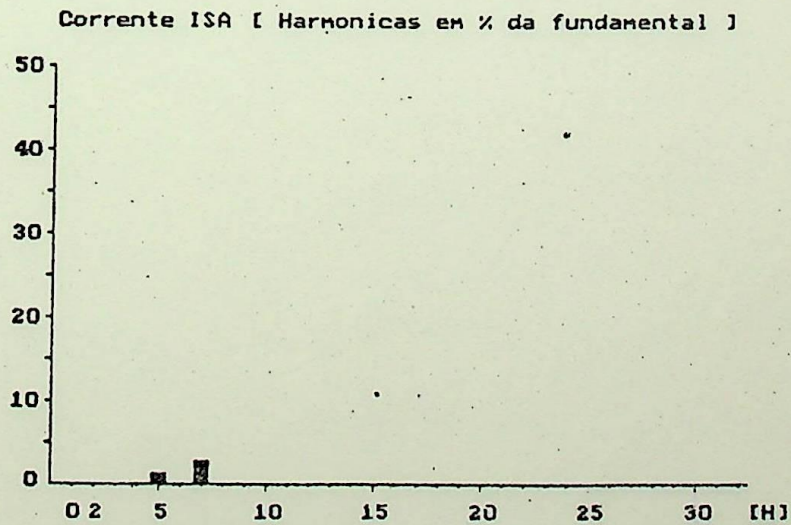


Fig. 4.71 - Esp. de freq. - Corrente do sistema (a)

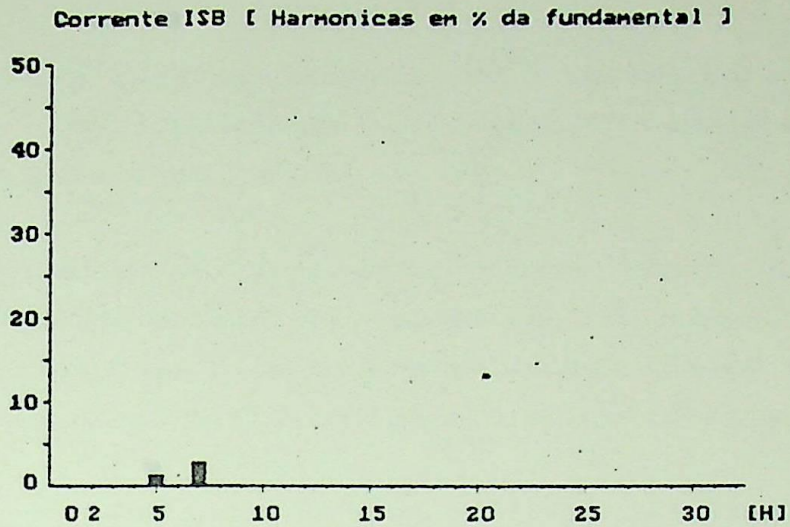


Fig. 4.72 - Esp. de freq. - Corrente do sistema (b)

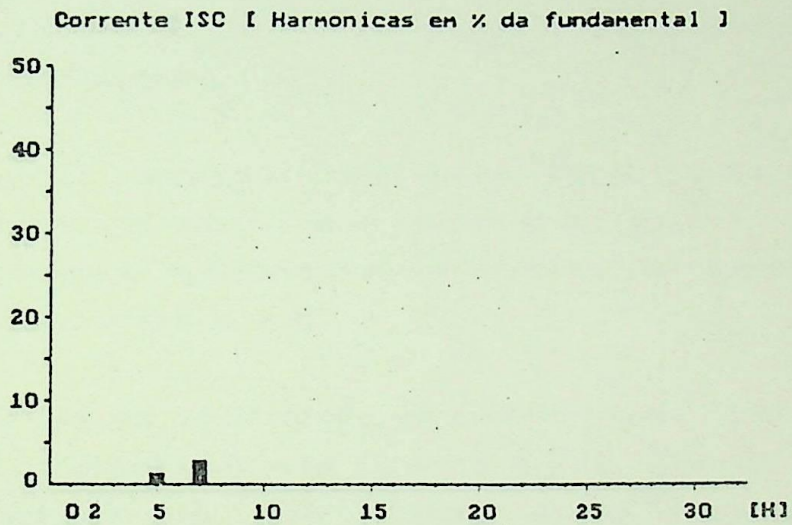


Fig. 4.73 - Esp. de freq. - Corrente do sistema (c)

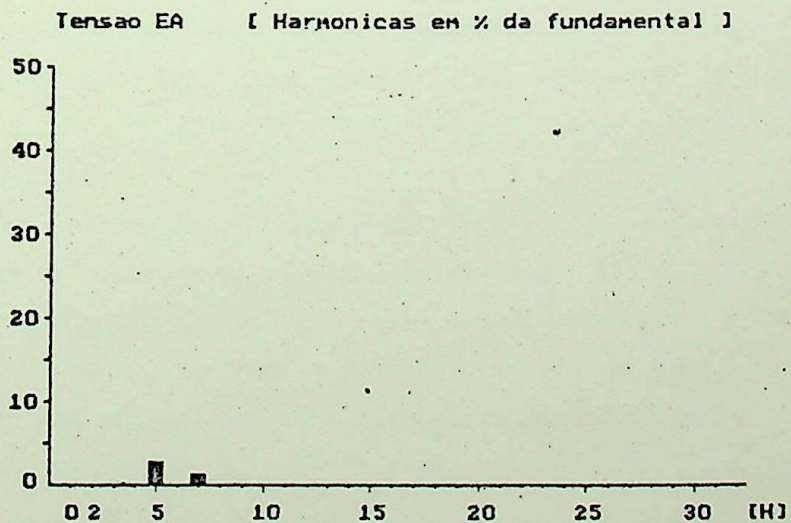


Fig. 4.74 - Esp. de freq. - Tensão do sistema (a)

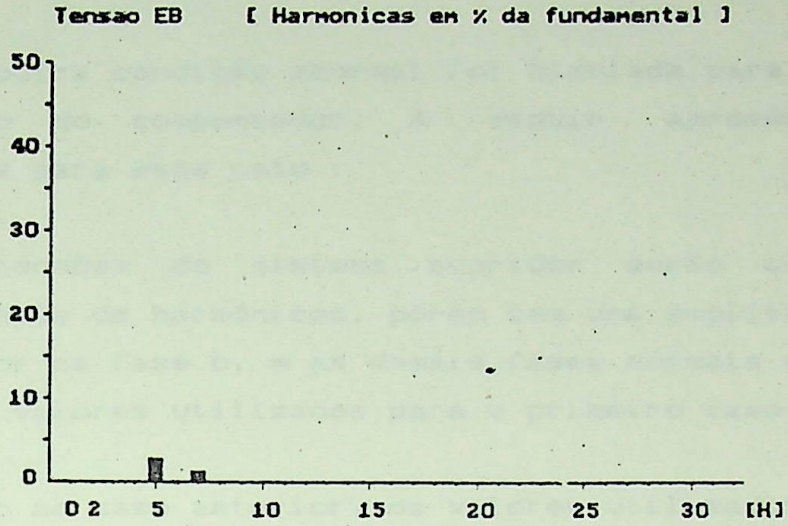


Fig. 4.75 - Esp. de freq. - Tensão do sistema (b)

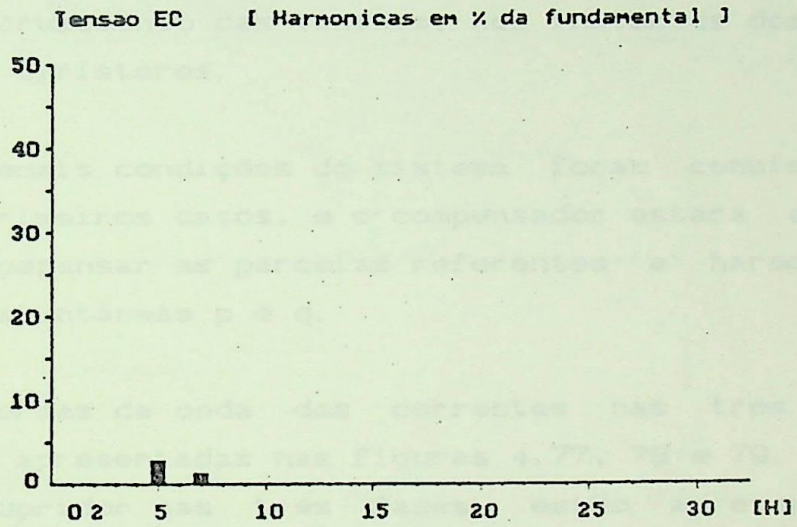


Fig. 4.76 - Esp. de freq. - Tensão do sistema (c)

#### 4.5.8 - 7º Caso

Uma outra condição anormal foi simulada para verificar o desempenho do compensador. A seguir apresenta-se as considerações para esse caso :

-As tensões do sistema supridor serão consideradas isentas de harmônicos, porém com uma amplitude 26.3 % menor na fase b, e as demais fases normais em relação aos valores utilizados para o primeiro caso.

-Como no caso anterior, os valores utilizados para as correntes foram determinados em simulação prévia. Considerou-se portanto, a interferência da alteração do cruzamento das tensões, nos instantes dos disparos dos tiristores.

As demais condições do sistema foram consideradas as mesmas dos primeiros casos, e o compensador estará atuando no sentido de compensar as parcelas referentes a harmônicos das potências instantâneas p e q.

As formas de onda das correntes nas três fases da carga, estão apresentadas nas figuras 4.77, 78 e 79. As tensões no sistema supridor nas três fases, estão apresentadas nas figuras 4.80, 81 e 82. As correntes no compensador têm suas formas de onda apresentadas nas figuras 4.83, 84 e 85. As correntes resultantes no sistema supridor podem ser vistas nas figuras 4.86, 87 e 88, de onde se observa a presença de distorções.

Os espectros de frequência das correntes nas três fases da carga estão mostradas nas figuras 4.89, 90 e 91. No compensador, o conteúdo harmônico está mostrado nas figuras 4.92, 93 e 94. Nas figuras 4.95, 96 e 97, estão os espectros das correntes resultantes no sistema supridor onde se confirma a presença de harmônicos.

Neste caso mostrou-se que a atuação do compensador, na condição de desequilíbrio das amplitude das tensões, não é

plenamente satisfatória.

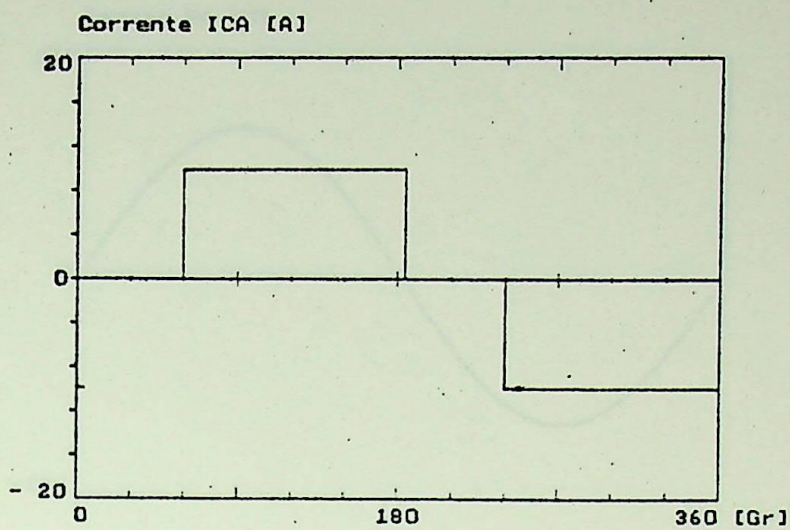


Fig. 4.77 - Corrente da carga (a)

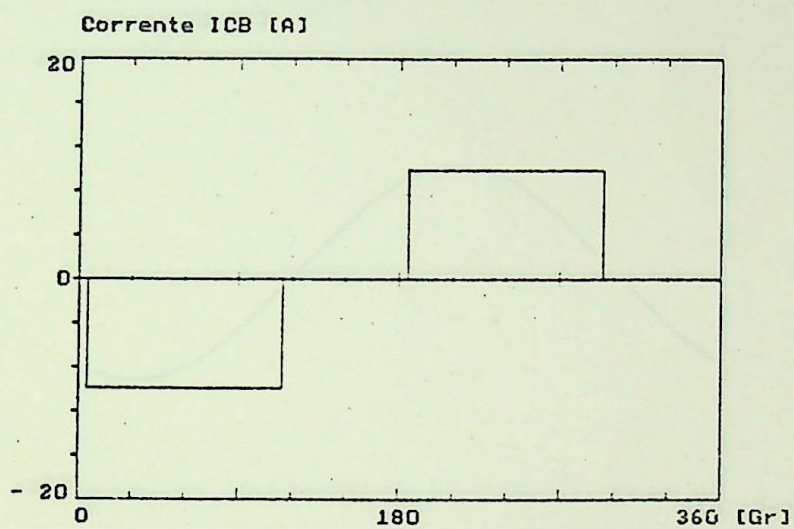


Fig. 4.78 - Corrente da carga (b)

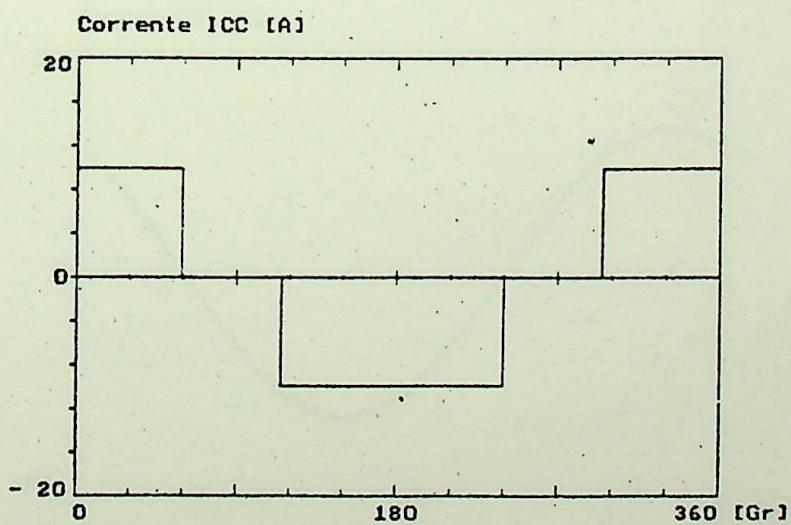


Fig. 4.79 - Corrente da carga (c)

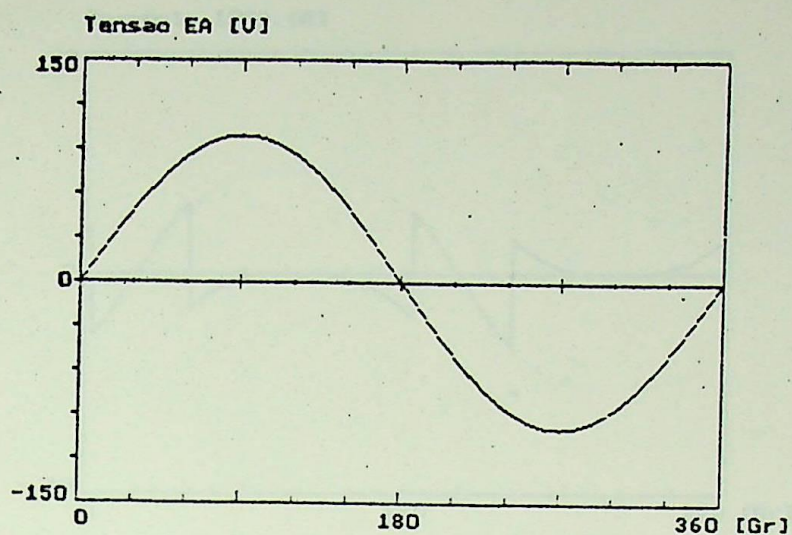


Fig. 4.80 - Tensão do sistema (a)

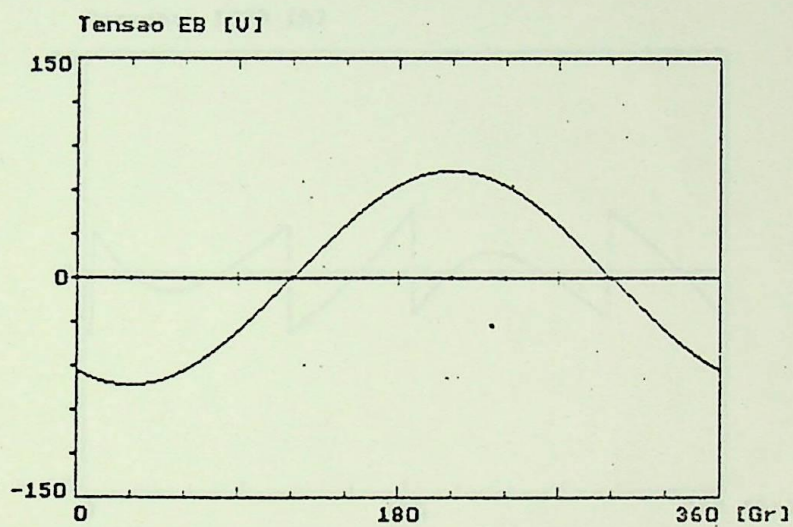


Fig. 4.81 Tensão do sistema (b)

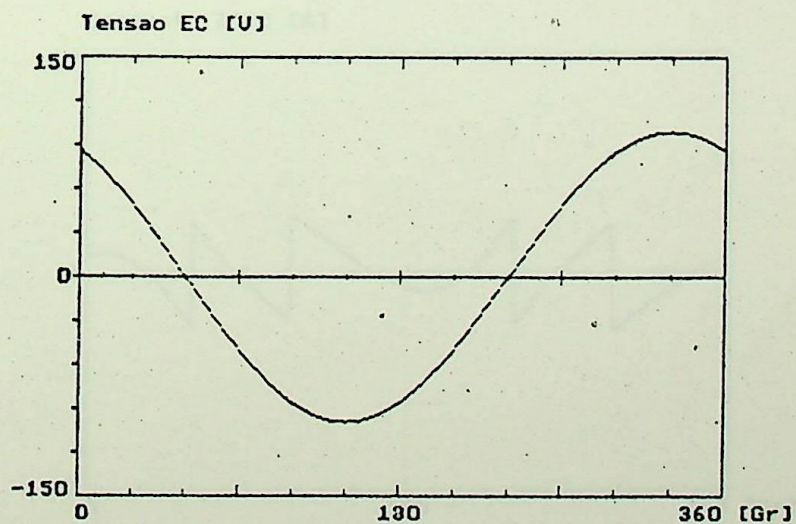


Fig. 4.82 - Tensão do sistema (c)

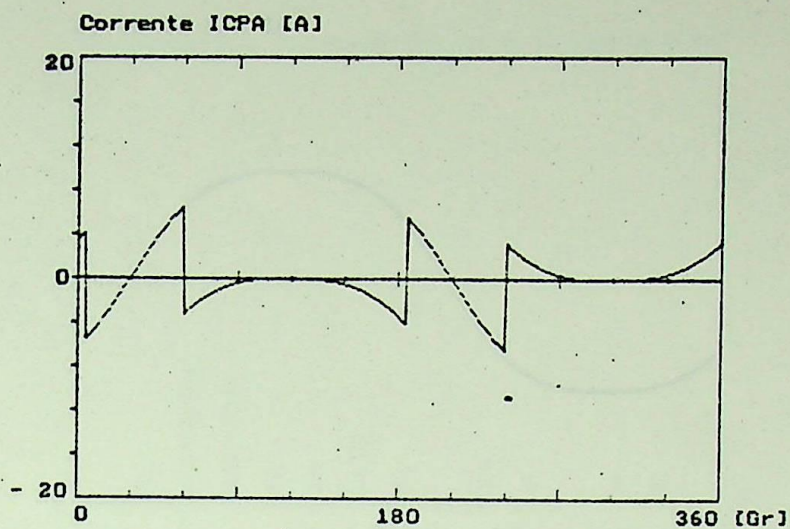


Fig. 4.83 - Corrente do compensador (a)

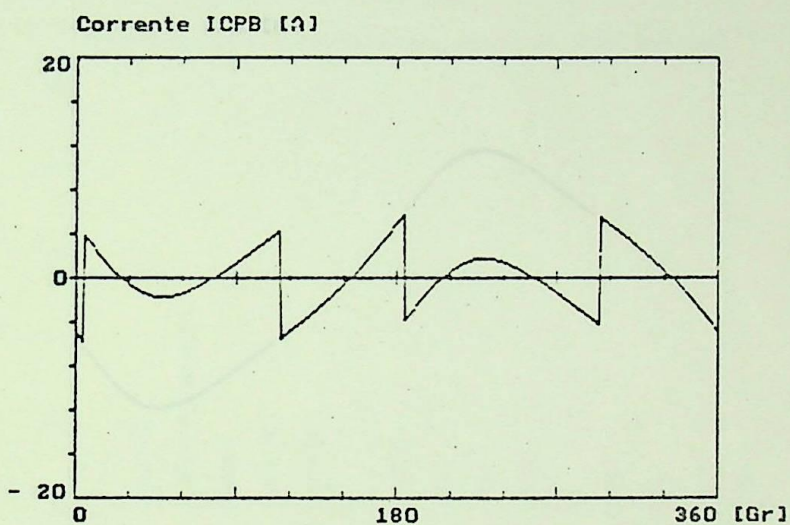


Fig. 4.84 - Corrente do compensador (b)

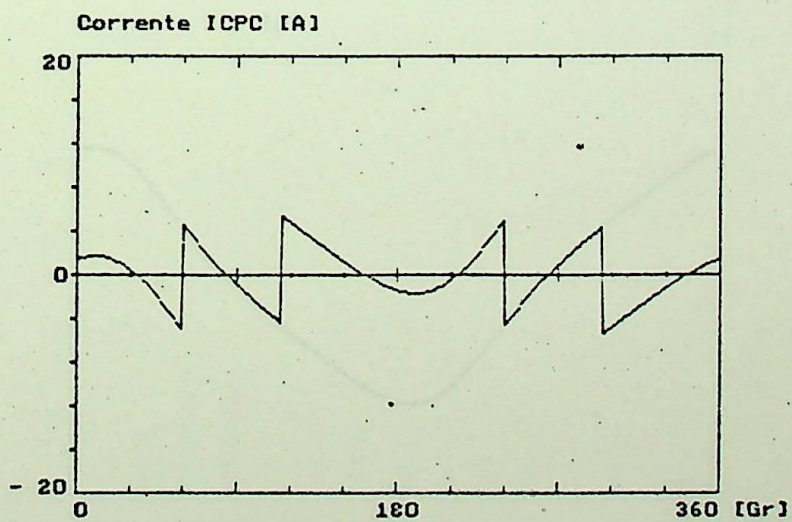


Fig. 4.85 - Corrente do compensador (c)

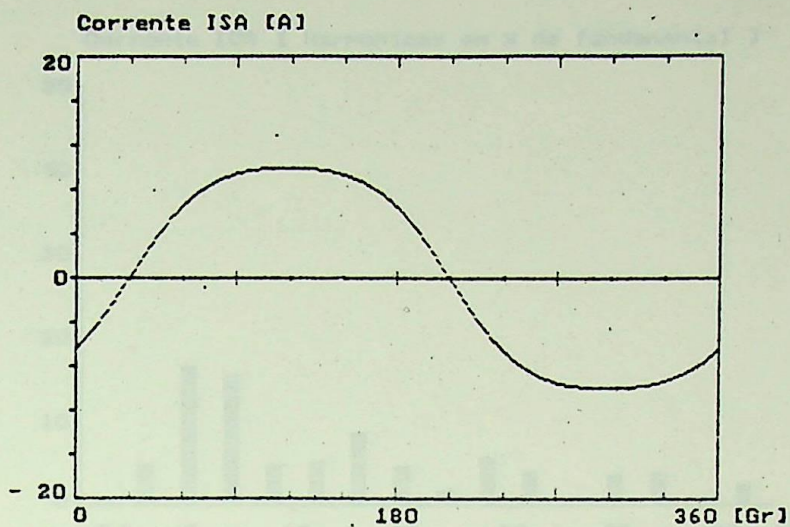


Fig. 4.86 - Corrente do sistema (a)

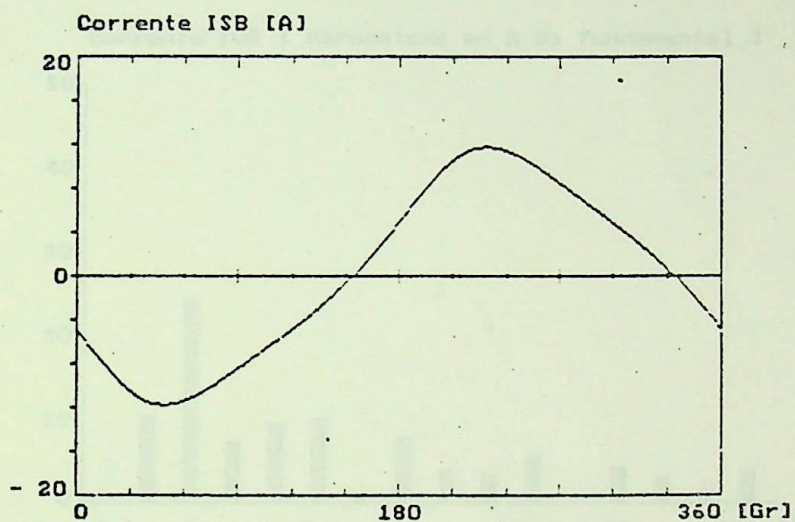


Fig. 4.87 - Corrente do sistema (b)

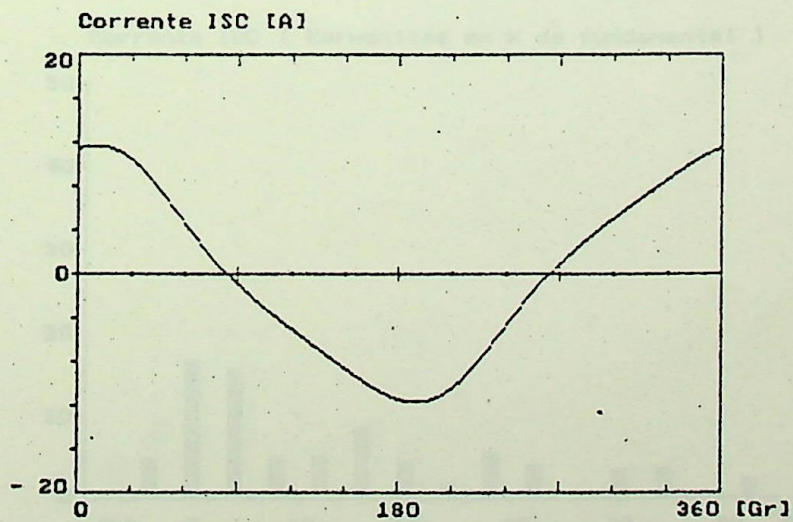


Fig. 4.88 - Corrente do sistema (c)

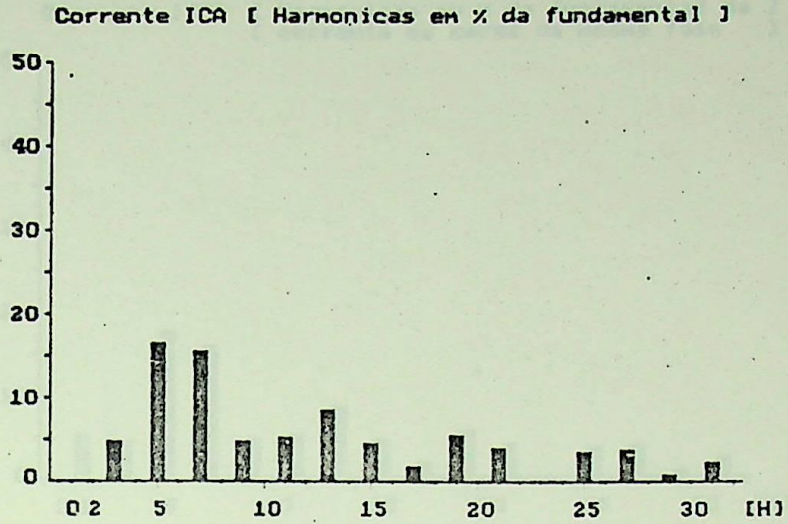


Fig. 4.89 - Esp. de freq. - Corrente da carga (a)

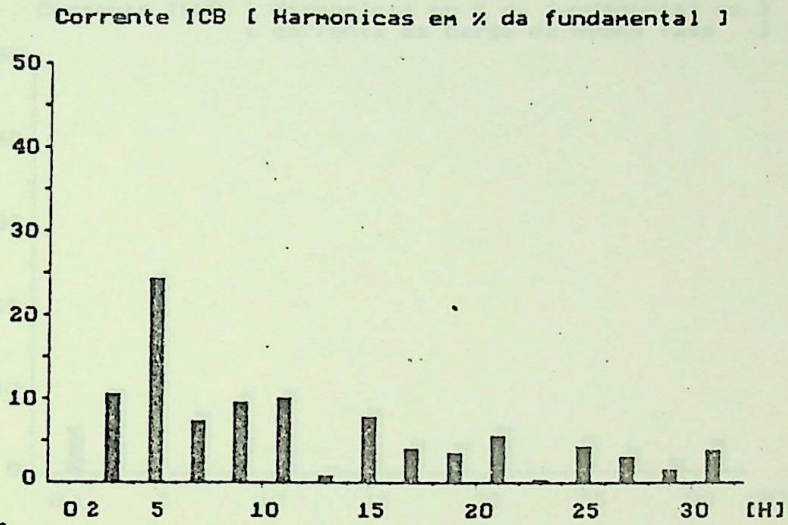


Fig. 4.90 - Esp. de freq. - Corrente da carga (b)

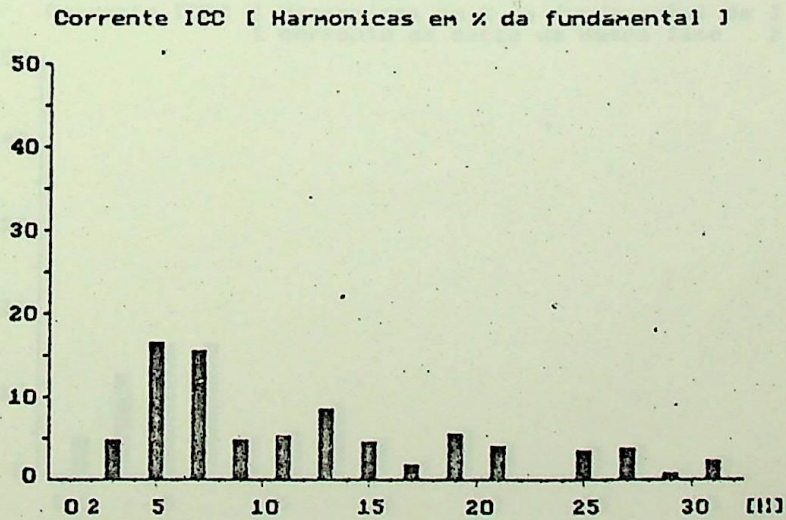


Fig. 4.91 - Esp. de freq. - Corrente da carga (c)

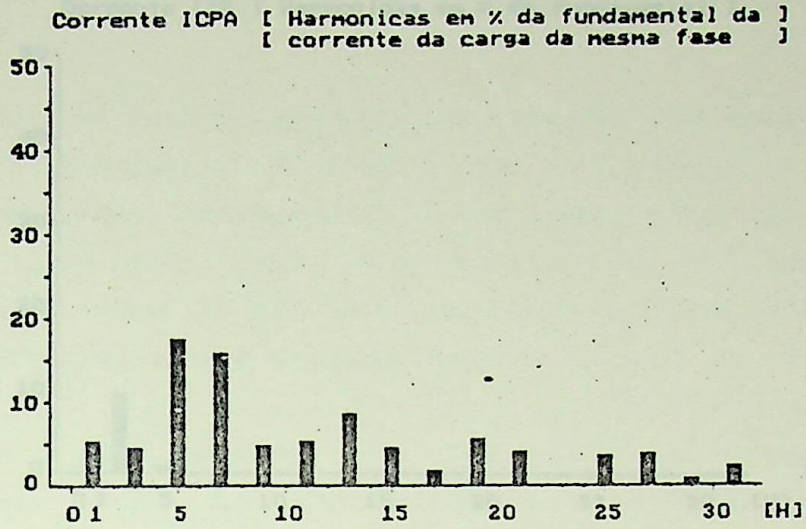


Fig. 4.92 - Esp. de freq. - Corrente do comp. (a)

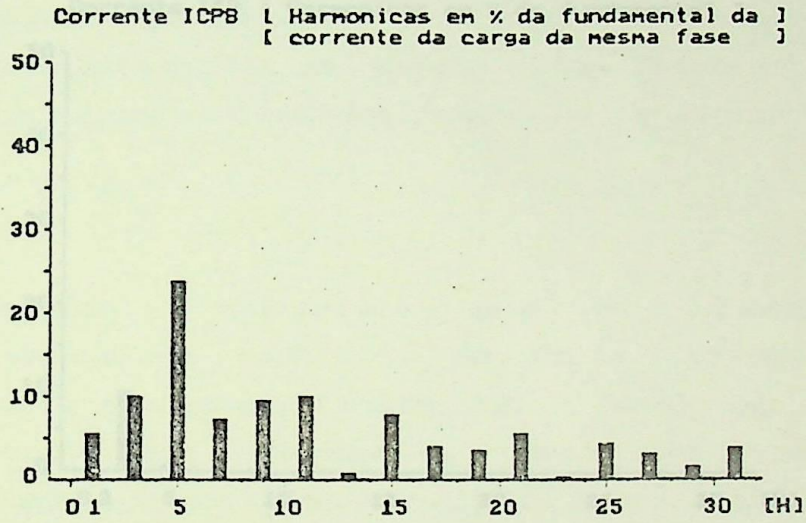


Fig. 4.93 - Esp. de freq. - Corrente do comp. (b)

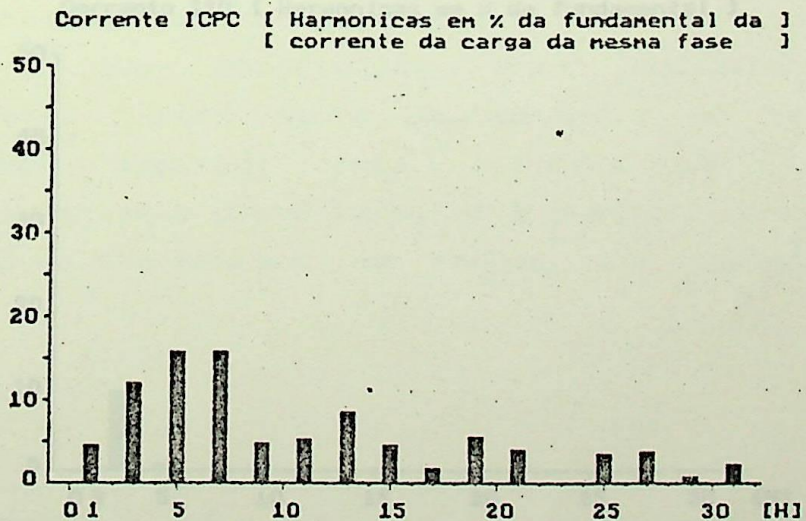


Fig. 4.94 - Esp. de freq. - Corrente do comp. (c)

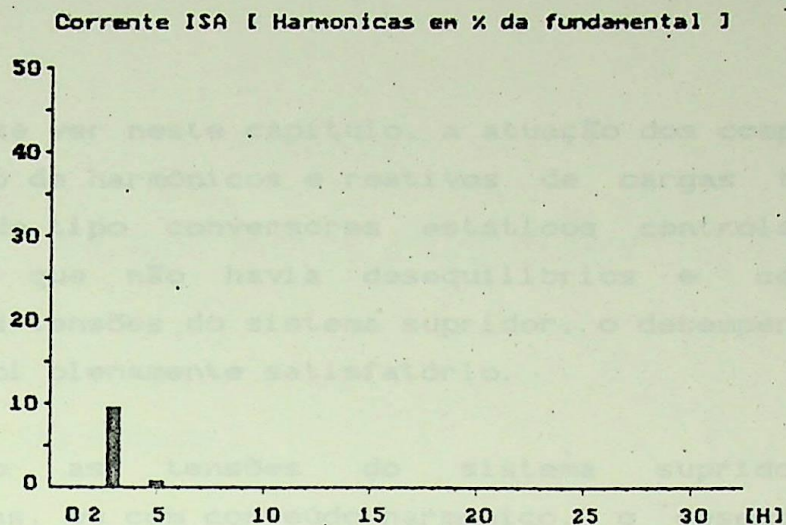


Fig. 4.95 - Esp. de freq. - Corrente do sistema (a)

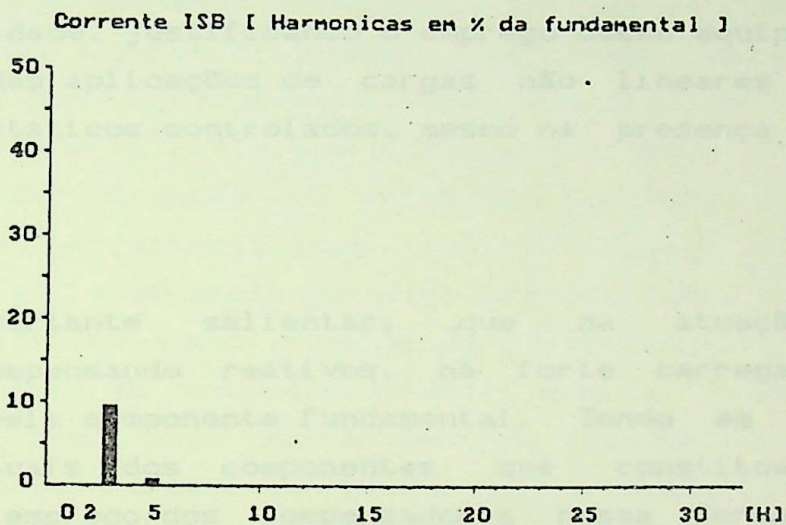


Fig. 4.96 - Esp. de freq. - Corrente do sistema (b)

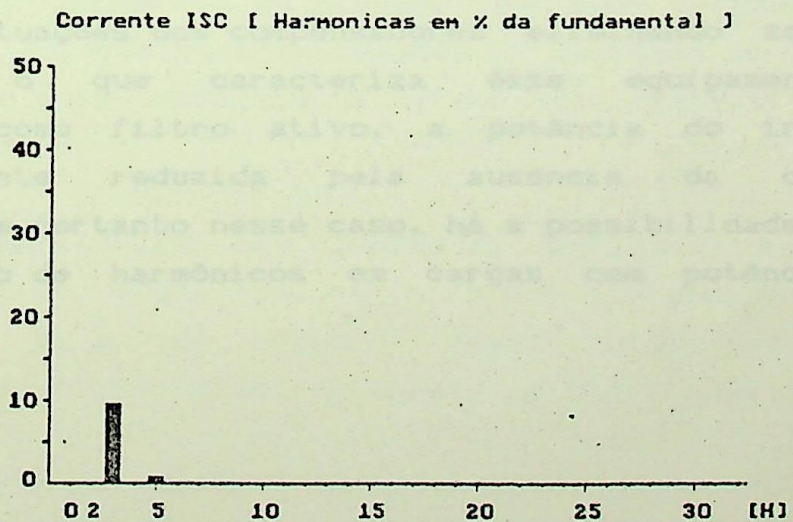


Fig. 4.97 - Esp. de freq. - Corrente do sistema (c)

#### 4.6 - Conclusões das Simulações

Pôde-se ver neste capítulo, a atuação dos compensadores na compensação de harmônicos e reativos de cargas trifásicas não lineares do tipo conversores estáticos controlados. Nas situações em que não havia desequilíbrios e componentes harmônicas nas tensões do sistema supridor, o desempenho desse dispositivo foi plenamente satisfatório.

Quando as tensões do sistema supridor estão desequilibradas, ou com conteúdo harmônico, o desempenho dos compensadores na eliminação de harmônicos é diminuído. Entretanto, essas condições anormais, não existem comumente com grande intensidade, justificando o emprego desse equipamento em grande parte das aplicações de cargas não lineares do tipo conversores estáticos controlados, mesmo na presença de tais situações.

É importante salientar, que na atuação desse equipamento compensando reativos, há forte carregamento do inversor PWM pela componente fundamental. Tendo em vista as limitações atuais dos componentes que constituem esses inversores, o emprego dos compensadores nessa forma ficaria limitado pela potência.

Nas atuações dos compensadores eliminando somente os harmônicos, o que caracteriza esse equipamento mais propriamente como filtro ativo, a potência do inversor é substancialmente reduzida pela ausência da componente fundamental, e portanto nesse caso, há a possibilidade de atuar na compensação de harmônicos em cargas com potências mais elevadas.

## CAPÍTULO V

### FILTROS MISTOS ATIVO-PASSIVO

#### 5.1 - Introdução

Os filtros passivos em derivação, tem sido aplicados já há algum tempo em sistemas de potência, e vêm-se constituindo boa solução para algumas situações. A aplicação desses filtros apresenta algumas dificuldades. Por exemplo, o valor da impedância do lado da fonte supridora, a qual pode variar com as alterações do circuito ou condições operacionais, afeta fortemente as características de filtragem. Existe a possibilidade de ressonância paralela entre a fonte e o filtro passivo, ocasionando a amplificação de correntes harmônicas. O filtro pode entrar em ressonância série com a impedância da fonte, de tal forma que, distorções de tensão, possam dar origem a correntes harmônicas excessivas no filtro passivo.

A utilização de filtros ativos derivação elimina a dependência da impedância do sistema supridor. Estes filtros não são ainda solução para aplicações em sistemas de potência, principalmente pela dificuldade atual de construí-los para grandes potências.

Uma configuração que combina as vantagens dos filtros passivos e ativos, e que de certa forma compensam as suas desvantagens, é a do filtro misto ativo-passivo. Na configuração de filtro misto, proposta em [2], está baseado esse capítulo.

A elaboração do filtro misto ativo-passivo, se apresenta factível com a tecnologia já desenvolvida e se mostra promissora para aplicações em sistemas de potência.

## 5.2 - Configuração de Um Filtro Misto Ativo-Passivo

A figura 5.1 ilustra um esquema no qual se utiliza um filtro na configuração mista ativo-passivo.

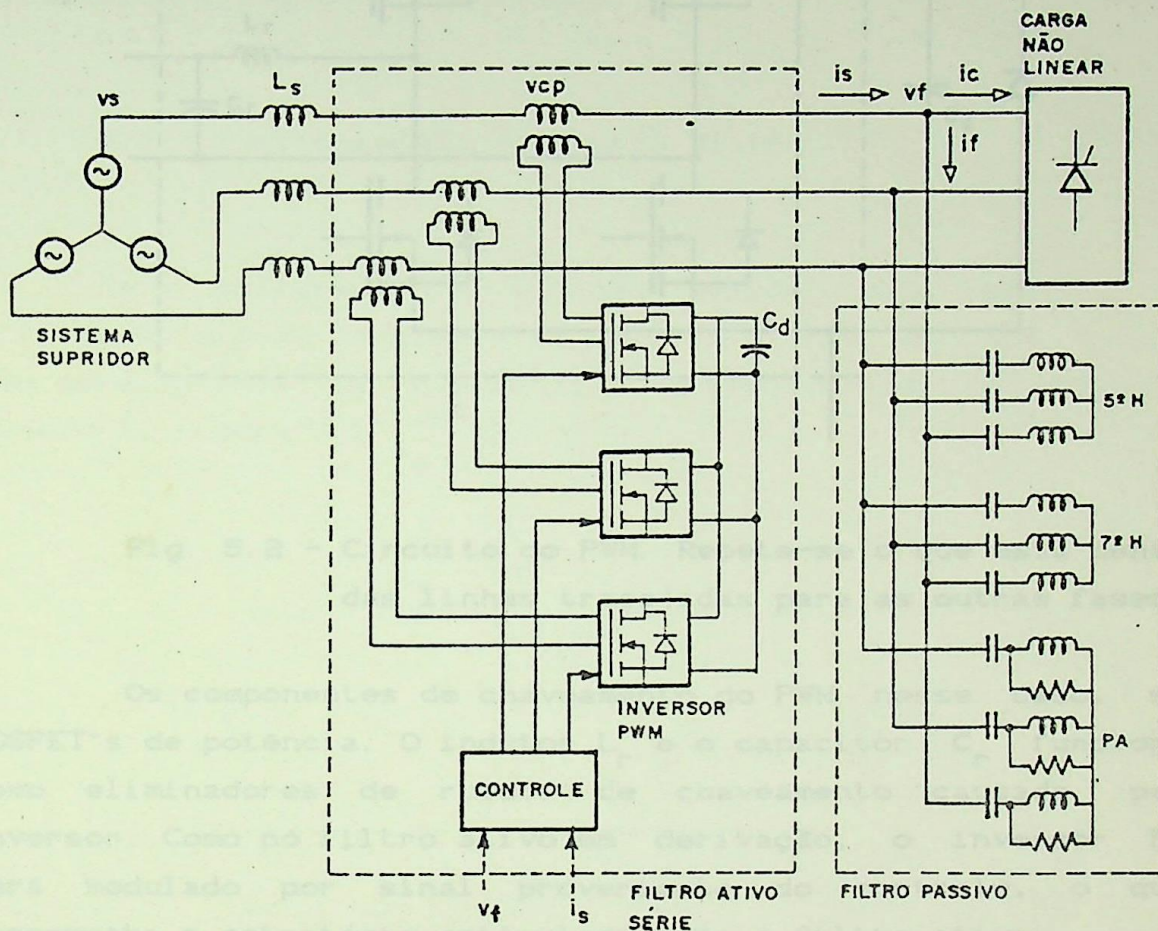


Fig. 5.1 - Configuração do filtro misto ativo-passivo

Na figura 5.1,  $v_s$  e  $L_s$  são a tensão e indutância representativas do sistema supridor. A tensão  $v_{cp}$  é adicionada no sistema pelo filtro ativo conectado em série, o qual funciona segundo a estratégia de compensação das potências instantâneas, implementada no controle, e funciona a partir dos valores instantâneos das tensões  $v_f$  e correntes  $i_s$ . A carga não linear corresponde a de um conversor estático, e absorve a corrente  $i_c$ . O filtro passivo, o qual esta submetido a mesma tensão  $v_f$  da carga e absorve a corrente  $i_f$ , possui unidades sintonizadas, passa alta e fornece o reativo para a carga.

O inversor PWM, do filtro ativo série, pode ser visto com maiores detalhes na figura 5.2.

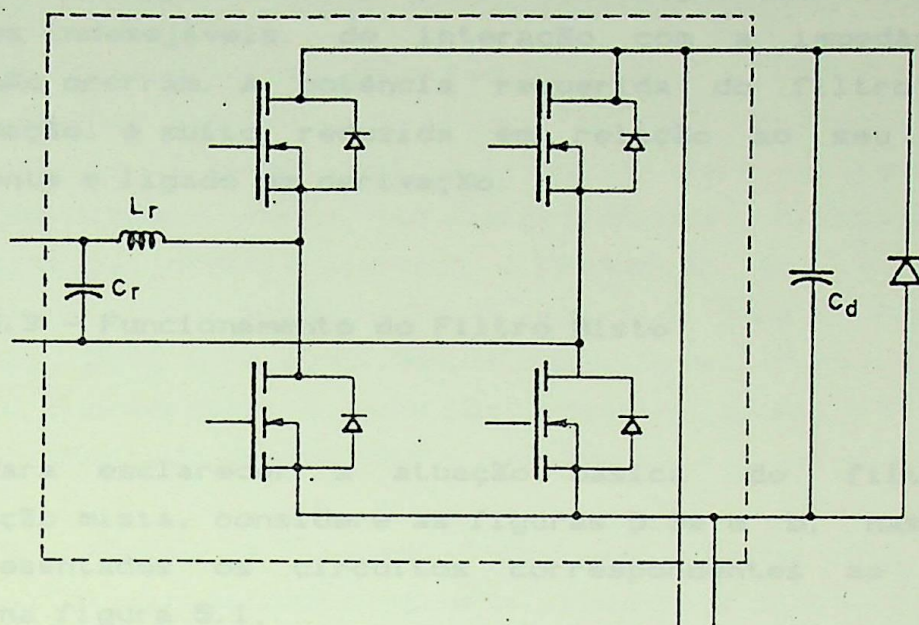


Fig. 5.2 - Circuito do PWM. Repete-se o que esta dentro das linhas tracejadas para as outras fases.

Os componentes de chaveamento do PWM nesse caso, são MOSFET's de potência. O indutor  $L_r$  e o capacitor  $C_r$  funcionam como eliminadores de ruídos de chaveamento causado pelo inversor. Como no filtro ativo em derivação, o inversor PWM será modulado por sinal proveniente do controle, o qual desempenha a estratégia estipulada para o filtro ativo.

A atuação do filtro passivo na configuração da figura 5.1, consiste no fornecimento do reativo que os conversores estáticos absorvem, e na filtragem dos harmônicos característicos gerados por esse tipo de carga. Portanto, o filtro passivo possui unidades sintonizadas nos harmônicos de baixa ordem predominantes, e uma unidade passa alta para atenuar os de mais alta ordem. Os capacitores utilizados nas unidades dos filtros são dimensionados de forma que, na frequência fundamental, compensem o reativo requerido pela carga. Ressalta-se que a definição do valor do reativo a ser compensado, resulta de um criterioso estudo de fluxo de cargas.

O filtro ativo, nessa configuração, atuará no sentido de servir como um "isolador de harmônicos" entre a fonte supridora e o conjunto filtro passivo e carga, fazendo com que os efeitos indesejáveis de interação com a impedância do sistema não ocorram. A potência requerida do filtro ativo, nessa atuação, é muito reduzida em relação ao seu emprego isoladamente e ligado em derivação.

### 5.3 - Funcionamento do Filtro Misto

Para esclarecer a atuação básica do filtro na configuração mista, considere as figuras 5.3a e b, nas quais estão apresentados os circuitos correspondentes ao esquema mostrado na figura 5.1.

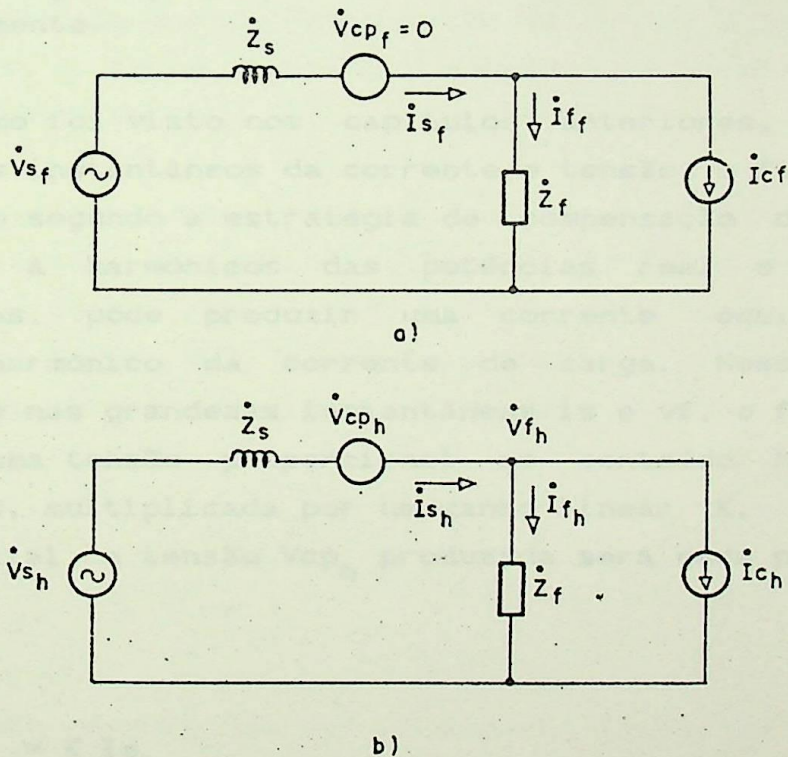


Fig. 5.3 - a) circuito equivalente de uma fase para a frequência fundamental.

b) circuito equivalente de uma fase para as frequências harmônicas.

Na figura 5.3a, tem-se o circuito equivalente a uma das fases do circuito da figura 5.1 para a frequência fundamental, onde  $\dot{V}_{s_f}$  é o fasor da tensão fundamental da fonte e  $\dot{I}_{c_f}$  o da componente fundamental da corrente da carga.  $\dot{Z}_s$  e  $\dot{Z}_f$  são as impedâncias do sistema supridor e do filtro passivo respectivamente. A tensão  $V_{cp_f}$  é produzida pelo filtro ativo e injetada no sistema. Porém, para a estratégia utilizada nesse tipo de atuação, somente haverá a intenção de compensar a parcela respectiva a harmônicos, e portanto, para a frequência fundamental,  $V_{cp_f}$  será considerada nula. Dessa forma, para a frequência fundamental, é como que somente o filtro passivo estivesse conectado produzindo o reativo para a carga.

No circuito da figura 5.3b, os fasores  $\dot{V}_{s_h}$  e  $\dot{I}_{c_h}$  representam os harmônicos de tensão produzidos pela fonte do sistema supridor e os harmônicos devido a carga não linear. As impedâncias  $\dot{Z}_s$  e  $\dot{Z}_f$  representam o sistema e o filtro passivo, respectivamente.

Como foi visto nos capítulos anteriores, baseando-se nos valores instantâneos da corrente e tensão, o filtro ativo, funcionando segundo a estratégia de compensação das parcelas referentes à harmônicos das potências real e imaginária instantâneas, pode produzir uma corrente equivalente ao conteúdo harmônico da corrente de carga. Nesse circuito, baseando-se nas grandezas instantâneas  $i_s$  e  $v_f$ , o filtro ativo produzirá uma tensão proporcional ao conteúdo harmônico da corrente  $i_s$ , multiplicada por um ganho linear  $K$ , ou seja na forma fasorial, a tensão  $V_{cp_h}$  produzida será dada pela equação (5.1).

$$\dot{V}_{cp_h} = K \dot{I}_{s_h} \quad (5.1)$$

O compensador funcionará, portanto, no sentido de produzir as parcelas correspondentes a harmônicos das potências instantâneas  $p$  e  $q$ , sendo que antes do sinal modulador ser enviado ao inversor PWM, ele passará através de um amplificador

de ganho controlável e linear  $k$ . Dessa forma, o circuito da figura 5.3b pode ser modificado para a forma mostrada na figura 5.4.

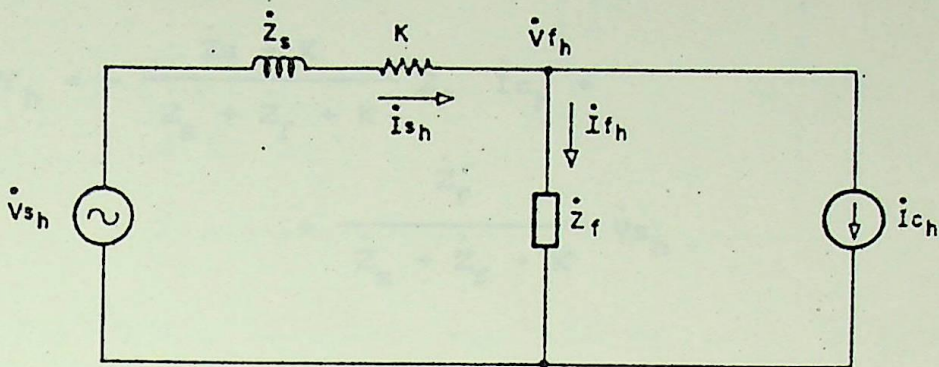


Fig. 5.4 - circuito equivalente modificado para as frequências harmônicas.

Da figura 5.4, vê-se que a atuação do filtro ativo pode ser representada por um resistor de valor igual ao ganho  $K$ , e posicionado de forma a produzir a queda de tensão  $V_{cp_h}$  dada pela equação 5.1.

Analicamente, pode-se analisar o efeito da presença do filtro misto, nas correntes harmônicas que surgem devido a operação da carga não linear. Portanto, tendo em vista o circuito da figura 5.4, a parcela devido aos harmônicos da corrente do sistema supridor é dada pela equação 5.2.

$$\dot{I}_{s_h} = \frac{1}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K} \dot{Z}_f \dot{I}_{c_h} + \frac{1}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K} \dot{V}_{s_h} \quad (5.2)$$

Pode-se observar que na equação (5.2), se  $K \gg Z_s$  e  $Z_f$ , a corrente  $\dot{I}_{s_h}$  será reduzida tanto na parcela proporcional à corrente harmônica da carga, quanto da parcela proporcional aos harmônicos de tensão da fonte do sistema supridor. O efeito da variação de impedância  $Z_s$ , respectiva ao sistema supridor, não influenciará as características do filtro passivo derivação se o seu módulo não for significativo perante o valor de  $K$ .

A parcela de tensão devido aos harmônicos resultante no filtro passivo e na carga, pode ser determinada também a partir do circuito da figura 5.4, obtida através da equação (5.3).

$$\dot{V}_{f_h} = - \frac{\dot{Z}_s + K}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K} \dot{Z}_f \dot{I}_{c_h} + \frac{\dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K} \dot{V}_{s_h} \quad (5.3)$$

Se  $K \gg Z_s$  e  $Z_f$ , a tensão no filtro passivo seria dada pela equação (5.4).

$$\dot{V}_{f_h} \cong - \dot{Z}_f \dot{I}_{c_h} \quad (5.4)$$

Assim, os harmônicos de tensão da fonte não aparecem nem no filtro passivo e nem na carga, portanto resulta estar aplicada através do filtro ativo série.

Na frequência fundamental, entretanto, o filtro ativo não tem atuação alguma, ou seja, o valor da tensão  $\dot{V}_{cp_f}$  é nulo. Dessa forma, o circuito equivalente será como apresentado na figura 5.5.

Como pode ser observado na figura 5.5, o circuito resultante para a frequência fundamental, conterá somente o filtro passivo atuando. E para essa frequência, o filtro passivo estará funcionando somente como fornecedor de reativo para o sistema.

Segundo o que foi mostrado nos parágrafos anteriores, pode-se perceber que o efeito produzido pelo filtro ativo série o caracteriza como "impedância ativa", ou seja, restringe a passagem das correntes harmônicas na proporção que existam, e não tem efeito algum na frequência fundamental.

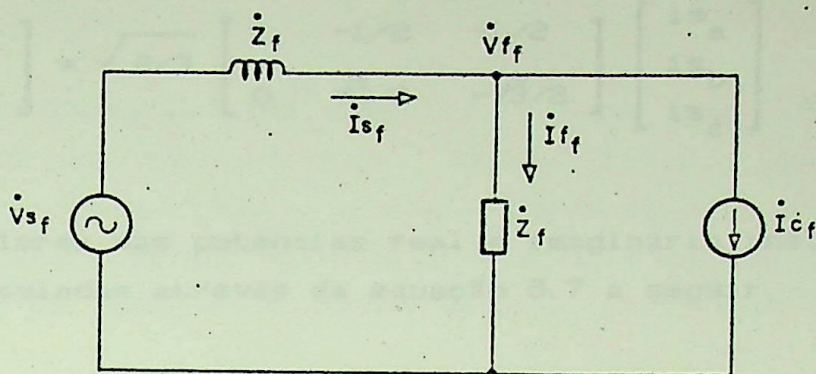


Fig. 5.5 - Circuito equivalente para a frequência fundamental.

#### 5.4 - Estratégia de Controle do Filtro Ativo

A estratégia de controle do filtro ativo nessa aplicação, será de produzir a tensão vcp. Então, na frequência fundamental o filtro não deverá apresentar nenhuma saída, e nas demais frequências, produzirá o valor dado pela equação 5.1.

Os valores instantâneos da corrente  $i_{s_h}$ , podem ser obtidos através da teoria das potências real e imaginária instantâneas exposta no capítulo três. Assim, a corrente  $i_{s_h}$  deve corresponder às parcelas das potências real e imaginária instantâneas referentes aos harmônicos da carga.

Para que o exposto no parágrafo anterior aconteça, o controle do filtro ativo recebe as informações dos valores instantâneos das tensões  $v_f$  e correntes  $i_s$ , e os transformam inicialmente em valores referidos às coordenadas retangulares alfa e beta, através das equações (5.5) e (5.6).

$$\begin{bmatrix} v_f^\alpha \\ v_f^\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_f^a \\ v_f^b \\ v_f^c \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$\begin{bmatrix} i s_{\alpha} \\ i s_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i s_a \\ i s_b \\ i s_c \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Os valores das potências real e imaginária instantâneas podem ser calculadas através da equação 5.7 a seguir.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v f_{\alpha} & v f_{\beta} \\ -v f_{\beta} & v f_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i s_{\alpha} \\ i s_{\beta} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Através de filtragem pode-se isolar as componentes  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$  correspondentes aos harmônicos das potências real e imaginária instantâneas. E então, finalmente, as correntes que irão modular o inversor PWM, as quais são correspondentes as potências  $\tilde{p}$  e  $\tilde{q}$ , podem ser obtidas dos valores resultantes da equação (5.8).

$$\begin{bmatrix} i s_{h\alpha} \\ i s_{h\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v f_{\alpha} & v f_{\beta} \\ -v f_{\beta} & v f_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Para transformar as correntes  $i s_{h\alpha}$  e  $i s_{h\beta}$  para as coordenadas a, b e c, utiliza-se a equação (5.9), como segue:

$$\begin{bmatrix} i s_{ha} \\ i s_{hb} \\ i s_{hc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i s_{h\alpha} \\ i s_{h\beta} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

A tensão  $v_{cp}$  produzida pelo filtro ativo série será portanto, dada pelo produto  $k i s_h$ , ou seja, as correntes resultantes em (5.9), são amplificadas através de um ganho controlável  $K$ , antes de serem enviadas para a modulação do PWM.

## 5.5 - Comentários de Resultados Experimentais

Na referência [2], os resultados experimentais da implementação de um protótipo de um filtro misto, foram apresentados para demonstrar a sua praticabilidade e validade. O circuito utilizado corresponde àquele apresentado nas figuras 5.1 e 5.2, e os dados do sistema foram os seguintes.

- Utilizou-se como carga um conversor de seis pulsos de potência de 20 KVA, o qual produz os harmônicos típicos.
- A potência do PWM em cada fase é de 0,45 KVA, e a tensão  $v_c$  é adicionada ao sistema através de um transformador de relação 1:20.
- A indutância do sistema foi considerada de 2 % nas bases de 20 KVA, 200 V (50 Hz).

A figura 5.6 reproduz os oscilogramas resultantes da atuação dos filtros ativo e passivo no sistema nas condições mencionadas.

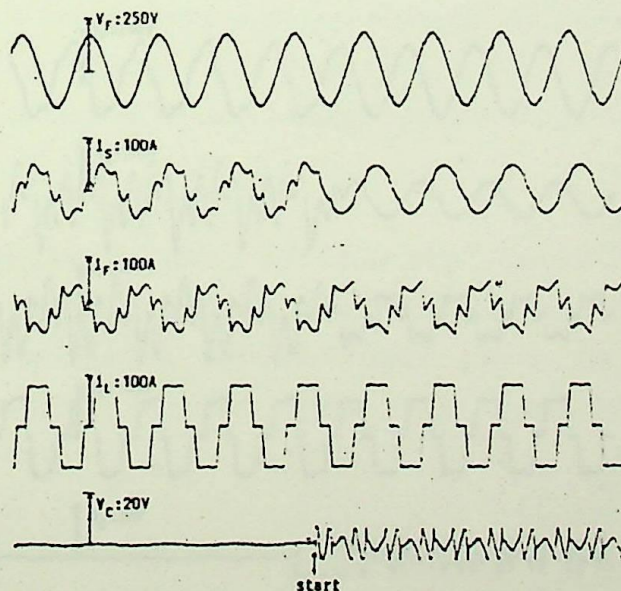


Fig. 5.6 - Formas de onda das tensões e correntes do circuito experimental da referência [2]

Na figura 5.6,  $v_f$  é a tensão no filtro passivo e carga.  $I_s$ ,  $I_f$  e  $I_l$  são as correntes do sistema supridor, do filtro passivo e da carga respectivamente. A tensão  $v_c$  é produzida pelo filtro ativo e injetada no sistema.

Em relação aos oscilogramas observa-se que, antes da partida do filtro ativo ( $k = 0$ ), apesar do filtro passivo estar drenando grande parte das correntes harmônicas produzidas pela carga, uma parcela significativa ainda se dissemina para o sistema supridor. Isto pode ser facilmente notado pela forma de onda distorcida da corrente do sistema. A partir do instante que o filtro ativo começa a atuar, com o ganho  $K = 2$ , pode-se observar que o conteúdo harmônico da corrente do sistema supridor é significativamente reduzido. Esses resultados comprovam a atuação do filtro ativo nessa conexão como "isolador de harmônicos".

Uma outra condição foi implementada considerando-se o mesmo circuito anterior, à exceção do valor da indutância do sistema supridor, que no caso foi considerada  $L_s = 5,6\%$ , nas mesmas bases anteriormente utilizadas. Nessa situação, os resultados antes e durante a atuação do filtro ativo, estão apresentados na figura 5.7.

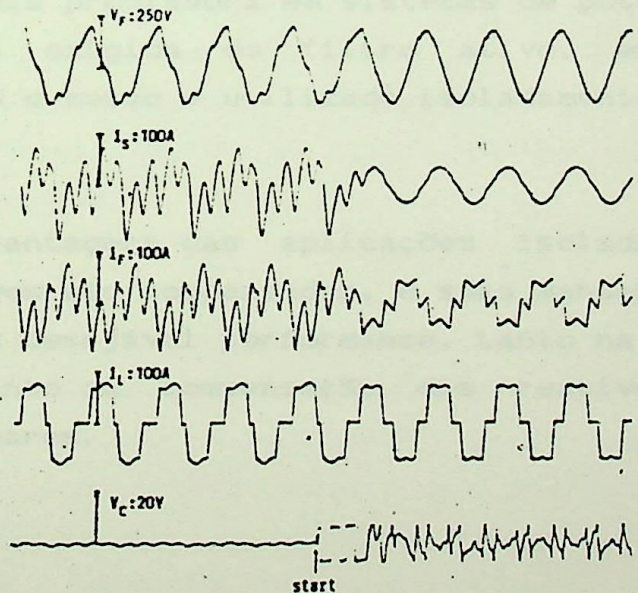


Fig. 5.7 - Formas de onda das tensões e correntes do circuito do protótipo do filtro misto.

Dos oscilogramas da figura 5.7, observa-se que antes da atuação do filtro ativo, está ocorrendo forte ressonância paralela entre o filtro passivo e o sistema, tendo em vista a forma de onda consideravelmente distorcida da tensão e corrente do filtro e da corrente do sistema supridor. Essas distorções podem sobrecarregar o filtro passivo, especialmente os capacitores, e a infiltração dessas distorções pelo sistema supridor produzem os problemas já conhecidos. Após a partida do filtro ativo, pode-se observar a sensível diminuição das distorções devido ao desvio do ponto de ressonância, provocado pela a atuação do filtro ativo.

Como mencionado na referência, a potência do filtro ativo nessa implementação, foi aproximadamente de 2,3 % da potência em VA da carga. Portanto, nessa configuração, o filtro ativo atua produzindo uma potência bem reduzida, pois, o filtro passivo, incumbe-se de absorver grande parcela dos harmônicos, e produzir o reativo para a carga.

## 5.6 - Conclusões Sobre Filtros Mistos

A aplicação dos filtros mistos ativo-passivo, demonstra-se mais promissora em sistemas de potência, devido a menor potência exigida do filtro ativo, em comparação a situação em que o mesmo é utilizado isoladamente e conectado em derivação.

As desvantagens das aplicações isoladas dos filtros ativos e passivos são compensadas, e suas vantagens combinadas para formar uma desejável performance, tanto na compensação de harmônicos, quanto na compensação dos reativos típicos das cargas não lineares.

## CAPÍTULO VI

### CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Os filtros ativos apresentam-se como solução para a compensação de reativos e harmônicos, especialmente às situações em que essas quantidades são variáveis segundo o ponto de operação de cargas não lineares, como conversores estáticos controlados, por exemplo. Isto se torna possível devido a atuação do filtro ser função da amplitude da corrente absorvida por essas cargas.

Dos resultados das simulações dos filtros ativos em derivação, observou-se que as correntes no filtro alcançaram valores elevados em comparação com a corrente da carga, especialmente nos casos em que o controle trabalhava no sentido da compensação de reativos. Essa situação, entretanto, restringe a aplicação dos filtros ativos para a compensação de reativos ou mesmo de harmônicos de alta intensidade, devido aos atuais limites de capacidade dos dispositivos de chaveamento a semicondutor. Embora as perspectivas de evolução desses dispositivos sejam animadoras para um futuro próximo, a necessidade de equipamentos de filtragem com potência elevada é desejável no momento.

A aplicação dos filtros ativos e passivos em configuração mista, é mais própria para o caso de compensação de reativos e harmônicos de maiores intensidades. Nessa configuração, o filtro ativo atua produzindo uma potência bastante reduzida em relação àquela em que está isoladamente conectado em derivação, e especialmente quando compensando reativo. Dessa forma a perspectiva para a aplicação em sistemas de potência da conexão mista é mais promissora.

Uma característica importante na atuação dos filtros

ativos, reside no fato de que sendo a compensação feita de forma instantânea, ela é válida também nos regimes transitórios. Desta forma, nas variações da carga, e conseqüentemente nas variações do reativo e harmônicos produzidos, o filtro terá comportamento adequado.

Outras estratégias e configurações para aplicações de filtros ativos, têm aparecido na literatura mais difundida, como nas referências [3],[4],[5], e [10]. Isto demonstra o grande interesse na perspectiva promissora do uso de tais equipamentos, como solução mais adequada para os problemas de compensação de reativos e harmônicos de cargas não lineares. Essas cargas são largamente empregadas no presente momento e com grande expectativa de crescimento no futuro próximo. Essa tendência portanto, aponta para grandes incentivos de pesquisas nessa área.

Sugere-se, nesse ponto, como tema para futuros trabalhos, a simulação completa dos filtros ativos, incluindo um modelo preciso para o inversor PWM, afim de analisar com mais exatidão o filtro sob condições normais e de defeito. E também em aplicações a outros tipos de cargas não lineares, que não sejam conversores estáticos controlados. A implementação de protótipos será valiosa para analisar o desempenho dos filtro nas condições reais de sistema. Várias plantas industriais possuem filtros passivos em funcionamento, e portanto, a implementação prática dos filtros ativos nessas instalações, formando a configuração mista, seria factível e válida já para o momento.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Sasaki and T. Machida, "A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation - considerations on basic design", IEEE Trans. Power Appl. Syst., Vol. 90, no. 5, p. 2009, 1971.
- [2] F. Peng, H. Akagi and A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems - A combined system of shunt passive and series active filters", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-26, p 983, 1990.
- [3] G. Choe and M. Park, "A new injection method for ac harmonic elimination by active power filter", IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 35, p. 141, 1988.
- [4] L. Malesani, L. Rossetto and P. Tenti, "Active power filter with hybrid energy storage", IEEE Trans. Power Electr., Vol. 6, p. 392, 1991.
- [5] Y. Hayashi, N. Sato and K. Takahashi, "A novel control of a current-source active filter for ac power system harmonic compensation", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27, p 392, 1991.
- [6] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensation comprising switching devices without energy storage components", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20; p. 625, 1984.
- [7] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, p. 460, 1986.

- [8] H. Akagi, Y. Tsukamoto and A. Nabae, "Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters", IEEE Tran. Ind. Appl., Vol. 26, p. 93, 1990.
- [9] E. Watanabe e R. Stephan, "Potência ativa e reativa instantâneas em sistemas elétricos com fontes e cargas genéricas", Revista SBA: Controle & Automação, Abril de 1991.
- [10] T. Furuhashi, S. Okuma and Y. Uchikawa, "A study on the theory of instantaneous reactive power", IEEE Trans. Ind. Eletr. ,Vol. 37, p 86, 1990.
- [11] A. E. Emanuel, "Harmonic power flow. Effect on energy and power meters accuracy", Brasilcon'88, Harmônicos em sistemas elétricos, Dezembro de 1988.

DATA 01 07 / 1993

PROG. \_\_\_\_\_

PED. PPG.

LIV. \_\_\_\_\_

Cz\$ JOACHAS

**EFEI**

**BIBLIOTECA MAUÁ**

Esta publicação deverá ser devolvida  
dentro do prazo estipulado.

O leitor é responsável pela publicação  
em seu poder.

**EFEI - BIBLIOTECA MAUÁ**

**8200720**



**NÃO DANIFIQUE ESTA ETIQUETA**