

Universidade Estadual de Campinas

Faculdade de Engenharia Elétrica

Departamento de Sistemas e Controle de Energia

UMA PROPOSTA DE COMPENSADOR DO TIPO REATOR CONTROLADO A TIRIS
TOR COM CONTROLE A BASE DE MICROPROCESSADOR PARA COMPENSAÇÃO
DE DESEQUILÍBRIOS DE CARGA E FATOR DE POTÊNCIA

VALDEIR JOSÉ FARIAS

ORIENTADORES:

Prof. Dr. José Carlos de Oliveira

Prof. Dr. Mauro Sérgio Miskulin

Tese apresentada à Universidade
Estadual de Campinas para obten
ção do título de Doutor em En
genharia Elétrica

Campinas, Setembro de 1989

*Ente exemplar correspondente a
final da tese defendida por Valdeir
José Farias e aprovada pela
Comissão Julgadora em 22/09/89*

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

À minha mamãe Divalda

À minha esposa Maria de Lourdes

Aos meus filhos:

Wanderly

Klesley

Wanese

Kele

AGRADECIMENTOS

- À Universidade Estadual de Campinas.
- À universidade Federal de Uberlândia.
- Aos Orientadores, Prof. Dr. José Carlos de Oli
veira e Prof. Dr. Mauro Sérgio Miskulin.
- Aos Professores do Departamento de Engenharia
Elétrica da UNICAMP.
- Aos Professores do Departamento de Engenharia
Elétrica da UFU.
- Ao Prof. Dr. Gilberto Arantes Carrijo, pelo
apoio técnico na utilização de microprocessado
res.
- Ao colega Júlio César Portella Silveira, pelo
incentivo e apoio técnico.
- Ao colega José Maria Filho, pela dedicação e
eficiência na execução dos trabalhos de datilo
grafia.
- A todos aqueles que direta ou indiretamente con
tribuíram para a realização deste trabalho.

R E S U M O

A utilização de compensadores de reativos do tipo reator controlado a tiristor (RCT) constitui nos dias atuais uma solução atrativa para eliminar ou reduzir oscilações de tensão e fator de potência e os efeitos indesejáveis associados aos desequilíbrios de cargas.

Dentro desta área, este trabalho tem como meta principal projetar e implementar um protótipo de compensador deste tipo, controlado a base de microprocessador, para compensar desequilíbrios de carga e simultaneamente corrigir o fator de potência tal que se obtenha qualquer fator de potência desejado. Além destes fatos de caráter construtivos avalia-se o desempenho do protótipo sob tensões desequilibradas e considera-se aspectos associados com a geração de harmônicos.

Para tanto são desenvolvidas novas formulações matemáticas para implementação e análise, estruturados "hardware" e "software" para o controle, executadas montagens e testes em laboratório e analisado o desempenho do compensador através de simulações computacionais e testes experimentais.

Os resultados obtidos comprovam a aplicabilidade de toda a estratégia utilizada, indicando um desempenho satisfatório para o compensador em questão.

ABSTRACT

Nowadays, the use of the thyristor controlled reactor (TCR) is an attractive solution for the elimination or reduction of problems such as electrical power systems voltage flicker, low power factor and unbalanced loads.

Within this area, this work has the main purpose of designing and implementing a prototype of a TCR compensator which is controlled by microprocessor. This prototype should be able to handle both unbalanced load compensation and power factor correction in such a manner to obtain any desired power factor. In addition to the construction itself the equipment, performance considerations under unbalanced voltage conditions and its harmonic generation are taken into account.

In order to complete these studies, this thesis follows a structure which starts by the development of a new mathematical formulation for implementation and analysis, hardware and software designs for the compensator control, execution of the assembly, experimental tests and analysis of the compensator performance by computer and laboratory tests.

The final results prove that the proposed strategy is quite applicable for both unbalances and power factor corrections and the prototype performance under several conditions is satisfactory.

SUMÁRIO

CAPÍTULO	I - INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO	II - ASPECTOS GERAIS DA COMPENSAÇÃO DE REATIVOS	06
2.1 -	Atribuições dos Sistemas de Compensação de Reativos	06
2.2 -	Cargas que Requerem Compensação e Seus Efeitos	09
2.3 -	Variação de Tensão	10
2.4 -	Fundamentos da Compensação Monofásica	11
2.4.1 -	Correção do Fator de Potência	11
2.4.2 -	Regulação de Tensão	13
2.4.3 -	Característica Aproximada da Tensão versus Potência Reativa	14
2.5 -	Compensadores de Reativos Convencionais	18
2.5.1 -	Classificação	18
2.5.2 -	Compensador Síncrono	20
2.5.3 -	Compensador a Capacitor Chavea dos por Tiristores (CCT)	22
2.5.4 -	Compensador Tipo Reator Contro lado a Tiristor (RCT)	23
2.5.5 -	Compensador do Tipo Reator Satu rado	25
2.6 -	Conclusões	27

<p style="text-align: center;">CAPÍTULO III - COMPENSADOR ESTÁTICO DO TIPO RCT PARA COMPENSAR DESEQUILÍBRIOS DE CARGA COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA</p>		28
3.1 - Introdução		28
3.2 - Fundamentos sobre a Compensação de Desequi líbrios de Carga Utilizando o Compensador RCT		29
3.3 - Susceptância de Compensação em Função das Admitâncias de Carga		33
3.4 - Compensação de Desequilíbrio em Termos de Componentes Simétricas		38
3.5 - Susceptância de Compensação em Função de Valores Instantâneos das Tensões e Corren tes de Carga		42
3.6 - Determinação das Correntes nos Reatores de Compensação		44
3.7 - Conclusões		46
<p style="text-align: center;">CAPÍTULO IV - ESTRUTURA DO "HARDWARE" DE CON TROLE DO COMPENSADOR ESTÁTICO DO TIPO RCT</p>		48
4.1 - Introdução		48
4.2 - Expansão do SDK-85		49
4.3 - Sistema de Aquisição de Dados		53
4.4 - Sistema de Saída de Dados		60
4.5 - Considerações Finais		62

CAPÍTULO	V - DESENVOLVIMENTO DO "SOFTWARE" UTILIZADO NA GERAÇÃO DOS PULSOS DE DISPARO	
		63
5.1 -	Introdução	63
5.2 -	Característica do Protótipo Desenvolvido	63
5.3 -	Preparação das Equações para a Definição dos Ângulos de Disparo	65
5.4 -	Programação dos Periféricos	73
5.5 -	Processo de Leitura das Correntes de Carga	76
5.6 -	Preparação dos Valores Lidos	78
5.7 -	Cálculo das Correntes Desejadas e Determinação dos Ângulos de Disparo	80
5.8 -	Considerações Finais	81
CAPÍTULO	VI - TESTES E RESULTADOS	81
6.1 -	Introdução	83
6.2 -	Análise de Desempenho em Regime Permanente	84
6.2.1 -	Compensação de Carga Trifásica	84
6.2.2 -	Compensação de Carga Monofásica	90
6.3 -	Desempenho Dinâmico	93
6.4 -	Aspectos Relacionados com as Formas de Onda das Correntes	95
6.5 -	Conclusões	98
CAPÍTULO	VII - COMPORTAMENTO DE UM COMPENSADOR DE DESEQUILÍBRIO DE CARGA SOB CONDIÇÕES DE TENSÕES DESEQUILIBRADAS	
		99
7.1 -	Introdução	99

7.2 - Determinação das Componentes Simétricas das Correntes de Linha do Compensador	100
7.3 - Cálculo da Tensão Fase-Neutro para a Fase de Referência	103
7.4 - Determinação das Susceptâncias de Compensação	105
7.5 - Estratégia de Estudos e Programa Computacional para Estudos de Desempenho do Compensador sob Alimentação Desequilibrada	109
7.6 - Resultados e Conclusões	112
 CAPÍTULO VIII - HARMÔNICOS GERADOS POR COMPENSADORES DO TIPO RCT.....	
8.1 - Introdução	127
8.2 - Harmônicos Gerados pelo Compensador RCT em Condições Ideais	127
8.3 - Geração Harmônica do RCT em Condições não Ideais	133
8.4 - Exemplos de Conteúdo Harmônico Obtidos em Casos Específicos	146
8.5 - Conclusões	153
 CAPÍTULO IX - CONCLUSÕES GERAIS	
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	160

APÊNDICE A - PRINCÍPIOS OPERACIONAIS DE ALGUNS

CIRCUITOS INTEGRADOS UTILIZADOS	164
A.1 - Temporizador/Contador Programável 8253	164
A.2 - Conversor A/D 427	172

APÊNDICE B - PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO SIS

TEMA A MICROPROCESSADOR SDK-85	182
B.1 - Introdução	182
B.2 - Estrutura Básica de um Microcomputador	
Baseado no 8085	182
B.3 - Características do Sistema SDK da INTEL	186

APÊNDICE C - LISTAGENS DE PROGRAMAS UTILIZADOS

189	189
C.1 - Programa de Controle do Compensador	189
C.2 - Programa para Análise de Desempenho do	
Compensador para Tensões Desequilibradas	209

SIMBOLOGIA

NOTA: OS SUB-ÍNDICES i , j e k SÃO REFERENTES À
DESIGNAÇÕES GENÉRICAS

- A_0 - Componente contínua do conteúdo harmônico de corrente.
- A_q - Coeficiente em seno da tensão harmônica de ordem q .
- B_C - Susceptância por fase do banco de capacitor.
- B_ℓ - Susceptância nominal por fase do reator.
- B_q - Coeficiente em cosseno da tensão harmônica de ordem q .
- B_{ij}^β - Susceptância da fase ij do reator.
- B_{ij}^Y - Susceptância da fase ij do compensador
- C - Capacitância
- C_n - Coeficiente em cosseno da corrente harmônica de ordem n .
- D_n - Coeficiente em seno da corrente harmônica de ordem n .
- E - Valor eficaz da tensão de fase da alimentação.
- \dot{E} - Fasor da tensão de fase da alimentação.
- G_{ij} - Condutância da fase ij da carga.
- h - Operador, e^{j120° .
- i_j - Corrente instantânea da linha j .
- I_m - Parte imaginária.
- i_{jk} - Corrente instantânea da fase jk .
- I_j - Valor eficaz da corrente de carga da linha j .
- I_{jk} - Valor eficaz de corrente da fase jk da carga.
- I_{jk}^β - Valor eficaz de corrente do reator da fase jk .
- I_{jr} - Componente real ou resistiva da corrente de carga da li
nha j .

- I_{jx} - Componente imaginária ou reativa da corrente de carga da linha j .
- \dot{I}_j - Fasor de corrente da linha j da carga.
- \dot{I}_{jk} - Fasor de corrente da fase jk da carga.
- \dot{i}_1 e \dot{i}_2 - Fasor da componente de sequência positiva e negativa respectivamente da corrente de carga.
- \dot{i}_1^Y e \dot{i}_2^Y - Fasor da componente de sequência positiva e negativa respectivamente da corrente do compensador.
- j - operador, $\sqrt{-1}$.
- k - Grau de desequilíbrio de tensão (relação entre os módulos das componentes de sequência negativa e positiva).
- L_{jk} - Indutância total da fase jk .
- $L_r(jk)$ - Indutância do reator da fase jk .
- $L_s(jk)$ - Indutância do sistema de alimentação da fase jk .
- P - Potência real ou ativa.
- Q - Potência reativa.
- R_{jk} - Resistência total da fase jk .
- $R_r(jk)$ - Resistência do reator da fase jk .
- $R_s(jk)$ - Resistência do sistema de alimentação da fase jk .
- R_e - Parte real.
- S - Potência aparente.
- t - tempo
- v_i - Valor instantâneo da tensão da fase i .
- v_{ij} - Valor instantâneo da tensão de linha da fase ij .
- V - Valor eficaz da tensão de fase.
- V' - Valor eficaz da tensão de linha.
- \dot{V}_i - Fasor da tensão fase-neutro da fase i .

- \dot{V}_{ij} - Fasor da tensão de linha da fase ij.
- \dot{V}_1 e \dot{V}_2 - Fasor da componente de sequência positiva e negativa respectivamente da tensão.
- \dot{Y}_{jk} - Admitância de carga da fase jk.
- α_{ij} - Ângulo de disparo dos tiristores da fase ij.
- θ - Ângulo entre os fasores de sequência positiva e negativa da tensão.
- ϕ - Ângulo de fator de potência
- ϕ_1 - Ângulo entre as tensões \dot{V}_{ab} e \dot{V}_a para uma alimentação desequilibrada.
- ω - Frequência angular.

C A P Í T U L O I

INTRODUÇÃO

Nos sistemas elétricos modernos não é raro o uso de grandes cargas que absorvem correntes desequilibradas com baixo fator de potência. Dentre estas cargas destacam-se fornos a arco, fornos de indução, ferrovias em C.A., etc.

Como resultado do desequilíbrio de corrente e dos correspondentes efeitos nas tensões de alimentação podem ocorrer efeitos indesejáveis tais como: sobreaquecimento de diversos equipamentos elétricos, mau funcionamento de dispositivos eletrônicos, redução de eficiência de motores elétricos etc. Um outro grande problema que merece destaque, é que, muitas destas cargas, absorvendo potência reativa, podem levar os consumidores a serem sobretaxados pelas concessionárias de energia elétrica.

A utilização de compensadores do tipo reator controlado a tiristor (RCT) com controle independente por fase tem sido, nos últimos anos, uma solução bastante atrativa para a eliminação ou redução dos problemas supra mencionados, uma vez que tais compensadores são capazes de proporcionarem compensação do desequilíbrio de carga e, ao mesmo, correção do fator de potência da instalação ou regulação da tensão.

Para propiciar isto, o sistema de controle do compensador deve fornecer pulsos de disparo para os tiristores em ângulos definidos pelo nível de compensação desejada. Estes ângu

los podem ser determinados a partir do cálculo dos elementos requeridos para a compensação, como por exemplo, pela susceptância necessária para cada fase do compensador. As equações que fornecem os valores destes elementos de compensação e, consequentemente os ângulos de disparo, constituem as bases da estratégia de implementação de qualquer sistema de controle para o compensador.

Formulações que possibilitam implementações de sistemas de controle de um compensador tipo RCT para compensar o desequilíbrio de carga e, simultaneamente, corrigir o fator de potência, são encontradas na literatura especializada [9] mas todas elas foram desenvolvidas considerando fator de potência unitário para o sistema após o processo de compensação. Como qualquer consumidor pode operar com fator de potência menor que um, sem que haja qualquer ação de sobretaxação por parte dos fornecedores, desde que os limites estabelecidos pelos padrões nacionais não sejam violados, torna-se oportuno o projeto de um compensador de desequilíbrio de carga para operar com fator de potência menor que o unitário, uma vez que tal compensador terá menor custo. Assim sendo, torna-se conveniente o desenvolvimento de novas formulações que possibilitem a implementação de um compensador de desequilíbrio que opere com um fator de potência genérico, dando maior flexibilidade ao processo de compensação de reativos.

O grande avanço tecnológico na área de sistemas de processamento, tendo como unidade central um microprocessador, tem possibilitado, nos últimos anos, maior versatilidade e precisão nas aplicações de sistemas de controle, proporcionando

uma tendência de substituição dos controles analógicos por digitais. Assim, o controle de disparo dos tiristores de um RCT pode, sem grandes dificuldades, ser realizado por intermédio de um sistema de processamento a base de microprocessadores.

De conformidade com as necessidades, conveniências e possibilidades referidas anteriormente, os objetivos principais desta tese podem ser resumidos através do projeto e implementação de um protótipo de um compensador estático do tipo RCT, controlado por um sistema a base de microprocessadores, para compensar desequilíbrio de cargas e, simultaneamente, proporcionar um fator de potência genérico desejado.

Visando atingir estes objetivos e tentando responder questões surgidas durante o desenvolvimento deste trabalho, como por exemplo, sobre o desempenho de tal compensador sob condições de tensões de alimentação desequilibradas, conteúdo harmônico gerado, etc, a tese é organizada dentro da estrutura a seguir.

O capítulo II trata dos aspectos gerais da compensação de reativos, onde estão incluídas as atribuições de um sistema de compensação, as características das principais cargas que requerem compensação, as características dos compensadores convencionais, etc.

Os desenvolvimentos matemáticos para a obtenção das equações que constituirão as bases para a implementação do protótipo, principal objeto deste trabalho, comporão o conteúdo do capítulo III. Na verdade estes desenvolvimentos matemáticos correspondem a uma generalização, com respeito ao fator de potên

cia, daqueles encontrados nas referências [1] e [9] onde é usado o princípio da amostragem.

Uma vez obtido o equacionamento básico, no capítulo IV são tratados assuntos referentes a estrutura do "hardware" do controle do compensador em estudo, discutindo-se aspectos associados com a expansão do sistema de processamento usado, desenvolvimento dos circuitos de aquisição e saída de dados e, finalmente, questões relacionadas com os acoplamentos das unidades de medição e controle com o circuito de potência do compensador.

O capítulo V objetiva apresentar a estrutura do "software" desenvolvido para gerar os pulsos de disparos dos tiristores responsáveis pelo controle das correntes nos reatores do compensador. Neste capítulo é descrita a metodologia usada no desenvolvimento do programa usado na geração e controle dos pulsos de disparo.

De posse dos fundamentos mencionados anteriormente passa-se, no capítulo VI, para a fase de execução da parte experimental. São então realizados vários testes práticos de desempenho e, uma amostra representativa dos resultados obtidos é fornecida e analisada.

Na tentativa de responder uma das questões referidas anteriormente, relacionada com o comportamento do compensador sob tensões desequilibradas, o capítulo VII desenvolve estudos analíticos, concluindo pela obtenção de um modelo matemático que forneça elementos necessários ao processo de compensação sob alimentação desequilibrada. Com o auxílio das formula

ções obtidas e de um programa computacional faz-se então estudos do efeito dos desequilíbrios na rede sobre a definição das susceptâncias de compensação.

De forma análoga à descrita anteriormente, o capítulo VIII trata das questões referentes à geração de harmônicos pelo compensador do tipo RCT com controle independente por fase.

Finalmente no capítulo IX, são apresentadas as conclusões gerais de todo o trabalho.

C A P Í T U L O I I

ASPECTOS GERAIS DA COMPENSAÇÃO DE REATIVOS

2.1 - Atribuições dos Sistemas de Compensação de Reativos

Compensação de reativos pode ser entendido como sendo o processo de gerenciamento e controle da potência reativa para melhorar a qualidade da alimentação em sistemas de energia elétrica, suas principais atribuições são [9]:

- correção do fator de potência
- melhoria da regulação de tensão
- compensação do desequilíbrio de carga.

A designação correção do fator de potência significa, em essência, do ponto de vista prático, a geração de potência reativa tão próximo quanto possível da carga que a requer, de preferência usando o próprio sistema de alimentação. Muitas cargas industriais possuem fator de potência atrasado, isto é, absorvem potência reativa. Com isto a corrente de alimentação desta carga é maior que a necessária para o abastecimento de apenas potência real. Como somente a potência ativa é útil na conversão de energia, o excesso da corrente de carga representa um custo adicional para o consumidor que paga não somente o acréscimo da capacidade dos cabos, mas também o excesso de perdas por efeito Joule produzidos nos mesmos. As concessionárias

também possuem boas razões para não transmitirem potência reativa, uma vez que com esta transmissão adicional suas redes e seus geradores não serão usados eficientemente e o controle da tensão se torna mais difícil. Um outro aspecto, também muito importante, é o fato das concessionárias sobretaxarem os consumidores que operam com fator de potência muito baixo. Como resultado de tudo isto, um enorme esforço tem sido despendido no sentido de corrigir o fator de potência em instalações industriais.

Quanto a regulação de tensão, sabe-se que esta, na presença de cargas que variam sua demanda de potência reativa, torna-se um tema de grande importância e muitas vezes crítico à operação do sistema e cargas. É conhecido que toda carga varia sua demanda de potência reativa, embora com diferenças nas suas faixas e taxas de variação. Todavia, em todos os casos, a alteração de demanda de potência reativa provoca variação na tensão nos locais de alimentação que pode interferir na eficiência de operação de todas as instalações ali conectadas, surgindo a possibilidade de interferência entre cargas pertencente a diferentes consumidores. Para proteger a qualidade de suprimento contra este fato, as concessionárias, através de cláusulas contratuais, são obrigadas a manterem as tensões de alimentação dentro de limites previamente definidos. Estes limites podem variar tipicamente na faixa de $\pm 5\%$ em curtos períodos de poucos minutos ou horas, sendo que em muitos casos são impostas condições mais severas, onde grandes cargas que variam rapidamente podem provocar alterações de tensões que produzam incertezas na operação de equipamentos e oscilação de intensidade da iluminação "flicker". Uma solução naturalmente encontrada para melhorar a

regulação de tensão, seria o do reforço do sistema de alimentação, aumentando o porte e o número de unidades geradoras. Este procedimento, em geral, é anti-econômico e introduziria problemas associados ao aumento do nível de curto-circuito e da capacidade dos disjuntores utilizados. É mais prático e econômico dimensionar o sistema de potência de alimentação de acordo com a máxima demanda de potência ativa e controlar a potência reativa por intermédio de compensadores e outros equipamentos que são mais flexíveis que as unidades geradoras e não contribuem para o aumento do nível de curto-circuito. Portanto, os dispositivos de compensação são de vital importância para manutenção da tensão de alimentação dentro de níveis desejados.

A compensação de desequilíbrio de carga é também uma atribuição de capital importante dos sistemas de compensação de reativos. Sendo os sistemas de alimentação trifásicos em sua grande maioria, os mesmos são projetados para operarem com tensões equilibradas, e idealmente, alimentar cargas com características balanceadas. De fato, cargas desequilibradas dão origem ao aparecimento de componentes de sequência negativa e zero e, tais componentes de corrente podem provocar efeitos indesejáveis. Dentre estes efeitos incluem-se as perdas adicionais em motores e geradores, torques oscilantes em máquinas CA, aumento do "ripple" em retificadores, mau funcionamento de vários tipos de equipamentos, saturação de transformadores e circulação de corrente excessiva pelo neutro. Para compensar as componentes negativas, conforme se verá oportunamente, pode-se empregar certos tipos de compensadores de reativos, que con

seguem eliminar ou reduzir o grau de desbalanceamento introduzido por cargas desequilibradas.

Tendo caracterizado as principais funções de um sistema de compensação de reativos, pode-se formar o conceito de um compensador ideal. Este deve ser um dispositivo que ao ser conectado ao barramento de alimentação, isto é, em paralelo com a carga, proporcionará as três funções descritas anteriormente, de forma instantânea. Em outras palavras, um compensador ideal é aquele que proporciona um controle instantâneo da potência reativa de acordo com as exigências da carga, fornece uma característica de tensão constante no barramento de alimentação e é capaz de operar independentemente nas três fases.

A responsabilidade da compensação de reativos é dividida entre fornecedor e consumidor de acordo com vários fatores, incluindo o porte e a natureza da carga e qualquer projeto de expansão futura para a mesma, padrões nacionais, prática regional e o grau com que outros consumidores passam ser afetados.

2.2 - Cargas que Requerem Compensação e Seus Efeitos

Se uma determinada carga deve ser suprida, em regime permanente, com dispositivos para correção do fator de potência, esta é uma questão econômica cuja resposta depende de vários fatores, incluindo: tarifa de abastecimento, potência da carga e seu fator de potência não compensado. É comum a correção do fator de potência de grandes cargas industriais ser econômica se seu fator de potência inerente for menor que 0,85.

Cargas que causam flutuações na tensão de alimenta

ção podem necessitar de compensação não apenas quanto ao fator de potência mas também quanto a regulação de tensão.

Tipicamente as cargas mais críticas que requerem compensação são fornos a arco, fornos de indução, soldadores a arco, soldadores de indução, laminadores, grandes motores (particularmente aqueles que partem e param frequentemente), escavadeiras, serrarias, experiências físicas de alta potência (por exemplo, o ciclotron), etc.

2.3 - Variações de Tensão

Um dos principais efeitos indesejáveis da variação de tensão é o distúrbio no nível de iluminação produzido pelo filamento de lâmpadas incandescentes. O desconforto visual não depende somente da amplitude da variação luminosa mas também da frequência da mesma por causa das características de sensibilidade do olho humano. Variações lentas de até 3% podem ser toleradas, enquanto que variações rápidas, causadas por fornos e soldadores a arco, podem coincidir com a máxima sensibilidade de visual (entre 1 e 25 Hz) quando a amplitude máxima das oscilações deve ser limitada a 0,25% ou menos [9].

Vários outros tipos de carga são sensíveis à variação de tensão tais como computadores, certos tipos de relés empregados em controle e proteção, motores de indução lâmpadas de descarga, etc.

A tabela 2.1 [9] é representativa dos padrões que poderão ser perseguidos para o desempenho dos sistemas com cargas que provocam distúrbios.

Tipo de carga	Limites permitidos para flutuação de tensão
Partidas de grandes rotores	1 a 3% dependendo da frequência
Guinchos para mineração, escavadeiras, laminadores e dispositivos tiristorizados de alta potência	1 a 3% na tensão de distribuição 0,5 a 1,5% na tensão de transmissão
Instalação de soldas	0,25 a 2% dependendo da frequência
Fornos de indução	até 1%
Fornos a arco	até 2% para tensões abaixo de 132 KV até 1,6% para tensão acima de 132 KV

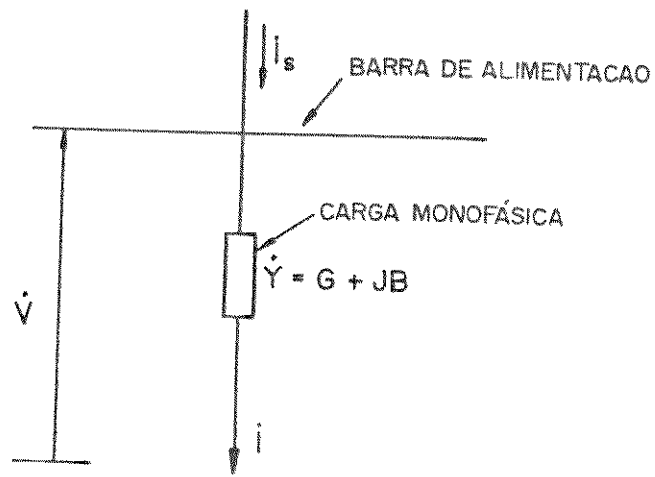
Tabela 2.1 - Padrões típicos de flutuações de tensão.

2.4 - Fundamentos da Compensação Monofásica

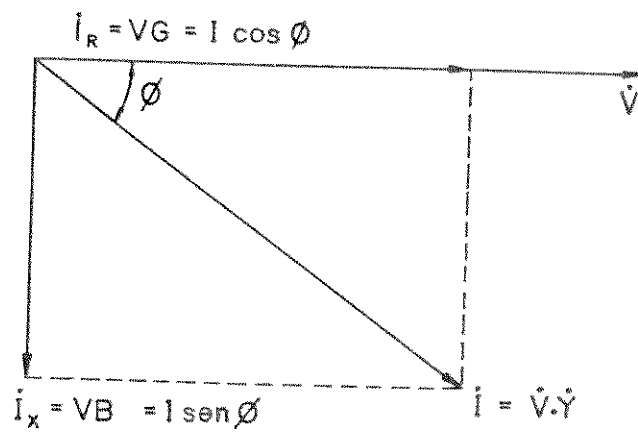
2.4.1 - Correção de Fator de Potência

A figura 2.1 ilustra o processo de correção do fator de potência. A figura 2.1(a) representa uma carga monofásica de admitância $\dot{Y} = G + jB$ alimentada por uma tensão cujo fasor é indicado por \dot{V} . A figura 2.1(b) mostra o diagrama fasorial da corrente \dot{I} para esta carga que está defasada da tensão de um ângulo ϕ , contendo, assim, uma componente ativa $\dot{I}_R = \dot{V} G = \dot{I} \cos \phi$ e uma componente reativa $\dot{I}_X = \dot{V} B = \dot{I} \sin \phi$.

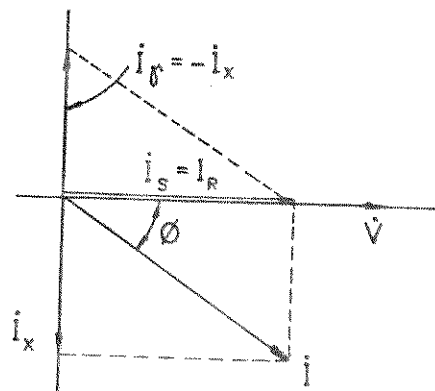
Na ausência de qualquer compensação, a corrente \dot{I}_S



(a)



(b)



(c)

Figura 2.1 - Correção do fator de potência para unitário.

do sistema é igual a corrente \dot{I} , ou seja, o sistema de alimentação fornece tanto a potência ativa $P = V^2 G$ quanto a potência reativa $Q = V^2 B$. Sabe-se que a potência reativa não é utilizada para nenhum trabalho útil, sendo portanto aconselhável e desejável um compensador que atue no sentido de neutralizar ou reduzir a componente reativa da corrente de carga e que não consuma potência ativa.

A figura 2.1(c) mostra o diagrama fasorial do sistema após a introdução de um compensador que forneça uma corrente puramente reativa $\dot{I}_Y = -\dot{V} B$. Desta figura verifica-se que com a inserção do dispositivo fornecedor de reativos o sistema de alimentação fornecerá somente a parte ativa solicitada pela carga.

No caso ilustrado na figura 2.1 o consumo de potência reativa pela carga foi considerado constante e a correção do fator de potência foi feita de forma integral. Na prática, é comum a demanda de potência reativa da carga ser variável, portanto, se for desejável uma compensação integral da potência reativa solicitada pela carga, o elemento compensador deve conter dispositivos capazes de controlar o fluxo de potência reativa de acordo com as exigências da carga.

2.4.2 - Regulação de Tensão

A figura 2.2(a) indica um sistema de alimentação representado pelo circuito monofásico equivalente de Thévenin com impedância $Z_S = R_S + j X_S$. Na ausência de um compensador as tensões indicadas \dot{E} e \dot{V} são diferentes, como ilustra a figura

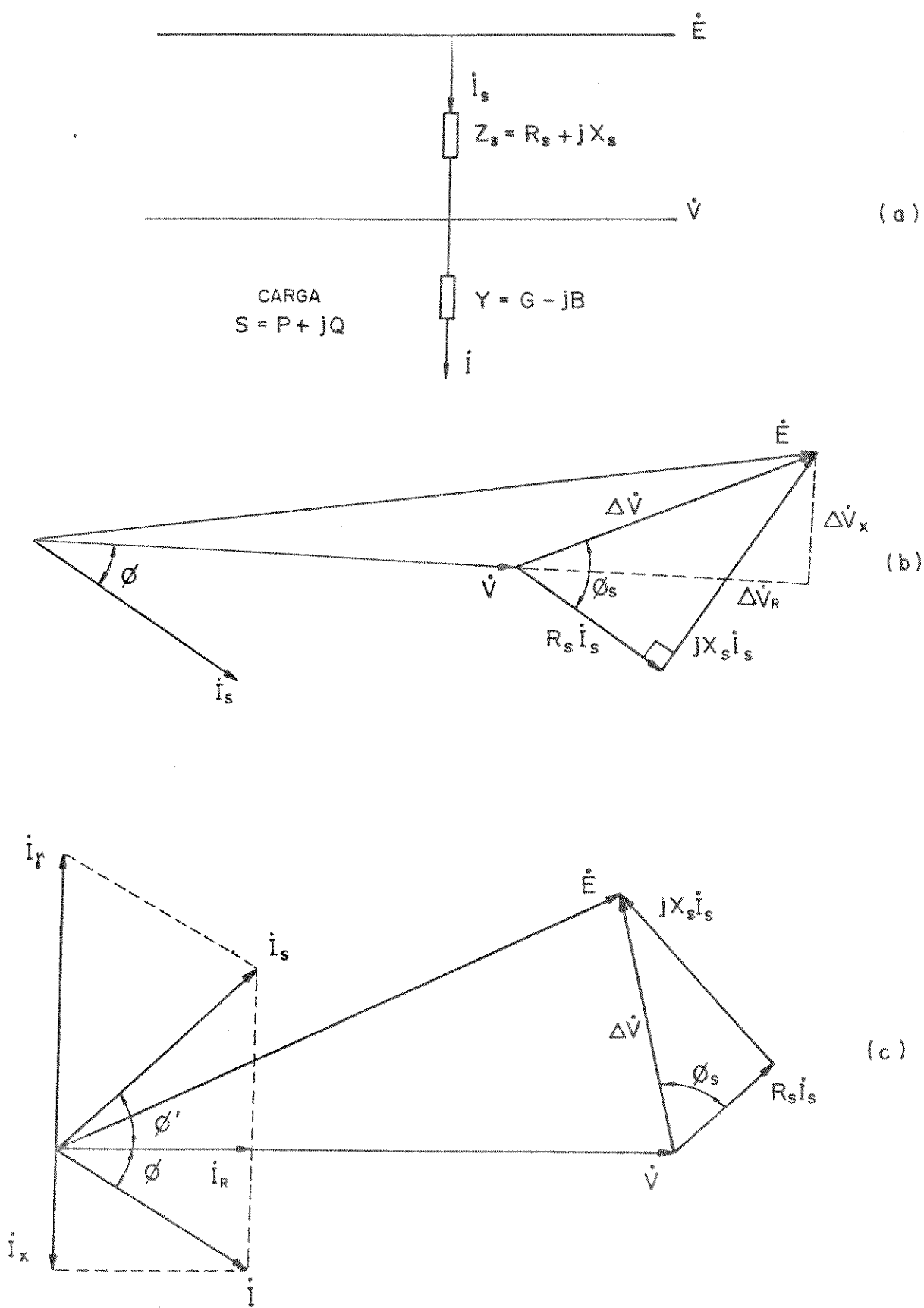


Figura 2.2 - Ilustração do processo de regulação de tensão.

2.2(b). A diferença $\Delta \dot{V} = \dot{E} - \dot{V}$ corresponde à queda de tensão, causada pela corrente \dot{I} de carga. Observe-se que neste caso (sem compensação) a corrente \dot{I}_s de alimentação é a própria corrente solicitada pela carga que está defasada da tensão \dot{V} de um ângulo ϕ .

Conforme ilustrado pela figura 2.2(c), é possível especificar um compensador puramente reativo ao qual está associada a corrente \dot{I}_y , de acordo com a solicitação da carga e que possibilite, a obtenção de uma tensão \dot{V} de alimentação com mesma amplitude de tensão \dot{E} . Entretanto, é interessante notar que com a ligação de tal compensador na barra de carga, a corrente \dot{I}_s do sistema não será mais a mesma e estará defasada de um ângulo ϕ' da tensão \dot{V} . A exemplo do que está indicado, este ângulo pode ser diferente de zero. Logo, pode-se concluir que um compensador puramente reativo não pode, em termos gerais, manter ao mesmo tempo tensão constante e fator de potência unitário. No entanto, não é difícil concluir que um compensador usado com objetivo único de neutralizar a parte reativa \dot{I}_x da corrente de carga, isto é, de corrigir o fator de potência, também contribuirá para melhorar a regulação de tensão do sistema de alimentação.

2.4.3 - Característica Aproximada da Relação Tensão versus Potência Reativa

Pode-se demonstrar [9] que a amplitude da tensão \dot{V} , do sistema representado na figura 2.2, pode ser dada, de forma aproximada, pela equação (2.1).

$$V \cong E - \frac{E}{S_{sc}} Q \quad (2.1)$$

A expressão (2.1) é todavia válida sob condições tais que a potência reativa Q da carga seja muito menor que a potência aparente S_{sc} que representa o nível de curto-circuito do barramento em questão.

Esta equação é representada graficamente na figura 2.3 e, embora, a variação da tensão de alimentação com a potência reativa seja aproximada, esta característica é útil para visualização do comportamento que um compensador deve possuir para melhorar a regulação de tensão do sistema.

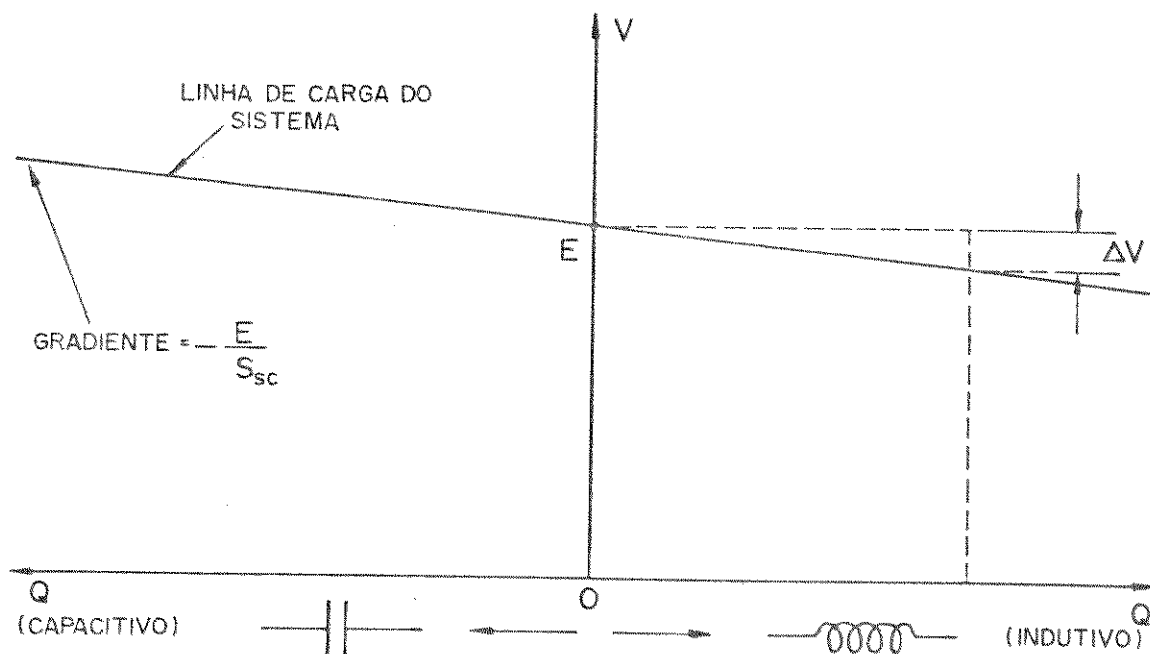


Figura 2.3 - Característica aproximada de tensão/potência reativa de um sistema de alimentação.

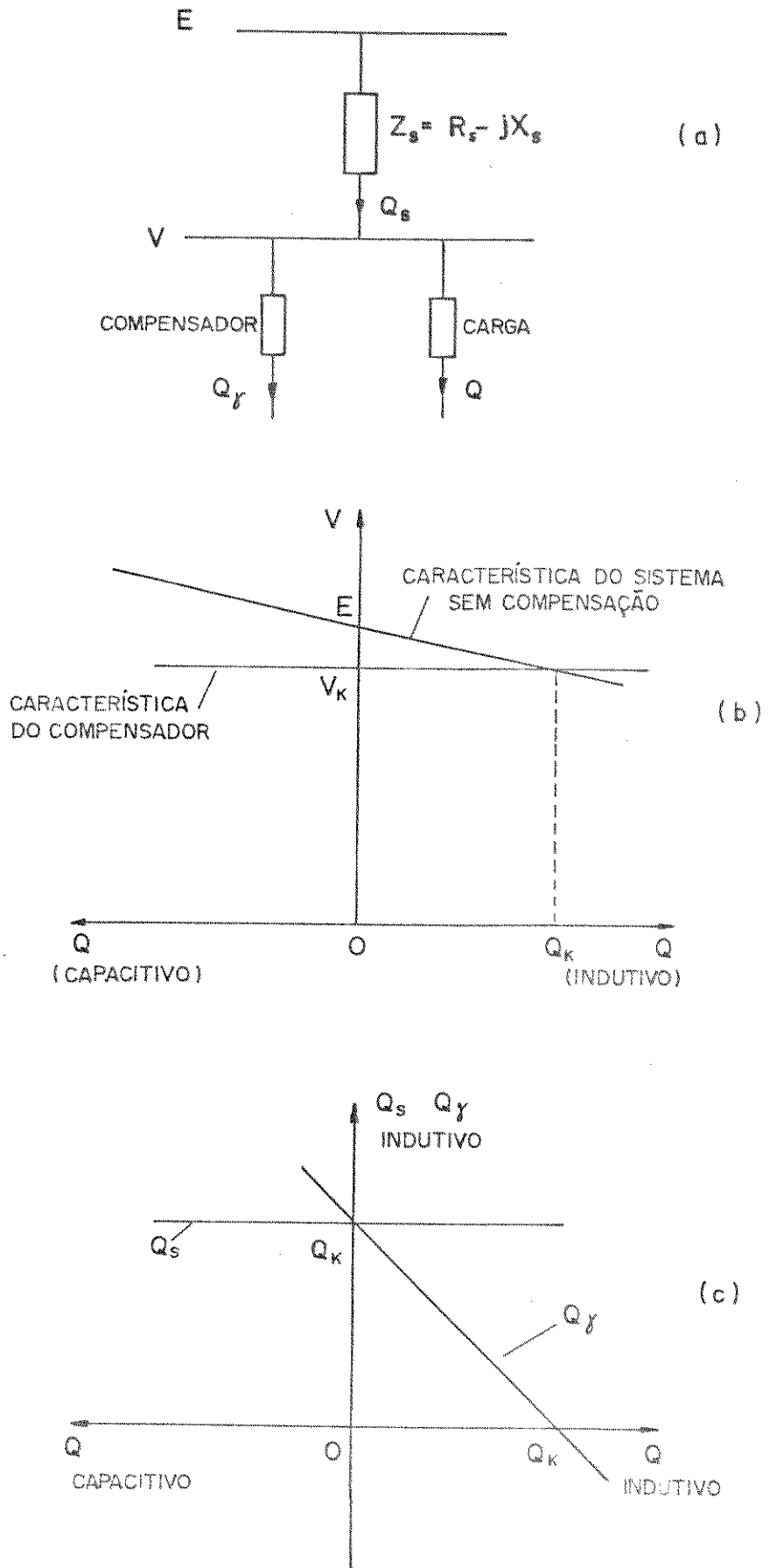


Figura 2.4 - Ilustração do processo de compensação para manutenção de tensão constante.

Seja o sistema representado na figura 2.4(a), o qual deverá ser compensado de tal forma que, a tensão na barra de alimentação da carga venha a ser constante com uma amplitude V_k independentemente da potência reativa solicitada pela carga.

A figura 2.4(b) mostra a característica de tensão de um compensador ideal para que as características acima sejam atendidas. Observe-se que a tensão terminal do compensador, independe da potência reativa \hat{Q}_k é constante com o valor V_k correspondente à tensão que o sistema não compensado fornece quando a carga solicita uma potência reativa Q_k .

A manutenção da tensão V_k na barra de carga necessita de um fluxo de potência reativa Q_s do sistema igual a Q_k . Para isto a potência reativa Q_Y do compensador deve variar com a potência reativa Q da carga como mostrado na figura 2.4(c).

Nota-se que, embora este compensador seja capaz de manter a tensão V no valor V_k , ele piora o fator de potência para cargas indutivas. Isto pode ser evitado se Q_k for escolhido como sendo zero. Neste caso V_k será igual a E e o sistema de alimentação fornecerá apenas potência ativa.

2.5 - Compensadores de Reativos Convencionais

2.5.1 - Classificação

Os diversos tipos de compensadores convencionais existentes podem ser classificados em dois grupos:

- a) Compensadores Rotativos
- b) Compensadores Estáticos

O grupo (a) é composto de motores síncronos espe
ciais cujas características serão descritas no próximo item.

O grupo (b) pode ser subdividido em:

- Compensadores fixos
- Compensadores com chaveamento mecânico
- Compensadores a capacitores chaveados a tiristores
- Compensadores com reatores controlados a tiristor
- Compensadores a base de reatores saturados.

Como parte integrante dos compensadores fixos, en
contra-se banco de capacitores permanentemente ligados ao siste
ma. Sua principal aplicação é correção do fator de potência, to
davia, como quase sempre o fator de potência de uma instalação
é variável, este tipo de compensador não pode desempenhar uma
ação satisfatória.

Ainda fazendo parte dos compensadores fixos são en
contrados os reatores fixos. Embora estes sejam menos usados
que os capacitores, sua utilização é bastante expressiva na eli
minação do efeito ferranti em linhas de transmissão.

Os compensadores com chaveamento mecânico são com
postos de diversos bancos de capacitores ou reatores instalados
em paralelos. O chaveamento destes bancos é feito por disjunt
res de acordo com a solicitação da carga. É evidente que para
solicitações muito variadas de reativos, a vida útil dos res
pectivos disjuntores é bastante reduzida. Além disto, o tem
po de resposta de tais compensadores é muito longo. Como a com
pensão é feita por blocos definidos pelos bancos chaveados
não se terá um controle contínuo da mesma, resultando numa com
pensão processada de forma discreta.

Além dos compensadores anteriormente citados, atualmente existem outros dispositivos geradores ou absorvedores de reativos que podem ser também usados. Tais dispositivos são compostos de conversores estáticos tais como, retificadores, inversores, "choppers" ou cicloconversores, etc e podem ser chamados de compensadores não convencionais. Análises preliminares destes compensadores podem ser encontradas na referência [2].

2.5.2 - Compensador Síncrono

Os compensadores síncronos são máquinas síncronas de construção especial. Proporcionam uma estabilização de tensão durante as variações de carga e ainda aumentam o nível de curto-circuito do sistema ao qual estão conectados. Seu funcionamento baseia-se numa estabilização natural de operação que ocorre pela combinação sistema mais compensador mesmo para sistemas de potência com baixo nível de curto-circuito. Esta propriedade se deve à capacidade natural que as máquinas síncronas têm de fornecer ou absorver energia reativa do sistema, dependendo do seu grau de excitação.

A característica de potência reativa como função da corrente de excitação de uma máquina síncrona é mostrada na figura 2.5. Nesta figura, o segmento \overline{OA} representa o valor da corrente de excitação para o funcionamento da máquina a vazio, quando a mesma absorve apenas potência ativa para suprir suas perdas. Aumentando-se a excitação, a máquina passa a fornecer energia reativa, comportando-se como um capacitor. Reduzindo-se a

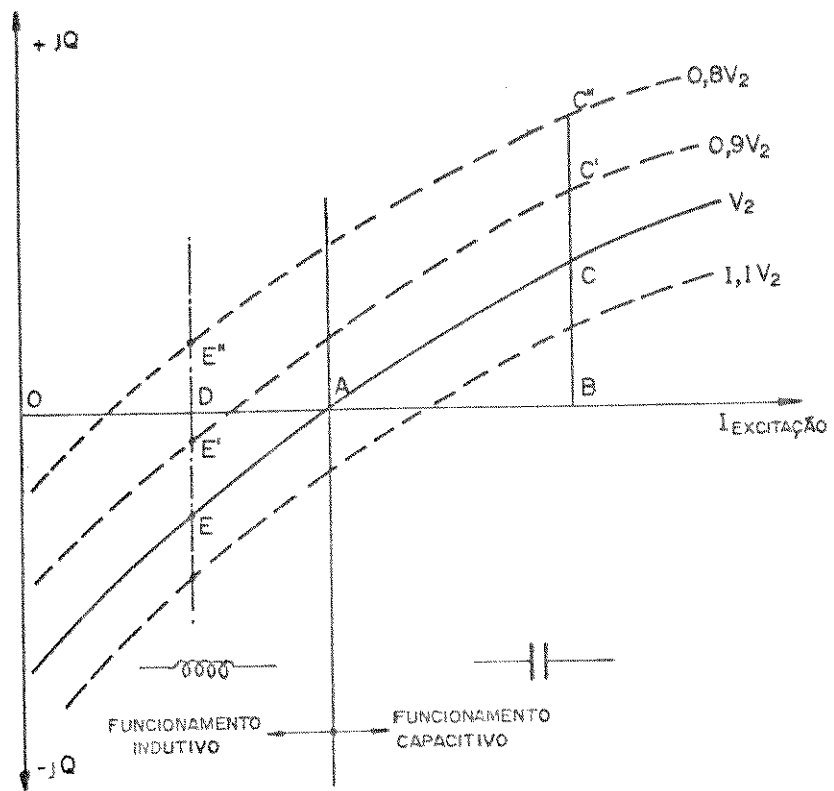


Figura 2.5 - Característica de um compensador síncrono.

excitação a um valor menor que \overline{OA} , a energia magnética torna-se insuficiente para seu funcionamento e ela passará a absorver reativos da rede, comportando-se como um reator. Assim, um simples ajuste de valor da corrente de excitação da máquina permite regular o fluxo de potência reativa da linha.

A existência de partes rotativas prejudica o tempo de respostas deste tipo de compensador, tornando-o inadequado para a compensação de certo tipo de cargas, a exemplo de fornos a arco. Este tipo de carga provoca variações rápidas e desequilibradas na tensão de alimentação. Com isto, a utilização de um compensador síncrono trifásico, além de não corrigir satisfa

toriamente estas variações de tensão, pode provocar sobretensões nas fases menos carregadas.

2.5.3 - Compensador a Capacitores Chaveados por Tiristores (CCT)

Este compensador é constituído por um conjunto de bancos de capacitores cuja susceptância é ajustada por tiristores em anti-paralelo de acordo com a solicitação de carga.

A figura 2.6 mostra um diagrama típico de um CCT.

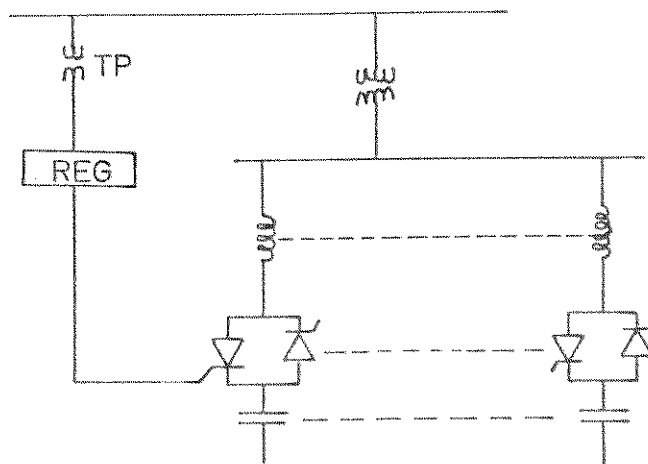


Figura 2.6 - Diagrama unifilar típico de um CCT.

Embora este tipo de compensador apresente algumas vantagens, tais como não gerar harmônicos, possuir baixas perdas, permitir compensação por fase, etc, sua popularidade vem decrescendo devido a certas desvantagens como não possibilitar ajustes contínuos da compensação de reativos, proporcionar transitórios de correntes, necessitar pré-carga dos capacitores, etc.

2.5.4 - Compensador Tipo Reator Controlado a Tiristor (RCT)

Existe várias configurações para os compensadores do tipo reator controlado a tiristor (RCT), sendo aquela representada, em forma de diagrama unifilar, na figura 2.7, uma das mais usuais. Como indicado, um compensador RCT consiste basicamente

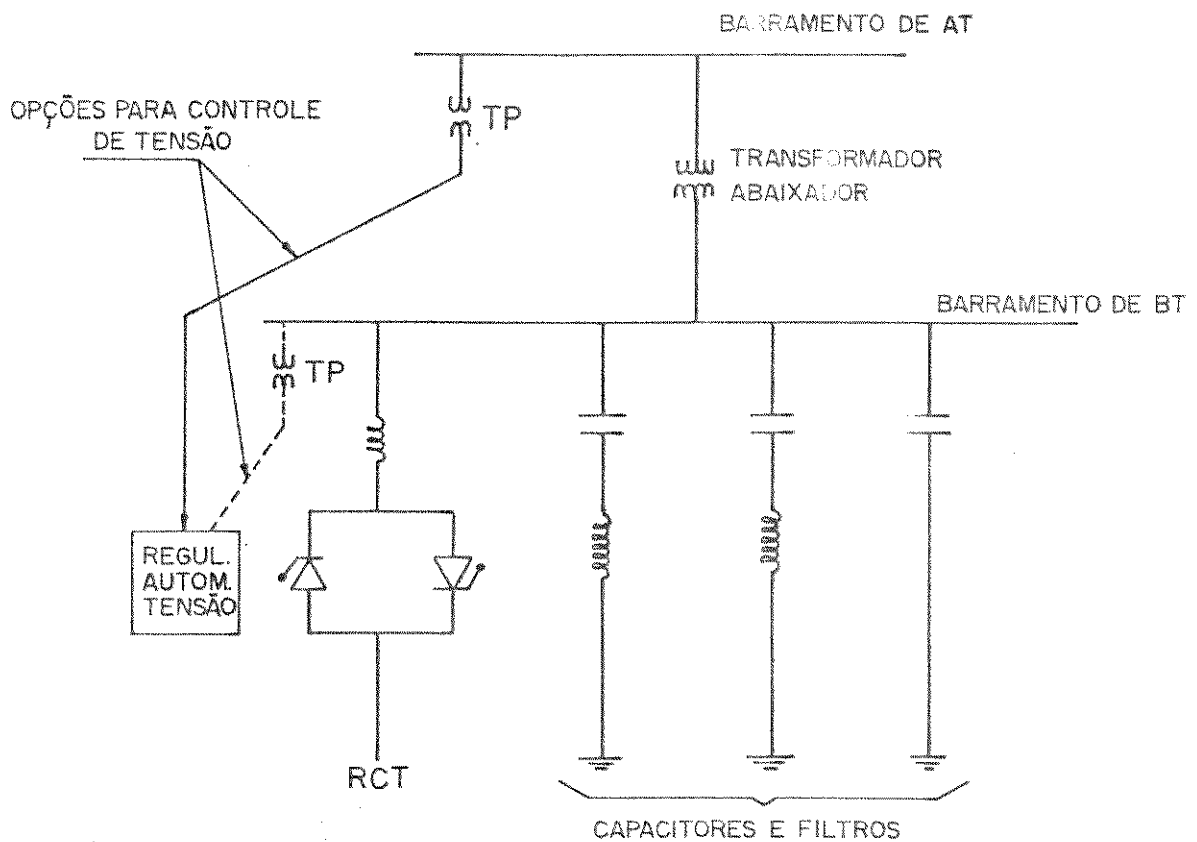


Figura 2.7 - Diagrama unifilar típico de um compensador RCT.

mente de um banco de capacitores fixos e reatores cuja potência reativa é controlável através de tiristores. A potência total do banco de capacitor é calculada de tal forma que supra a máxima solicitação de reativos que se possa prever. Já o reator tem,

normalmente, uma potência nominal maior que a dos capacitores, o que permite uma eventual compensação indutiva. A variação da potência reativa absorvida pelo mesmo é decorrente de um maior ou menor ângulo de disparo dos tiristores.

Os bancos de capacitores podem ser distribuídos entre os barramentos AT e BT mas o reator é normalmente conectado no barramento BT.

O arranjo convencional para os reatores é em delta, pois esta conexão elimina, para operações equilibradas, a possibilidade de injeção no sistema das correntes harmônicas de ordem 3 e seus múltiplos ímpares.

Os capacitores são instalados, em parte, com reatores tal que filtros harmônicos possam ser obtidos. Assim, a maior parte da corrente harmônica gerada pelo RCT é absorvida no mesmo local em que ela é gerada.

A figura 2.8 mostra a característica do compensador do tipo RCT. Além da característica do compensador, resultante

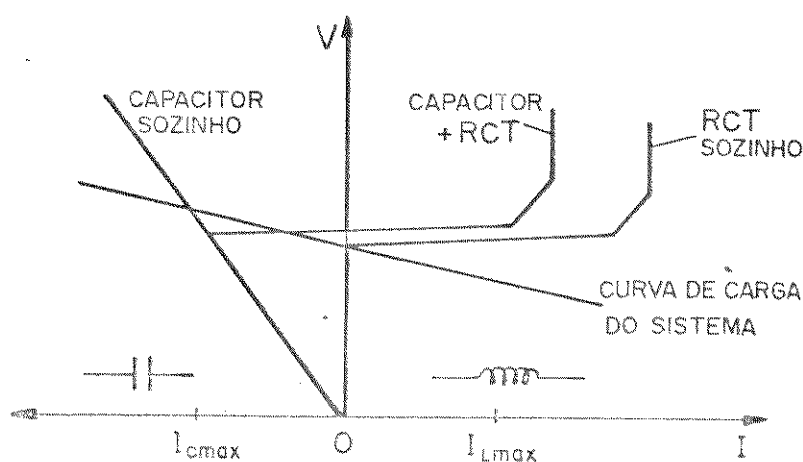


Figura 2.8 - Característica V/I de compensador RCT.

do capacitor fixo mais o reator controlado a tiristor, nesta figura indica-se também, as características do sistema de alimentação, do capacitor isolado e do reator controlado para ângulos de condução dos tiristores variando de 0° (correspondente a uma corrente nula) a 180° (correspondente à corrente nominal).

Embora este tipo de compensador, operando sem filtro, passa injetar um grande conteúdo de correntes harmônicas no sistema, esta versão está sendo muito usada pois, suas características possibilitam um ajuste contínuo de reativo para regulação de tensão ou correção do fator de potência. Como este ajuste pode ser realizado independentemente por fase, este compensador é útil também para compensar desequilíbrios de carga.

Este dispositivo, associado com uma característica de controle independente por fase será o compensador objeto desta tese.

2.5.5 - Compensador do Tipo Reator Saturado

Em contraste com o reator linear, o reator saturado tem seu núcleo de forma fechada como o de um transformador. A diferença é que os transformadores são construídos de tal forma que não saturam à tensão de operação e têm correntes de magnetização muito pequenas em relação à correntes nominais. Por outro lado, os reatores saturados são projetados para atingirem a saturação na tensão de operação, tendo, portanto, que suportarem correntes de magnetização bem mais elevadas.

Quanto à sua operação, pode-se dizer que o reator saturado é um consumidor nato de energia reativa, servindo então para manter o nível de tensão próximo de V_S quando o mesmo tende ultrapassar este valor.

Devido às características magnéticas não lineares, uma injeção de harmônicos no sistema de potência pelo compensador deve ser esperada e este é um tema de grandes preocupações.

O reator saturado tem sua inclinação própria que varia de 10 a 20%, servindo então para compensar alguns tipos de elevações de tensão onde não se exige um controle muito rígido. Porém tal equipamento não fornece meios para compensar quedas de tensão.

Este último problema é resolvido na prática pela inclusão de um capacitor C em paralelo, como mostra a figura 2.9.

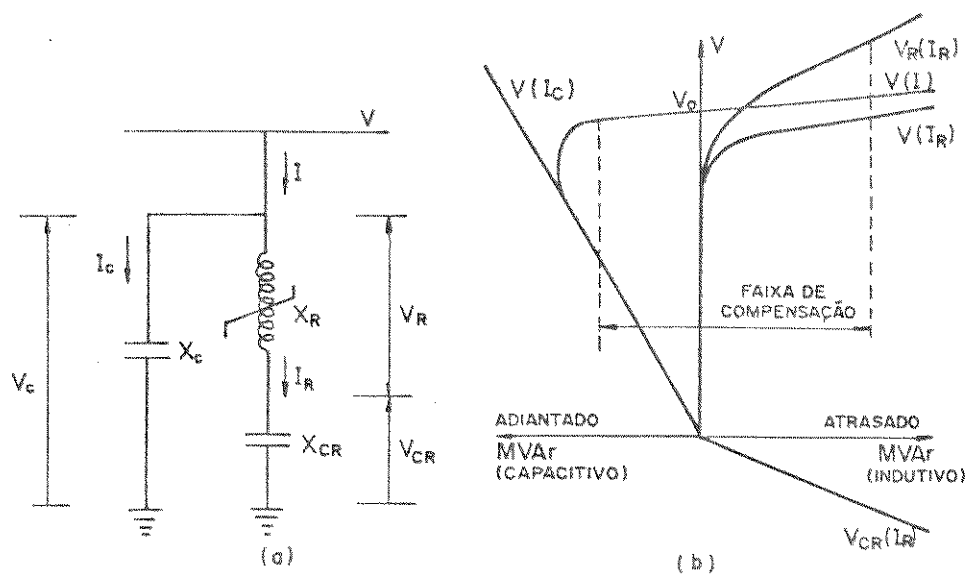


Figura 2.9 - Diagrama esquemático e característica $V \times I$ de um compensador tipo reator saturado.

Isto irá aumentar a faixa de operação do compensador, extendendo a característica de manutenção de tensão constante também para correntes negativas, o que possibilita a correção de diminuição de tensão. Evidentemente, a introdução destes capacitores prejudica o tempo de resposta do compensador, o qual, para este tipo de compensador é de 2 ciclos [17]. Esta resposta dinâmica o torna razoável para muitas aplicações.

2.6 - Conclusões

Este capítulo tratou dos aspectos gerais da compensação de reativos, onde se incluem: as características das principais cargas que requerem compensação, as atribuições dos compensadores e as principais características dos compensadores convencionais.

Tendo em vista os objetivos deste trabalho e as características dos diversos compensadores analisados, pode-se concluir que o compensador do tipo reator controlado a tiristor é o que melhor atende os requisitos impostos. Portanto, tal compensador será o dispositivo definido como objeto de estudos nos próximos capítulos.

C A P Í T U L O I I I

COMPENSADOR ESTÁTICO DO TIPO RCT PARA COMPENSAR DESEQUILÍBRIOS
DE CARGA COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA3.1. - Introdução

Os tratamentos analíticos classicamente desenvolvidos pela literatura especializada possibilitam implementações de compensadores de desequilíbrio de carga com correção de fator de potência, tal que o sistema de alimentação forneça apenas potência ativa. Todavia, esta premissa não está em perfeita consonância com as determinações impostas pela legislação que estabelece que uma dada instalação consumidora pode operar com fator de potência de até 0,85 sem que haja qualquer medida punitiva a nível de sobretaxação nas tarifas energéticas.

Sendo evidente que um compensador de desequilíbrio de carga, projetado para uma instalação operar com fator de potência menor que um, é mais econômico que aquele projetado para a mesma instalação operar com fator de potência unitário, torna-se pois necessário o desenvolvimento e a adaptação do tratamento analítico mais geral que considera tal alternativa. Dentro deste enfoque, este capítulo tem por objetivo principal o desenvolvimento de formulações que possibilitem implementações de compensadores de desequilíbrio de carga com compensação simultânea do fator de potência para qualquer nível desejado.

Este desenvolvimento será embasado em formulações já existentes [9], conforme enfatizado ao longo do capítulo.

3.2 - Fundamentos sobre a Compensação de Desequilíbrios de Cargas Utilizando o Compensador RCT

A figura 3.1 mostra uma configuração típica para o circuito de potência de um compensador estático tipo reator controlado a tiristor.

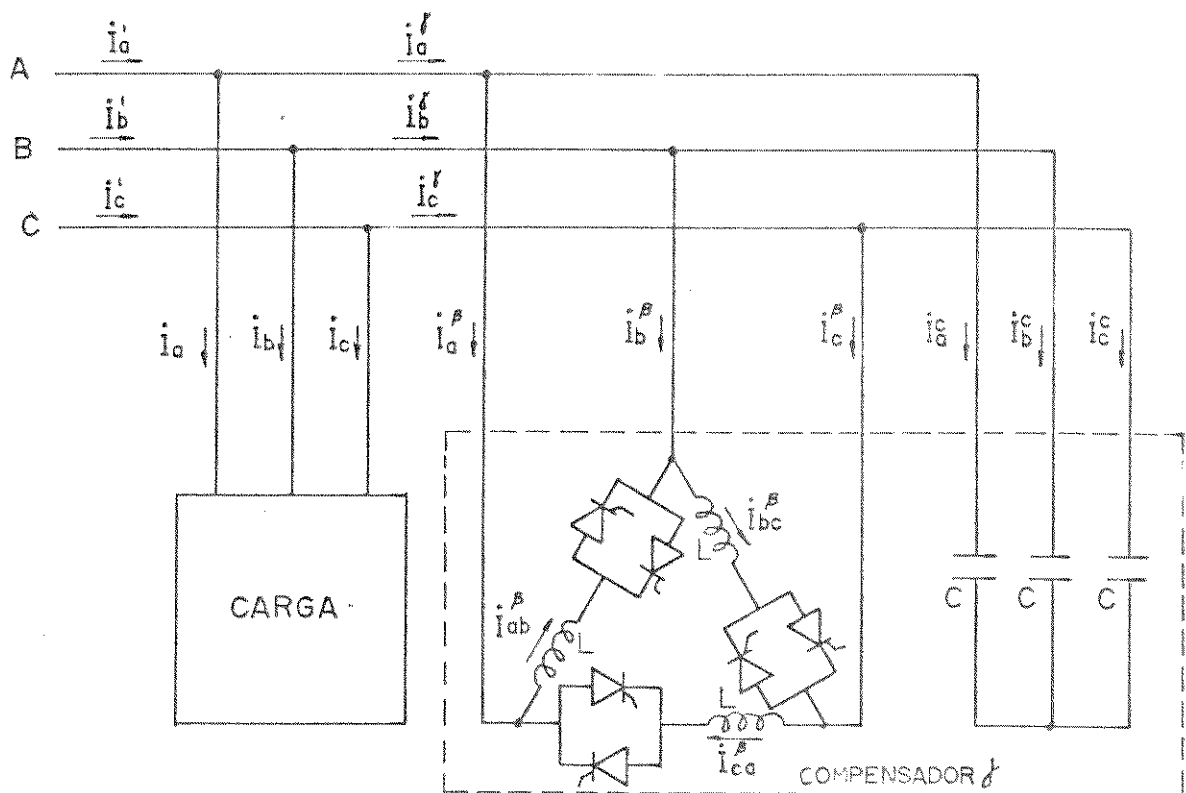


Figura 3.1 - Arranjo carga - Compensador estático RCT.

Na figura 3.1 constata-se um arranjo constituídos de capacitores e reatores de valores fixos, os capacitores são conectados diretamente ao sistema enquanto os reatores são ligados através de um arranjo anti-paralelo de tiristores.

Disparando-se adequadamente estes tiristores, de acordo com ângulos de ignição definidos em função do grau de desequilíbrio da carga, é possível compensar as correntes de sequência negativa injetadas pela carga e, ao mesmo tempo, corrigir o fator de potência da instalação.

Uma análise operacional do circuito dos reatores mostra que com um ângulo de disparo (α) igual a 90° tem-se o comportamento do circuito com o reator totalmente inserido e, com $\alpha = 180^\circ$, com o reator totalmente fora de operação. Isto significa que, com a variação de α de 90° a 180° , a correspondente potência reativa pode ser, em função do ângulo de disparo, continuamente alterada de seu valor nominal até zero. É esta característica, em combinação com o capacitor fixo, que proporciona ao equipamento uma alteração contínua de um comportamento predominantemente indutivo a um comportamento predominantemente capacitivo, de acordo com a solicitação da carga.

A figura 3.2 mostra a forma de onda das correntes de fase nos reatores controlados representados na figura 3.1 para um ângulo α genérico. As correspondentes correntes de linha são obtidas pela composição de duas destas correntes de fase como exemplo, a figura 3.3 indica a corrente da linha A (i_a^β) para $\alpha = 120^\circ$.

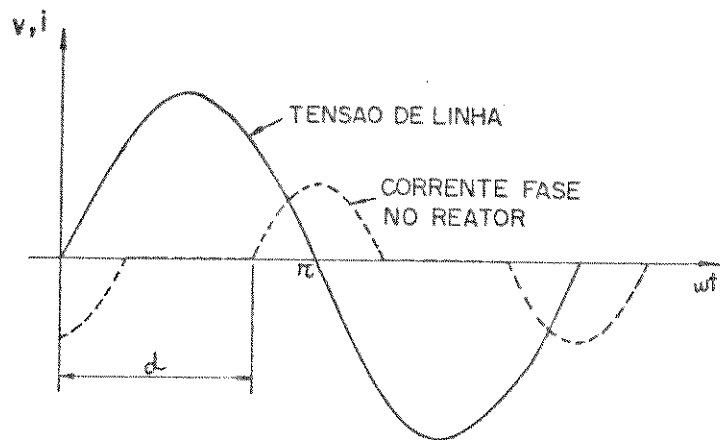


Figura 3.2 - Forma de onda da corrente de fase do reator para um α genérico.

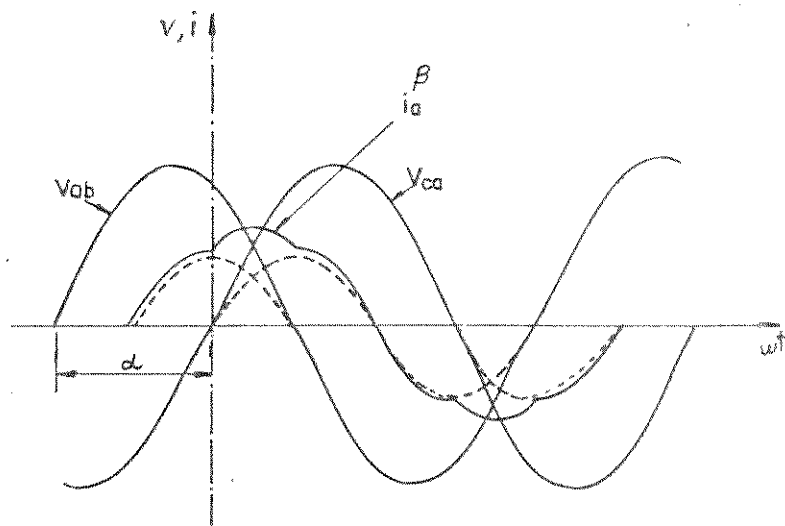


Figura 3.3 - Forma de onda da corrente de linha cor responde ao reator, com $\alpha = 120^\circ$.

Aplicando-se a análise de Fourier às ondas de corrente da figura 3.2, pode-se mostrar que o valor eficaz da componente fundamental da corrente de fase em cada reator é dada por:

$$I_{ij}^{\beta} = \frac{\sqrt{3} V B_{\ell}}{\eta} (2\eta - 2\alpha_{ij} + \text{sen}2\alpha_{ij}) \quad (3.1)$$

onde:

I_{ij}^{β} = valor eficaz da componente fundamental da corrente de fase no reator da fase ij

B_{ℓ} = susceptância nominal de cada reator

α_{ij} = ângulo de disparo para a fase ij.

Da expressão (3.1) segue que a susceptância efetiva (B_{ij}^{β}) por fase dos reatores, em função do ângulo de disparo, será:

$$B_{ij}^{\beta} = \frac{B_{\ell}}{\eta} (2\eta - 2\alpha_{ij} + \text{sen}2\alpha_{ij}) \quad (3.2)$$

Tendo em vista o arranjo paralelo constituído pelos elementos indutivo (controlado) e capacitivo (fixo) segue que a susceptância total (B_{ij}^Y), por fase do compensador será dada por:

$$B_{ij}^Y = B_c - \frac{B_{\ell}}{\eta} (2\eta - 2\alpha_{ij} + \text{sen}2\alpha_{ij}) \quad (3.3)$$

onde B_c é a susceptância por fase do banco de capacitor.

A equação (3.3) mostra que para se ter um controle independente para cada fase do compensador, o problema consiste na obtenção do valor requerido para a susceptância de compensação de cada fase, uma vez que o conhecimento deste valor

de susceptância permite a determinação do ângulo de disparo.

3.3 - Susceptância de Compensação em Função das Admitâncias de Carga

Procede-se, a seguir, a determinação das susceptância de compensação em função das admitância de carga que será feita considerando-se uma carga genérica desequilibrada, ali mentada por um sistema trifásico, cujas tensões são admitidas como: $\dot{V}_{ab} = \sqrt{3} V/0^\circ$, $\dot{V}_{bc} = \sqrt{3} V/-120^\circ$ e $\dot{V}_{ca} = \sqrt{3} V/120^\circ$. Este sistema balanceado de tensões aplicado sobre as admitâncias desequilibradas \dot{Y}_{ab} , \dot{Y}_{bc} e \dot{Y}_{ca} , representativas da carga, resul ta nas correntes $\dot{I}_a \neq \dot{I}_b \neq \dot{I}_c$, como indicado na figura 3.4.

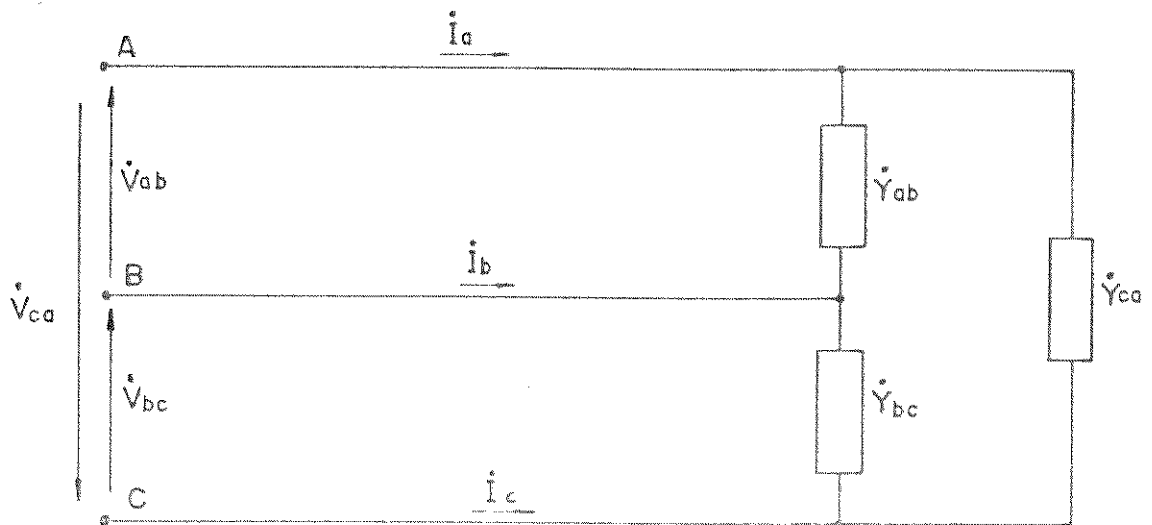


Figura 3.4 - Carga desequilibrada ($\dot{I}_a \neq \dot{I}_b \neq \dot{I}_c$) co nectado a um sistema trifásicos em com pensação.

Baseando-se na existência da carga desequilibrada e desejando-se fazer com que o sistema alimentador veja um conjunto carga/compensador de forma equilibrada procede-se, a seguir, à determinação dos parâmetros de um compensador (γ), constituído apenas de reatâncias (capacitiva e indutiva), que além de possibilitar o equilíbrio das correntes de alimentação levará também o sistema a operar com um fator de potência desejado. O arranjo constituído pela carga desequilibrada, compensador e correntes correspondentes é indicado na figura 3.5.

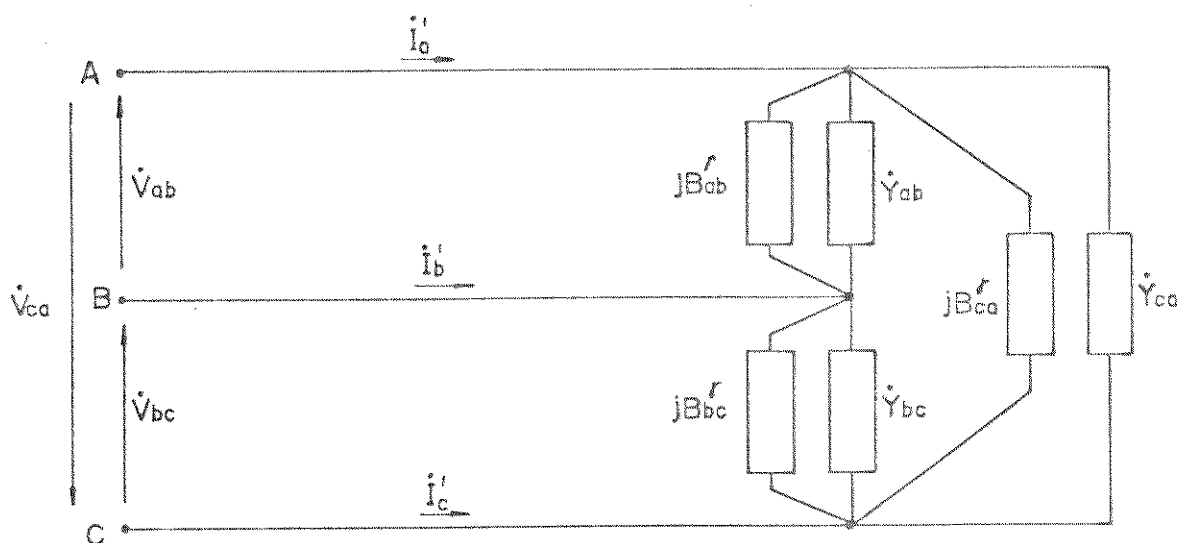


Figura 3.5 - Carga mais compensador que possibilita equilibrar o sistema.

Como mostra a citada figura, as novas correntes i'_a , i'_b e i'_c , após a introdução do compensador, são dadas pelas equações (3.4).

$$\begin{aligned} \dot{I}'_a &= (\dot{Y}_{ab} + jB_{ab}^Y) \dot{V}_{ab} - (\dot{Y}_{ca} + jB_{ca}^Y) \dot{V}_{ca} \\ \dot{I}'_b &= (\dot{Y}_{bc} + jB_{bc}^Y) \dot{V}_{bc} - (\dot{Y}_{ab} + jB_{ab}^Y) \dot{V}_{ab} \\ \dot{I}'_c &= (\dot{Y}_{ca} + jB_{ca}^Y) \dot{V}_{ca} - (\dot{Y}_{bc} + jB_{bc}^Y) \dot{V}_{bc} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Considerando que estas correntes devem ser equilibradas as equações (3.4) podem ser escritas na forma:

$$\begin{aligned} [G_{ab} + j(B_{ab} + B_{ab}^Y)] \dot{V}_{ab} - [G_{ca} + j(B_{ca} + B_{ca}^Y)] \dot{V}_{ca} &= \underline{I/330^\circ - \phi} \\ [G_{bc} + j(B_{bc} + B_{bc}^Y)] \dot{V}_{bc} - [G_{ab} + j(B_{ab} + B_{ab}^Y)] \dot{V}_{ab} &= \underline{I/210^\circ - \phi} \\ [G_{ca} + j(B_{ca} + B_{ca}^Y)] \dot{V}_{ca} - [G_{bc} + j(B_{bc} + B_{bc}^Y)] \dot{V}_{bc} &= \underline{I/90^\circ - \phi} \end{aligned} \quad (3.5)$$

A figura 3.6 ilustra o diagrama fasorial associado a esta situação, para um ângulo de fator de potência genérico ϕ .

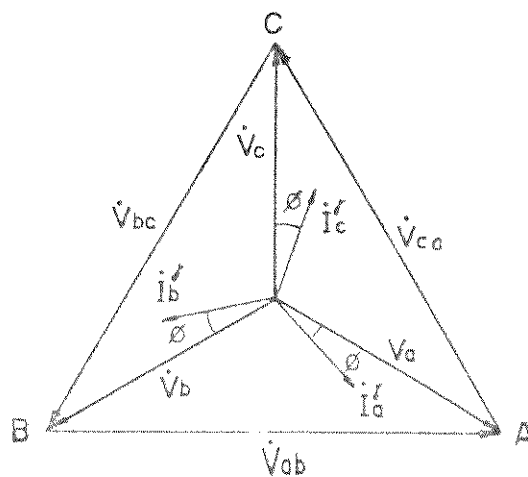


Figura 3.6 - Diagrama fasorial das tensões e correntes do sistema com compensador.

Tendo em vista que o compensador inserido não apresenta, em termos ideais, nenhum envolvimento com a parcela ativa da potência, pode-se concluir que a potência ativa absorvida da alimentação antes da compensação, sendo dada pela expressão:

$$P_{\text{(sem compensação)}} = (\sqrt{3} V)^2 (G_{ab} + G_{bc} + G_{ca}), \quad (3.6)$$

é igual àquela absorvida, após a compensação, pelo conjunto carga mais compensador que deve se apresentar como uma carga equilibrada. Imaginando esta conectada em estrela, com condutância G por fase, a sua potência ativa será expressa pela equação:

$$P_{\text{(com compensação)}} = 3 V^2 G = 3 V I \cos\phi. \quad (3.7)$$

Utilizando as equações (3.6) e (3.7), obtêm-se:

$$G = G_{ab} + G_{bc} + G_{ca} \quad (3.8)$$

e

$$I = \frac{V G}{\cos\phi} = V G \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\phi} \quad (3.9)$$

Substituindo o valor de I dado pela equação (3.9) nas equações (3.5) e desenvolvendo encontra-se as seguintes expressões para as susceptâncias do compensador.

$$\begin{aligned}
 B_{ab}^Y &= \frac{G}{3}[-\sqrt{3} - \operatorname{tg}\phi] + \frac{2}{\sqrt{3}} G_{ca} + \frac{1}{\sqrt{3}} G_{ab} - B_{ab} \\
 B_{bc}^Y &= \frac{G}{3}[-\sqrt{3} - \operatorname{tg}\phi] + \frac{2}{\sqrt{3}} G_{ab} + \frac{1}{\sqrt{3}} G_{bc} - B_{bc} \\
 B_{ca}^Y &= \frac{G}{3}[-\sqrt{3} - \operatorname{tg}\phi] + \frac{2}{\sqrt{3}} G_{bc} + \frac{1}{\sqrt{3}} G_{ca} - B_{ca}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Desejando-se que a fonte forneça s3mte pot3ncia ativa, ou seja, $\operatorname{tg} \phi = 0$, a partir das equa33es (3.8) e (3.10), chega-se 3s seguintes express3es.

$$\begin{aligned}
 B_{ab}^Y &= -B_{ab} + (G_{ca} - G_{bc})/\sqrt{3} \\
 B_{bc}^Y &= -B_{bc} + (G_{ab} - G_{ca})/\sqrt{3} \\
 B_{ca}^Y &= -B_{ca} + (G_{bc} - G_{ab})/\sqrt{3}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Embora as equa33es (3.10) e (3.11) expressam as suscept3ncias desejadas para o compensador, elas n3o s3o adequadas ao projeto do circuito de controle, pois as mesmas s3o escritas em fun33o de suscept3ncia e condut3ncia de carga que n3o s3o diretamente mensur3veis como tens3es e correntes. Devido a este aspecto torna-se necess3rio desenvolver novas express3es tais que as mesmas expressem as suscept3ncias desejadas como fun33es apenas das tens3es e correntes de carga. Este ser3 o objetivo dos desenvolvimentos a serem realizados nos pr3ximos itens.

3.4 - Compensação de Desequilíbrio em Termos de Componentes Simétricas

Seja a figura 3.7 indicando uma carga trifásica desequilibrada e um compensador conectado em paralelo, sendo ambos alimentados por uma rede tal que as tensões de fase são dadas por:

$$\dot{V}_a = V$$

$$\dot{V}_b = h^2 V \quad (3.12)$$

$$\dot{V}_c = hV$$

onde:

V = Valor eficaz da tensão de fase

$$h = \frac{2\pi}{3} = \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

A partir destas tensões, utilizando os conceitos relacionados com a análise de circuitos elétricos desequilibrados através de componentes simétricas e usando procedimentos clássicos de cálculo, determinar-se-á a susceptância de compensação em função das componentes simétricas das correntes de carga.

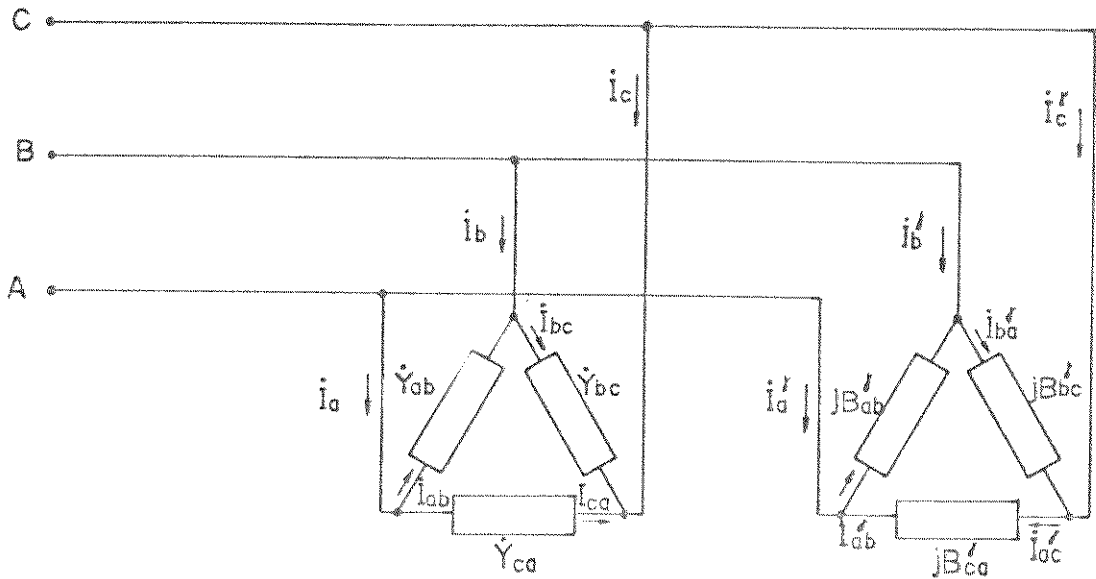


Figura 3.7 - Carga desequilibrada mais compensador.

As correntes de fase na carga podem ser expressas pelas equações:

$$\dot{I}_{ab} = \dot{Y}_{ab} \dot{V}_{ab} = \dot{Y}_{ab} (1 - h^2) V$$

$$\dot{I}_{bc} = \dot{Y}_{bc} \dot{V}_{bc} = \dot{Y}_{bc} (h^2 - h) V \quad (3.13)$$

$$\dot{I}_{ca} = \dot{Y}_{ca} \dot{V}_{ca} = \dot{Y}_{ca} (h - 1) V$$

e as correspondentes correntes de linha por:

$$\dot{I}_a = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca} = [\dot{Y}_{ab} (1 - h^2) - \dot{Y}_{ca} (h - 1)] V$$

$$\dot{I}_b = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab} = [\dot{Y}_{bc} (h^2 - h) - \dot{Y}_{ab} (1 - h^2)] V \quad (3.14)$$

$$\dot{I}_c = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc} = [\dot{Y}_{ca} (h - 1) - \dot{Y}_{bc} (h^2 - h)] V$$

As componentes simétricas das correntes de linha, garantindo a invariância de potência, são:

$$\begin{aligned} \dot{I}_0 &= (\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c) / \sqrt{3} \\ \dot{I}_1 &= (\dot{I}_a + h\dot{I}_b + h^2\dot{I}_c) / \sqrt{3} \\ \dot{I}_2 &= (\dot{I}_a + h^2\dot{I}_b + h\dot{I}_c) / \sqrt{3} \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde \dot{I}_0 , \dot{I}_1 e \dot{I}_2 são os fasores de sequência zero, positiva e negativa respectivamente.

Substituindo \dot{I}_a , \dot{I}_b e \dot{I}_c , dado pelas equações (3.14), nas equações (3.15) encontra-se:

$$\begin{aligned} I_0 &= 0 \\ I_1 &= (\dot{Y}_{ab} + \dot{Y}_{bc} + \dot{Y}_{ca}) V \sqrt{3} \\ I_2 &= -(h^2 \dot{Y}_{ab} + \dot{Y}_{bc} + h \dot{Y}_{ca}) V \sqrt{3} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Por analogia, as componentes simétrica das correntes de linha do compensador podem ser escritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \dot{I}_0^Y &= 0 \\ \dot{I}_1^Y &= j (B_{ab}^Y + B_{bc}^Y + B_{ca}^Y) V \sqrt{3} \\ \dot{I}_2^Y &= -j (h^2 B_{ab}^Y + B_{bc}^Y + h B_{ca}^Y) V \sqrt{3} \end{aligned} \quad (3.17)$$

O sistema compensado será equilibrado se a componente de sequência negativa da corrente for nula, ou seja,

$$\dot{I}_2 + \dot{I}_2^Y = 0 \quad (3.18)$$

Além desta condição, desejando-se um fator de potência genérico ($\cos\phi$), deve-se ainda satisfazer a seguinte equação:

$$\text{tg}\phi = \frac{I_m [\dot{I}_1 + \dot{I}_1^Y]}{R_e [\dot{I}_1]} \quad (3.19)$$

A substituição de \dot{I}_2 e \dot{I}_1 , dadas pelas expressões (3.17), nas equações (3.18) e (3.19) respectivamente e um adequado desenvolvimento posterior dará como resultado as equações:

$$\begin{aligned} B_{ab}^Y &= - \frac{1}{3\sqrt{3} V} (I_m [\dot{I}_1] + I_m [\dot{I}_2] - \sqrt{3} R_e [\dot{I}_2] - \text{tg}\phi R_e [\dot{I}_1]) \\ B_{bc}^Y &= - \frac{1}{3\sqrt{3} V} (I_m [\dot{I}_1] - 2I_m [\dot{I}_1] - \text{tg}\phi R_e [\dot{I}_1]) \\ B_{ca}^Y &= - \frac{1}{3\sqrt{3} V} (I_m [\dot{I}_1] + I_m [\dot{I}_2] + \sqrt{3} R_e [\dot{I}_2] - \text{tg}\phi R_e [\dot{I}_1]) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Adicionalmente, obtêm-se as equações (3.21) a partir da substituição de \dot{I}_1 e \dot{I}_2 , dadas pelas equações (3.15), nas equações (3.20).

$$\begin{aligned}
 B_{ab}^Y &= -\frac{1}{3V} [I_m [\dot{I}_a] + I_m [h\dot{I}_b] - I_m [h^2\dot{I}_c] - \frac{\text{tg}\phi}{\sqrt{3}} (I_m [h^2\dot{I}_b] - I_m [h\dot{I}_c])] \\
 B_{bc}^Y &= -\frac{1}{3V} [I_m [h\dot{I}_b] + I_m [h^2\dot{I}_c] - I_m [\dot{I}_a] - \frac{\text{tg}\phi}{\sqrt{3}} (I_m [h^2\dot{I}_b] - I_m [h\dot{I}_c])] \\
 B_{ca}^Y &= -\frac{1}{3V} [I_m [h^2\dot{I}_c] + I_m [\dot{I}_a] - I_m [h\dot{I}_b] - \frac{\text{tg}\phi}{\sqrt{3}} (I_m [h^2\dot{I}_b] - I_m [h\dot{I}_c])]
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

É interessante destacar que as correntes de carga que figuram nas equações (3.21) ainda não se apresentam numa forma adequada ao controle necessário à operação de um compensador tipo RCT com comando independente por fase e destinados aos fins expostos. Isto levou a necessidade de desenvolvimentos adicionais, conforme realizado a seguir.

3.5 - Susceptâncias de Compensação em Função de Valores Instantâneos das Tensões e Correntes de Carga

Com o objetivo de expressar as susceptâncias de compensação em função de valores instantâneos, usando princípios de amostragem a corrente de linha i_a , na sua forma instantânea será expressa pela seguinte equação:

$$\begin{aligned}
 i_a &= \sqrt{2} R_e [I_a e^{j(\theta + \omega t)}] \\
 &= \sqrt{2} (I_a \cos\theta \cos\omega t - I_a \text{sen}\theta \text{sen}\omega t) \\
 &= \sqrt{2} (I_{ar} \cos\omega t - I_{ax} \text{sen}\omega t)
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

onde $I_{ar} = R_e (\dot{I}_a)$ e $I_{ax} = I_{mg} (\dot{I}_a)$.

A equação (3.22) mostra que a parte imaginária do fasor \dot{I}_a é igual ao valor instantâneo i_a dividido por $\sqrt{2}$ no instante em que $\text{sen}\omega t = -1$ e $\text{cos}\omega t = 0$.

Para a definição deste instante é necessário uma referência que, por conveniência, será escolhida como a tensão fase-neutro v_a . Esta tensão é então expressa como:

$$\begin{aligned} v_a &= \sqrt{2} R_e [V e^{j\omega t}] \\ &= \sqrt{2} V \text{cos}\omega t \end{aligned} \quad (3.23)$$

de onde:

$$\frac{dv_a}{dt} = -\omega\sqrt{2} V \text{sen}\omega t \quad (3.24)$$

com base nestas expressões, o instante desejado será determinado por $v_a = 0$ e $\frac{dv_a}{dt} > 0$. A partir destas considerações pode-se então escrever:

$$I_{mg} (\dot{I}_a) = \frac{i_a}{\sqrt{2}} \left| \begin{array}{l} v_a = 0 \\ dv_a/dt > 0 \end{array} \right. \quad (3.25)$$

De maneira análoga as expressões apresentadas para B_{ab}^Y , B_{bc}^Y e B_{ca}^Y (equação 3.21) podem ser alteradas e expressas em função de valores instantâneo, resultando em:

$$B_{ab}^Y = -\frac{1}{3\sqrt{3}V} \left[i_a \Big|_{v_a=0} \quad + \left(i_b + \frac{i_c \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \Big|_{v_b=0} \quad - \left(i_c + \frac{i_b \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \Big|_{v_c=0} \right] \left[\begin{array}{l} \\ \left. \frac{dv_a}{dt} > 0 \right. \\ \\ \left. \frac{dv_b}{dt} > 0 \right. \\ \\ \left. \frac{dv_c}{dt} > 0 \right. \end{array} \right]$$

$$B_{bc}^Y = -\frac{1}{3\sqrt{3}V} \left[\left(i_b + \frac{i_c \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \Big|_{v_b=0} \quad + \left(i_c - \frac{i_b \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \Big|_{v_c=0} \quad - i_a \Big|_{v_a=0} \right] \left[\begin{array}{l} \\ \left. \frac{dv_b}{dt} > 0 \right. \\ \\ \left. \frac{dv_c}{dt} > 0 \right. \\ \\ \left. \frac{dv_a}{dt} > 0 \right. \end{array} \right] \quad (3.26)$$

$$B_{ca}^Y = -\frac{1}{3\sqrt{3}V} \left[\left(i_c - \frac{i_b \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \Big|_{v_c=0} \quad + i_a \Big|_{v_a=0} \quad - \left(i_b - \frac{i_c \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \Big|_{v_b=0} \right] \left[\begin{array}{l} \\ \left. \frac{dv_c}{dt} > 0 \right. \\ \\ \left. \frac{dv_a}{dt} > 0 \right. \\ \\ \left. \frac{dv_b}{dt} > 0 \right. \end{array} \right]$$

As equações (3.26) mostram que as susceptâncias de compensação desejadas poderão então ser determinadas a partir de de tectores de zero de tensão e medidores de corrente, conforme será visto oportunamente.

3.6 - Determinação das Correntes nos Reatores de Compensação

Considerando o que foi exposto no item 3.2, a eficiência da compensação e a estratégia operativa do controle do compensador, se reduz a variação adequada das susceptâncias indutivas do RCT. Dentro do que foi verificado pode-se escrever a susceptância total, por fase, do conjunto reator controlado/capacitor como:

$$\begin{aligned} B_{ab}^B &= -B_{ab}^Y + \frac{\omega C}{3} \\ B_{bc}^B &= -B_{bc}^Y + \frac{\omega C}{3} \\ B_{ca}^B &= -B_{ca}^Y + \frac{\omega C}{3} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Onde, na prática, o controle é feito apenas na parte indutiva das expressões (3.27).

Considerando que a corrente é o produto de tensão e admitância e tendo em vista as equações (3.26) e (3.27) chega-se às seguintes expressões para os módulos das correntes nos reatores.

$$I_{ab}^{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3\sqrt{2}} \left[i_a \left| \begin{array}{l} i_a=0 \\ di_a/dt > 0 \end{array} \right. + \left(i_b + \frac{i_c \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \left| \begin{array}{l} v_b=0 \\ dv_b/dt > 0 \end{array} \right. - \left(i_c + \frac{i_b \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \left| \begin{array}{l} v_c=0 \\ dv_c/dt > 0 \end{array} \right. \right] + \frac{\sqrt{3}V\omega C}{3}$$

$$I_{bc}^{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3\sqrt{2}} \left[\left(i_b + \frac{i_c \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \left| \begin{array}{l} v_b=0 \\ dv_b/dt > 0 \end{array} \right. + \left(i_c - \frac{i_b \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \left| \begin{array}{l} v_c=0 \\ dv_c/dt > 0 \end{array} \right. - i_a \left| \begin{array}{l} v_a=0 \\ dv_a/dt > 0 \end{array} \right. \right] + \frac{\sqrt{3}V\omega C}{3} \quad (3.28)$$

$$I_{ca}^{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3\sqrt{2}} \left[\left(i_c - \frac{i_b \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \left| \begin{array}{l} v_c=0 \\ dv_c/dt > 0 \end{array} \right. + i_a \left| \begin{array}{l} v_a=0 \\ dv_a/dt > 0 \end{array} \right. - \left(i_a - \frac{i_c \operatorname{tg}\phi}{\sqrt{3}} \right) \left| \begin{array}{l} v_b=0 \\ dv_b/dt > 0 \end{array} \right. \right] + \frac{\sqrt{3}V\omega C}{3}$$

Se, ao invés de um fator de potência genérico, de seja-se um fator de potência unitário, basta fazer $\operatorname{tg}\phi = 0$ nas equações (3.28) obtendo-se as seguintes expressões para as correspondentes correntes nos reatores:

$$I_{ab}^{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3\sqrt{2}} \left[i_a \left| \begin{array}{l} v_a=0 \\ dv_a/dt > 0 \end{array} \right. + i_b \left| \begin{array}{l} v_b=0 \\ dv_b/dt > 0 \end{array} \right. - i_c \left| \begin{array}{l} v_c=0 \\ dv_c/dt > 0 \end{array} \right. \right] + \frac{\sqrt{3}V\omega C}{3}$$

$$I_{bc}^{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3\sqrt{2}} \left[\begin{array}{ccc} i_b \Big|_{v_b=0} & +i_c \Big|_{v_c=0} & -i_a \Big|_{v_a=0} \\ \Big|_{dv_b/dt>0} & \Big|_{dv_c/dt>0} & \Big|_{dv_a/dt>0} \end{array} \right] + \frac{\sqrt{3}V\omega C}{3} \quad (3.29)$$

$$I_{ca}^{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3\sqrt{2}} \left[\begin{array}{ccc} i_c \Big|_{v_c=0} & +i_a \Big|_{v_a=0} & -i_b \Big|_{v_b=0} \\ \Big|_{dv_c/dt>0} & \Big|_{dv_a/dt>0} & \Big|_{dv_b/dt>0} \end{array} \right] + \frac{\sqrt{3}V\omega C}{3}$$

As equações (3.28) e (3.29) mostram que as correntes nos reatores de compensação são calculadas a partir da obtenção dos valores das correntes de carga nos zeros de tensão com derivadas positivas.

Assim, o sistema de controle do compensador deve conter dispositivos que captam os valores instantâneos da corrente de carga, calculam valores de correntes para os reatores e emitam pulsos de disparos para os tiristores em ângulos que proporcionarão estes valores de corrente conforme a equação (3.1).

3.7 - Conclusões

Além de apresentar uma revisão sucinta sobre a operação clássica dos compensadores estáticos tipo reator controlado à tiristores (RCT), aplicados à compensação de cargas desequilibradas, este capítulo desenvolveu uma formulação genérica, no domínio da frequência, que conduziu às susceptâncias de compensação para a correção de desequilíbrios e resultando num fator de potência genérico.

Verificou-se também que as expressões no domínio da frequência não são adequadas à implementação do controle, o que originou uma reformulação do tratamento analítico, alterando o tratamento para o domínio do tempo. Estes desenvolvimentos culminaram na obtenção de expressões, que constituem as bases para o controle do modelo do dispositivo experimental a ser construído.

C A P Í T U L O I V

ESTRUTURA DO "HARDWARE" DE CONTROLE DO
COMPENSADOR ESTÁTICO DO TIPO RCT4.1 - Introdução

Uma vez apresentados os fundamentos físicos e matemáticos que permitem determinar o inter-relacionamento entre a ação de compensação desejada por um dispositivo com reatores controlados à tiristores e seus correspondentes, e independentes, ângulos de disparo, deve-se proceder a implementação experimental desta proposta.

De fato, esta e a próxima unidade são as mais relevantes deste trabalho, pois nas mesmas tem-se a definição e estratégia do controle do RCT. Seguindo as técnicas mais modernas empregadas em dispositivos desta natureza, o compensador aqui tratado deverá usar uma combinação de soluções por "hardware" e "software", tais que, por exemplo, os disparos e correspondentes ângulos resultantes serão determinados por técnicas de "software", conforme descrito ao longo deste e do próximo capítulo.

Numa aplicação específica de um microprocessador, em geral, além do desenvolvimento de programas, é necessário a utilização de circuitos de acoplamento deste com o restante do sistema. Para este fim, graças a disponibilidade comercial de sistemas básicos de processamento, tendo como unidade central

de processamento um microprocessador, o projeto de tais circuitos é, nos dias de hoje, relativamente simples, como se verá oportunamente.

O sistema de processamento utilizado neste trabalho é o SDK-85 da INTEL cujas principais características são descritas no apêndice B. Devido as limitações deste sistema, torna-se essencial a expansão da capacidade de memória, e, adicionalmente, a introdução de mais alguns circuitos de acoplamento tais como o CI 8253 e circuitos de aquisição e saída de dados. A expansão de memória, a introdução dos circuitos de acoplamento e outros aspectos relacionados à estrutura do equipamento constituirão o conteúdo deste capítulo.

4.2 - Expansão do SDK-85

Tendo em vista que a capacidade inicial de memória do SDK-85 é baixa, isto é, 512 bytes de RAM e 4K de ROM, e que, esta capacidade não atende a presente aplicação que é controlar um compensador estático, torna-se necessário fazer a expansão descrita a seguir.

Os elementos de memória integrantes da expansão foram mapeadas a partir do endereço 8000_H de 2K em 2K utilizando o decodificador 8205 cuja tabela verdade está representada na tabela 4.1. Conforme indicado este decodificador só será habilitado quando $E_1 = 0$, $E_2 = 0$ e $E_3 = 1$.

ENTRADA						SAÍDAS							
HABILIT.			ENDEREÇO										
E ₁	E ₂	E ₃	A ₂	A ₁	A ₀	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇
0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Tabela 4.1 - Tabela verdade do CI 8205.

Para satisfazer o que foi exposto no parágrafo anterior as entradas do CI 8205 foram ligados como mostrado na figura 4.1. A conexão de E₁ ao pino IO/ \bar{M} do 8085 garante o mapeamento como memória, a ligação do E₂ ao pino A₁₄ assegura a seleção apenas dos 16K endereços iniciais a partir de 8000_H, a conexão de E₃ ao pino A₁₅ determina endereços acima de 8000_H e a ligação de A₂, A₁ e A₀ respectivamente aos pinos A₁₃, A₁₂, A₁₁ fornece um mapeamento de 2K em 2K.

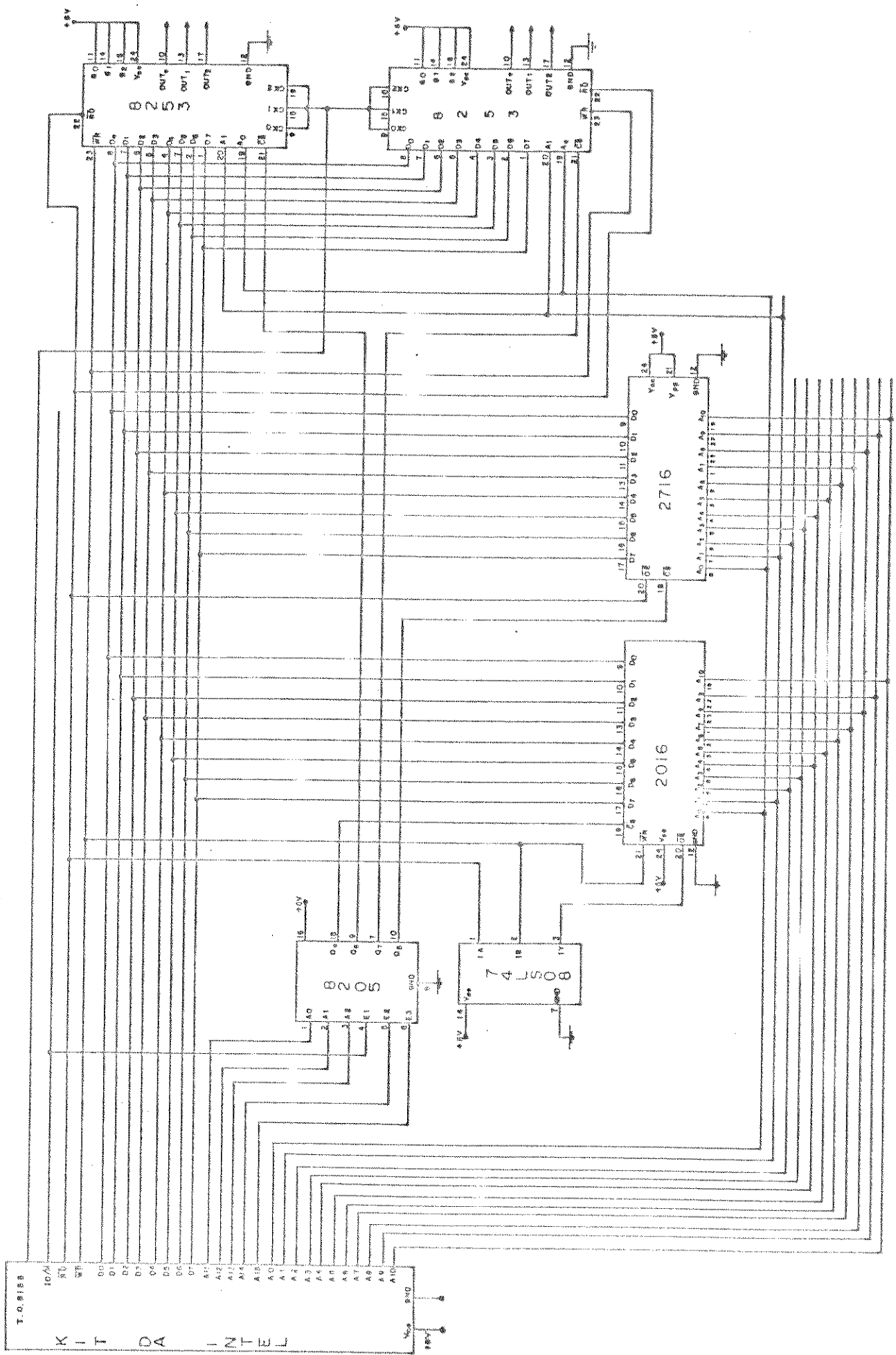


Figura 4.1 - Diagrama da expansão do SDK-85.

Como descrito no apêndice A, cada um dos CIs 8253 possui 3 contadores independentes. Eles foram utilizados para gerar os pulsos de disparo dos tiristores do compensador. Cada pulso é gerado no final de uma contagem resultante da execução do programa desenvolvido. Embora os CIs 8253 não sejam elementos de memórias eles foram mapeados como se o fossem, para dar maior flexibilidade ao processo de programação.

Conforme indicado na figura 4.1, a área de memória RAM, que é usada para a manipulação de dados e testes de programas, foi expandida em 2K através do CI 2016. O CI 2716, que possui 2K de EPROM, é responsável pela expansão da área de memórias de programas, onde são gravados os programas considerados definitivos.

O mapa de memórias relativo a expansão está representado na figura 4.2. nota-se que dos 16K bytes de memória mapeados apenas 8K foram utilizados, ficando 8K como reserva.

É interessante salientar que as entradas de relógio dos CI 8253 estão ligados ao temporizador de um dos CI 8155. Desta forma, através de uma programação adequada do CI 8155, os temporizadores do CI 8253 podem operar em várias frequências desde que seja obedecido o limite máximo, que é de 2 MHz.

ENDER.	ÁREA DE MEMÓRIA	SAÍDA DO 8205
BFFF	2K (8253)	} Q ₇
B800		
B7FF	2K (8253)	} Q ₆
B000		
AFFF	2K (2716)	} Q ₅
A800		
A7FF	2K (ABERTO)	} Q ₄
A000		
9FFF	2K (ABERTO)	} Q ₃
9800		
97FF	2K (ABERTO)	} Q ₂
9000		
8FFF	2K (ABERTO)	} Q ₁
8800		
87FF	2K (2016)	} Q ₀
8000		

Figura 4.2 - Mapa da expansão de memória.

4.3 - Sistema de Aquisição de Dados

A equação (3.28) mostra que para o controle do compensador é necessário a leitura dos valores das correntes de carga, nos instantes em que as tensões de fase passam por zero com derivadas positivas. Assim, o processo de leitura necessita de um sistema de aquisição de dados composto de circuitos de acoplamento entre o sistema de processamento e o de potência.

Para satisfazer esta necessidade, pode-se usar o sistema cujo diagrama de blocos simplificado, é mostrado na figura 4.3. O sinal de corrente obtido através de cada transformada de corrente é convertido em um sinal de tensão de baixa amplitude pelo resistor conectado ao secundário deste transformador. Este sinal de tensão é pois proporcional à corrente da linha correspondente e, devido a sua baixa amplitude, o mesmo deve ser amplificado, conforme ilustrado.

Após a amplificação, nos instantes determinados por detectores de zero de tensão de fase, este sinal é amostrado e retido para possibilitar a conversão A/D.

A figura 4.4 ilustra o processo de amostragem da corrente i_b . Conforme indicado, nos instante em que v_b e v_c passam por zero, com derivada positiva, são gerados pulsos que ativam o circuito de amostragem e retenção que, recebendo o sinal representando a corrente i_b , fornece a onda traço - ponto com dois níveis de tensão.

Estes níveis de tensão, associados à corrente i_b , são convertidos em palavras digitais quando os conversores A/D forem ativados pelos pulsos também indicados nesta mesma figura.

De forma semelhante, as correntes i_a e i_c também são amostradas e convertidas em sinais digitais de tal forma que na saída de cada conversor A/D ter-se-á um sinal digital, retratando a corrente da linha em questão, que entrará no microcomputador via porta B do CI 8155.

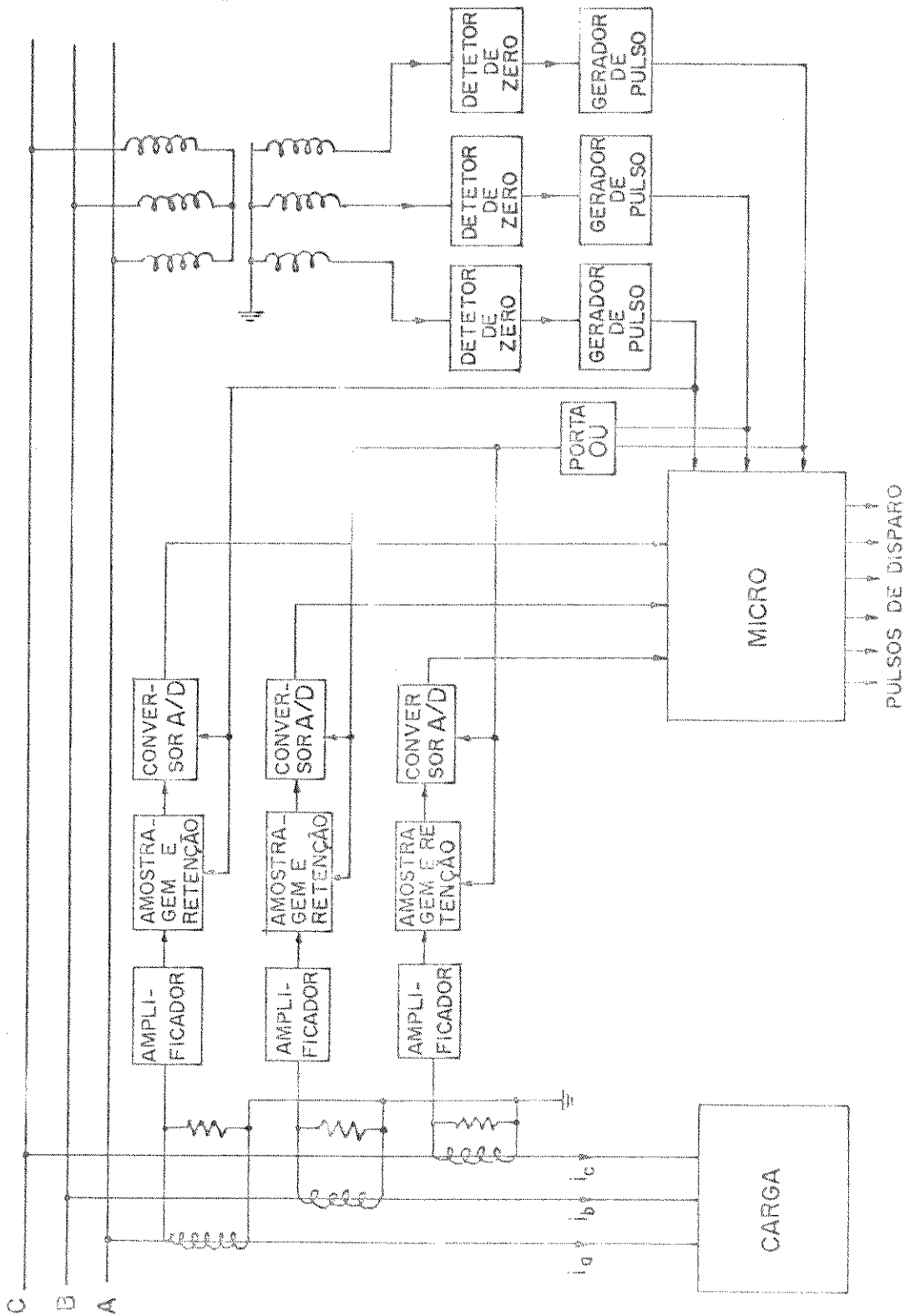


Figura 4.3 - Diagrama de blocos simplificado do sistema de aquisição de dados.

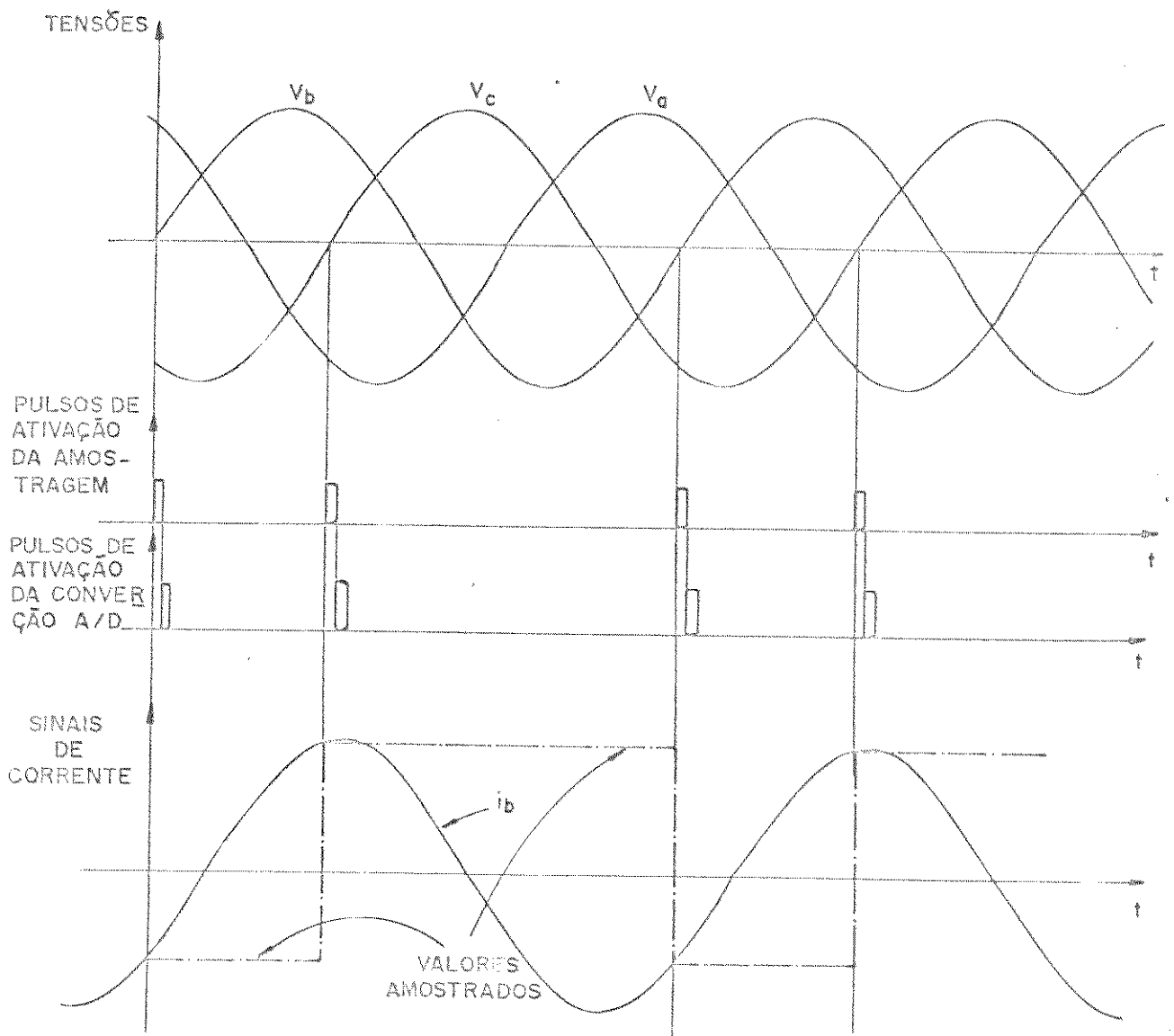


Figura 4.4 - Ilustração do processo de detecção de zero de tensão e amostragem de corrente.

Além desta, este CI possui mais duas portas A e C que foram usadas da forma descrita a seguir.

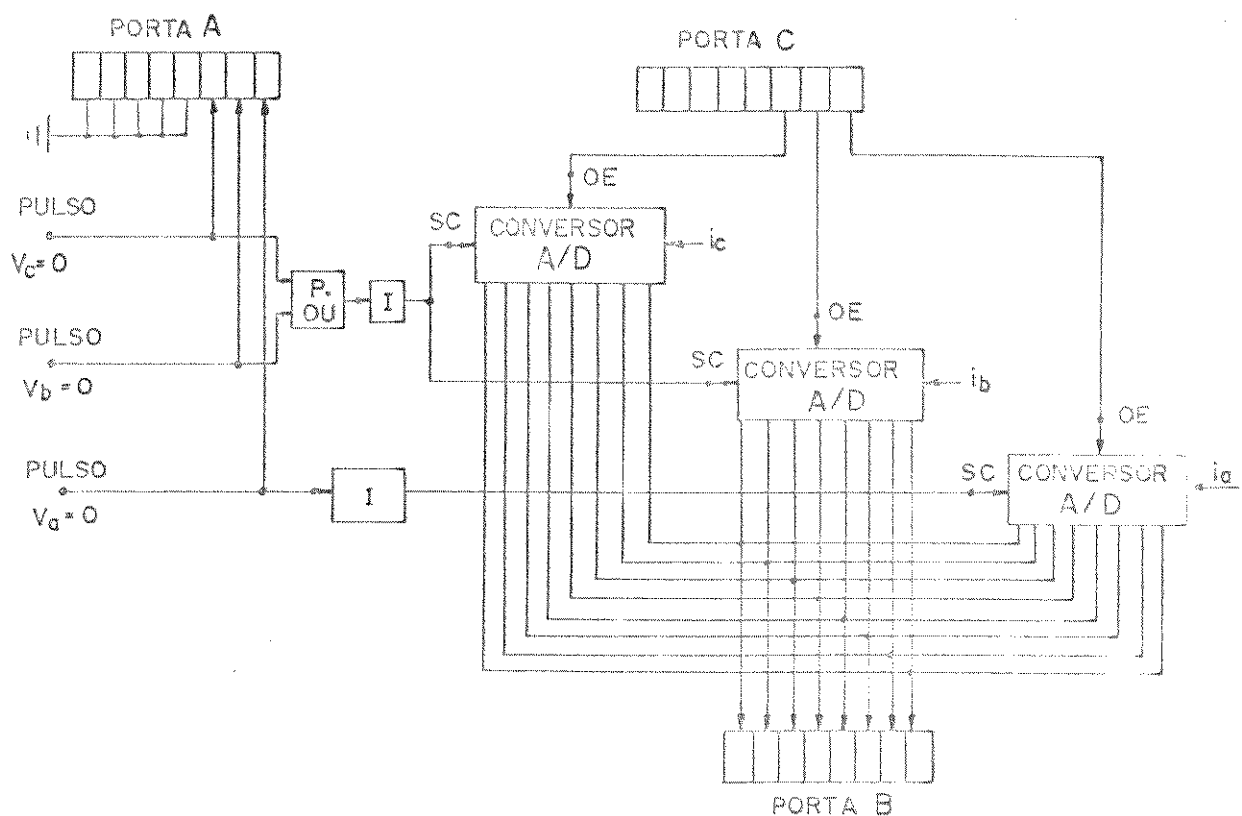


Figura 4.5 - Ilustração do acoplamento dos conversores A/Ds ao microcomputador.

Conforme indicado na figura 4.5, cada pulso, proveniente da detecção do zero de uma tensão de fase, entra na porta A, dando início no processo de leitura de corrente. Este mesmo pulso após ter sido invertido é aplicado ao pino SC (start converter) do conversor A/D, iniciando o processo de conversão A/D.

A saída do conversor A/D só é, habilitada quando um pulso resultante da execução de um programa for aplicado ao pino OE (output enable), via porta C.

Após esta habilitação um número digital representando uma corrente de carga será lido pelo microcomputador, a través da porta B, e será processado segundo as equações (3.1) e (3.28).

Objetivando detalhar as unidades componentes do diagrama de blocos da figura 4.3, tem-se na figura 4.6 a representação do circuito usado para a aquisição de dados da fase C.

Nota-se que os dois amplificadores operacionais 741, em cascata e conectados à saída do transformador de corrente TC, são responsáveis pela amplificação do sinal que retrata a corrente da linha C. O CI 398 desempenha as funções de amostragem e retenção deste sinal de corrente e o CI 427 devivamente polarizado, como indicado, realiza a conversão A/D deste mesmo sinal, tornando-o adequado ao processamento digital.

O amplificador operacional 741 ligado no secundário do transformador de potencial (TP) opera como comparador, detectando o zero da tensão de fase.

O circuito compreendido entre a saída deste comparador e a entrada do CI 74123, constitui o gerador do pulso que indica o zero da tensão v_c cor.erivada positiva.

Ao receber este pulso, o CI 74123, juntamente com o CI 7400, atuam no sentido de determinar a largura e a polaridade deste mesmo pulso adequadas à ativação do circuito de amostragem e retenção e do conversor A/D.

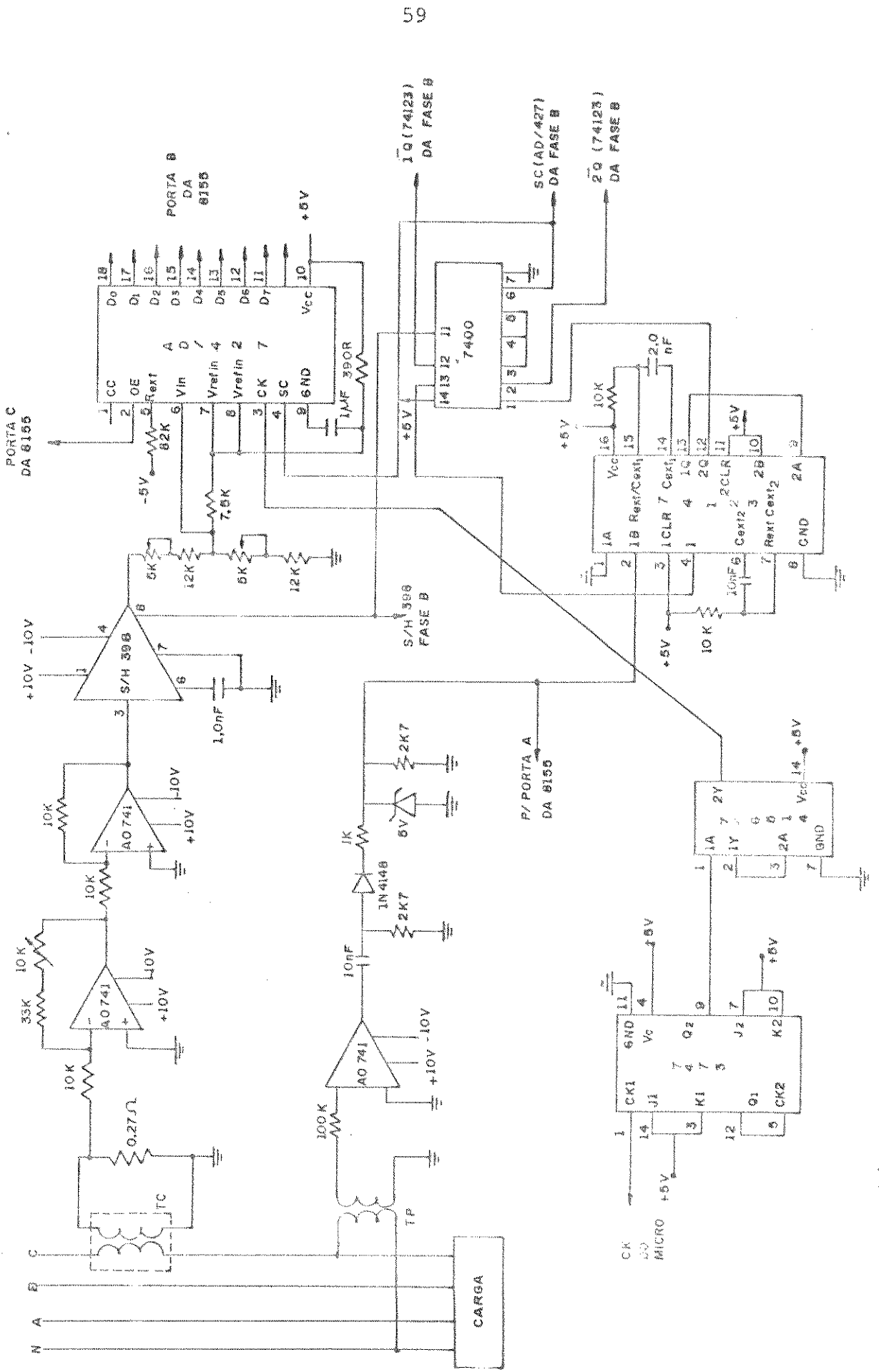


Figura 4.6 - Circuito do sistema de aquisição de dados da base C.

Os circuitos usados para a aquisição dos dados das fases A e B não foram apresentados, porém, são idênticos àquele representado na figura 4.6.

Os CIs 7473 e 74LS14, indicados na parte inferior da figura 4.6, foram utilizados para fornecer um sinal de relógio com frequência adequada para os conversores A/Ds a partir do sinal de relógio usado pelo microprocessador.

4.4 - Sistema de Saída de Dados

Conforme foi visto, os pulsos de disparo dos tiristores são gerados no final de contagens realizadas pelos contadores dos CIs 8253.

A duração original destes pulsos é de um período do sinal de relógio usado para estes contadores. Nesta aplicação específica de controle do compensador, esta largura de pulso é insuficiente, necessitando então de um circuito monoestável que estabeleça uma largura adequada para os referidos pulsos. Pelas suas características, a potência do pulso na saída de cada monoestável é baixa, tornando-se necessário amplificá-lo.

Sabe-se que cada pulso de disparo é aplicado entre gatilho e catodo do tiristor. Como cada catodo se situa em pontos diferentes no circuito de potência mostrado na figura 3.1, os pulsos de disparo devem ser isolados, isto é, não podem possuir uma referência comum.

A figura 4.7 mostra o circuito de acoplamento usado para a saída do pulso de disparo do microcomputador para um dos tiristores do compensador.

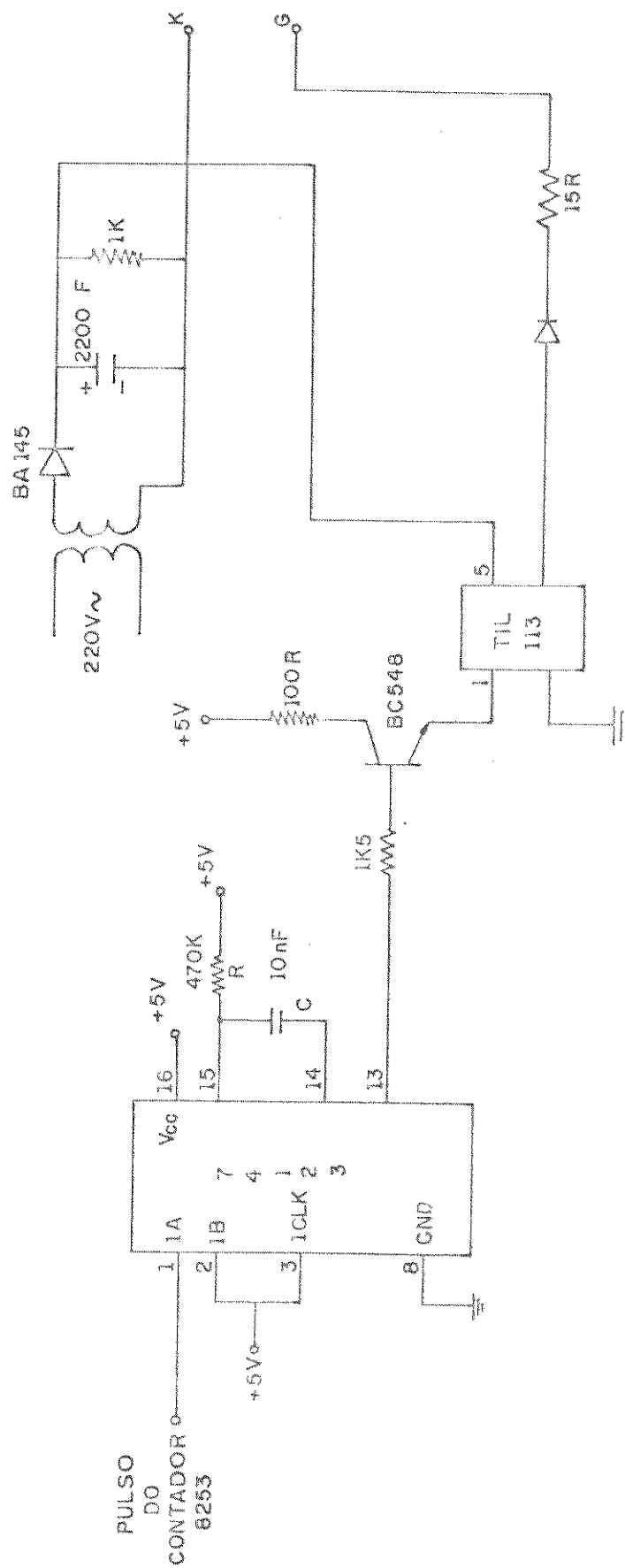


Figura 4.7 - Circuito de saída de um pulso de disparo

Através do CI 74123 determina-se a largura do pulso pela escolha da constante de tempo RC. A amplificação é feita pelo transistor BC 548 e pelo acoplador óptico TIL 113 que além de amplificar é responsável pela isolação dos pulsos.

É interessante salientar que devido a função de isolação, desempenhada pelos acopladores ópticos, surge a necessidade de fontes CC independentes para polarizá-los, conforme ilustrado na figura 4.7.

4.5 - Considerações Finais

Os circuitos e os relatos elucidatórios referentes aos mesmos, que estão contidos neste capítulo, viabilizam a implementação do "hardware" para controlar os disparos dos tiristores do compensador descrito no capítulo III.

Assim sendo, para completar a implementação de toda a estratégia de controle do protótipo proposto, resta apenas a parte referente ao "software" que será tratada no próximo capítulo.

C A P Í T U L O V

DESENVOLVIMENTO DO "SOFTWARE" UTILIZADO NA GERAÇÃO
DOS PULSOS DE DISPARO5.1 - Introdução

Uma vez concluídos os desenvolvimentos associados ao "hardware" do equipamento objeto desta tese, o próximo passo é o da busca do correspondente "software". Assim, os temas tratados neste capítulo tem por meta a descrição da estrutura para esta importante unidade do compensador estático de desequilíbrio com simultânea correção do fator de potência.

Como destacado anteriormente, a unidade central de processamento do sistema SDK-85 da INTEL, que foi utilizado neste trabalho, emprega o microprocessador 8085. Em vis a disto e do sistema utilizado, a entrada de dados neste sistema, via teclado, é feita através de códigos hexadecimais, e o desenvolvimento do programa, é realizado em linguagem assembler, o que é próprio para o microprocessador 8085. Adicionalmente, torna-se ainda necessário adequar as equações, desenvolvidas no capítulo III, para o processamento digital em códigos hexadecimais, o que será visto posteriormente.

5.2 - Característica do Protótipo Desenvolvido

A necessidade de desenvolvimento utilizando dados

numéricos para o equipamento a ser construído determina que suas características gerais sejam devidamente definidas neste instante.

Para as montagens experimentais que se seguirão procurar-se-á buscar e construir um protótipo que possua as seguintes correntes máximas:

- (i) corrente de carga : 1A
- (ii) corrente do reator : 2A
- (iii) corrente do capacitor: 1A

Estas três unidades do sistema a ser montado estão representadas na figura 5.1, onde indica-se os valores de corrente na condição de corrente máxima.

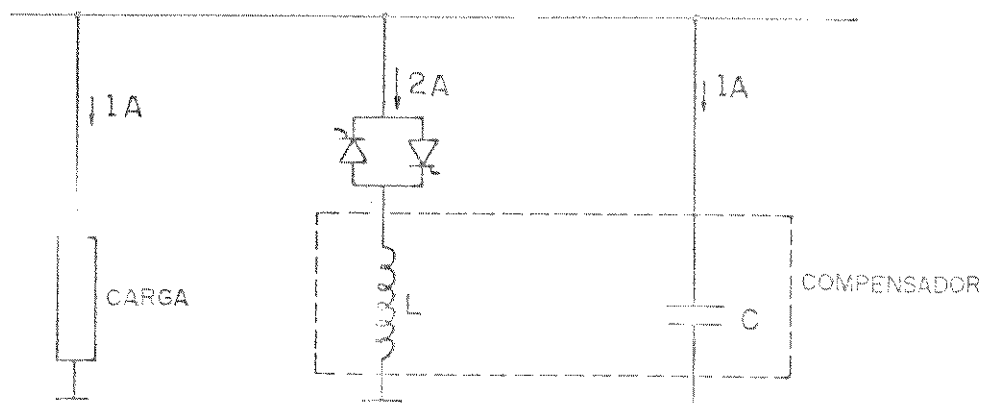


Figura 5.1 - Diagrama unifilar do circuito da figura 3.1 sob condição de corrente máxima.

Com estes valores de corrente, para os reatores li

gados em triângulo e os capacitores conectados em estrela, como mostra a figura 3.1, tem-se $L = 505,65 \text{ mH}$ e $C = 20,9 \text{ }\mu\text{F}$ para uma tensão de linha de 220 V. Com base nestes valores, analisando as equações (3.28), concluiu-se que o valor eficaz da corrente de fase do capacitor é constante em 0,5778 A.

5.3 - Preparação das Equações para a Definição dos Ângulos de Disparo

Para um determinado fator de potência desejado, omitindo as anotações de tensão nula com derivada positiva, as equações (3.28) podem ser escritas na seguinte forma:

$$\begin{aligned} I_{ab}^{\beta} &= 0,408 [i_a + (i_b + Ki_c) - (i_c + Ki_b)] + 0,5778 \\ I_{bc}^{\beta} &= 0,408 [(i_b + Ki_c) + (i_c - Ki_b) - i_a] + 0,5778 \quad (5.1) \\ I_{ca}^{\beta} &= 0,408 [(i_c - Ki_b) + i_a - (i_b - Ki_c)] + 0,5778 \end{aligned}$$

Fazendo o número 80 em hexadecimal representar uma corrente de 1A e considerando que as equações (5.1) deverão ser utilizadas digitalmente, as mesmas podem ser escritas na forma:

$$\begin{aligned} I_{ab}^{\beta} &= \frac{68_H}{100_H} [i_a + (i_b + Ki_c) - (i_c + Ki_b)] + 4A_H \\ I_{bc}^{\beta} &= \frac{68_H}{100_H} [(i_b + Ki_c) + (i_c - Ki_b) - i_a] + 4A_H \quad (5.2) \\ I_{ca}^{\beta} &= \frac{68_H}{100_H} [(i_c - Ki_b) + i_a - (i_b - Ki_c)] + 4A_H \end{aligned}$$

O coeficiente $K = \text{tg}\phi/\sqrt{3}$ que aparece nas equações (5.1) e (5.2) é determinado pela escolha do fator de potência desejado. Assim os valores eficazes, em hexadecimais, das correntes de fase desejadas, para os reatores, poderão ser calculados pelo sistema de processamento a partir das equações (5.2).

Conforme visto no capítulo III, estes valores de corrente serão obtidos através de disparo dos tiristores em ângulo bem definidos. Foi também visto que, cada um destes ângulos se relaciona com a correspondente corrente desejada pela equação (3.1) que, para o protótipo usado, pode ser escrita da seguinte forma:

$$I^{\beta} = 0,367(2\eta - 2\alpha + \text{sen}2\alpha) \quad (5.3)$$

Tendo em vista a natureza transcendental da equação (5.3), não há meios para se explicitar o ângulo pelos métodos elementares, assim sendo, esta equação deve ser resolvida por processos numéricos. Embora a solução numérica possa ser obtida através do sistema de processamento utilizado, isto não foi feito porque, na fase inicial do desenvolvimento do programa havia a constante preocupação com o tempo de processamento e com a capacidade de memória.

Por esta razão a equação (5.3) foi resolvida à parte e os resultados obtidos tabulados conforme ilustra a tabela 5.1. Como indicado nesta tabela, cada valor, em hexadecimal, calculado para as correntes nos reatores, é transformado em um endereço de maneira que, após a obtenção do mesmo, o valor do ângulo de disparo correspondente será lido diretamente na posi

Corrente em amperes	Corrente normalizada em hexa	Corrente transformada em endereço	Ângulo de disparo em graus	Ângulo de dis paro normali zado em hexa
0,00781	01	AB01	165,51	74
0,01563	02	AB02	161,70	71
0,02344	03	AB03	159,01	70
0,03125	04	AB04	156,85	6E
0,03906	05	AB05	155,02	6D
0,04688	06	AB06	153,41	6C
0,05469	07	AB07	151,96	6B
0,06250	08	AB08	150,64	6A
0,07031	09	AB09	149,42	69
0,07813	0A	AB0A	148,28	68
0,08594	0B	AB0B	147,21	67
0,09375	0C	AB0C	146,20	67
0,10156	0D	AB0D	145,24	66
0,10938	0E	AB0E	144,32	65
0,11719	0F	AB0F	143,44	65
0,12500	10	AB10	142,60	64
0,13281	11	AB11	141,79	63
0,14063	12	AB12	141,01	63
0,14844	13	AB13	140,25	62
0,15625	14	AB14	139,52	62
0,16406	15	AB15	138,80	61
0,17188	16	AB16	138,11	61
0,17969	17	AB17	137,44	60
0,18750	18	AB18	136,78	60

0,19531	19	AB19	136,14	5F
0,20313	1A	AB1A	135,51	5F
0,21094	1B	AB1B	134,90	5F
0,21875	1C	AB1C	134,29	5E
0,22656	1D	AB1D	133,71	5E
0,23438	1E	AB1E	133,13	5D
0,24219	1F	AB1F	132,56	5D
0,25000	20	AB20	132,00	5D
0,25781	21	AB21	131,46	5C
0,26563	22	AB22	130,92	5C
0,27344	23	AB23	130,39	5B
0,28125	24	AB24	129,87	5B
0,28906	25	AB25	129,36	5B
0,29688	26	AB26	128,85	5A
0,30469	27	AB27	128,35	5A
0,31250	28	AB28	127,86	5A
0,32031	29	AB29	127,37	59
0,32813	2A	AB2A	126,89	59
0,33594	2B	AB2B	126,42	59
0,34375	2C	AB2C	125,95	58
0,35156	2D	AB2D	125,49	58
0,35938	2E	AB2E	125,03	58
0,36719	2F	AB2F	124,58	57
0,37500	30	AB30	124,13	57
0,38281	31	AB31	123,69	57
0,39063	32	AB32	123,25	56
0,39844	33	AB33	122,82	56

0,40625	34	AB34	122,39	56
0,41406	35	AB35	121,97	56
0,42188	36	AB36	121,54	55
0,42969	37	AB37	121,13	55
0,43750	38	AB38	120,71	55
0,44531	39	AB39	120,30	54
0,45313	3A	AB3A	119,89	54
0,46094	3B	AB3B	119,49	54
0,46875	3C	AB3C	119,09	54
0,47656	3D	AB3D	118,69	53
0,48438	3E	AB3E	118,30	53
0,49219	3F	AB3F	117,91	53
0,50000	40	AB40	117,52	52
0,50781	41	AB41	117,13	52
0,51563	42	AB42	116,75	52
0,52344	43	AB43	116,37	52
0,53125	44	AB44	115,99	51
0,53906	45	AB45	115,61	51
0,54688	46	AB46	115,24	51
0,55469	47	AB47	114,87	51
0,56250	48	AB48	114,50	50
0,57031	49	AB49	114,13	50
0,57813	4A	AB4A	113,77	50
0,58594	4B	AB4B	113,41	50
0,59375	4C	AB4C	113,04	4F
0,60156	4D	AB4D	112,69	4F
0,60938	4E	AB4E	112,33	4F

0,61719	4F	AB4F	111,97	4F
0,62500	50	AB50	111,62	4E
0,63281	51	AB51	111,27	4E
0,64063	52	AB52	110,92	4E
0,64844	53	AB53	110,57	4E
0,65625	54	AB54	110,22	4D
0,66406	55	AB55	109,88	4D
0,67188	56	AB56	109,53	4D
0,67969	57	AB57	109,19	4D
0,68750	58	AB58	108,85	4C
0,69531	59	AB59	108,51	4C
0,70313	5A	AB5A	108,17	4C
0,71094	5B	AB5B	107,84	4C
0,71875	5C	AB5C	107,50	4B
0,72656	5D	AB5D	107,17	4B
0,73438	5E	AB5E	106,83	4B
0,74219	5F	AB5F	106,50	4B
0,75000	60	AB60	106,17	4A
0,75781	61	AB61	105,84	4A
0,76563	62	AB62	105,51	4A
0,77344	63	AB63	105,18	4A
0,78125	64	AB64	104,86	4A
0,78906	65	AB65	104,53	49
0,79688	66	AB66	104,21	49
0,80469	67	AB67	103,88	49
0,81250	68	AB68	103,56	49
0,82031	69	AB69	103,24	48

0,82813	6A	AB6A	102,92	48
0,83594	6B	AB6B	102,60	48
0,84375	6C	AB6C	102,28	48
0,85156	6D	AB6C	101,96	48
0,85938	6E	AB6E	101,64	47
0,86719	6F	AB6F	101,32	47
0,87500	70	AB70	101,01	47
0,88281	71	AB71	100,69	47
0,89063	72	AB72	100,38	46
0,89844	73	AB73	100,06	46
0,90625	74	AB74	99,75	46
0,91406	75	AB75	99,43	46
0,92188	76	AB76	99,12	46
0,92969	77	AB77	98,81	45
0,93750	78	AB78	98,50	45
0,94531	79	AB79	98,19	45
0,95313	7A	AB7A	97,88	45
0,96094	7B	AB7B	97,57	44
0,96875	7C	AB7C	97,26	44
0,97,656	7D	AB7D	96,95	44
0,98438	7E	AB7E	96,64	44
0,99219	7F	AB7F	96,33	44
1,00000	80	AB80	96,02	43
1,00781	81	AB81	95,71	43
1,01563	82	AB82	95,40	43
1,02344	83	AB83	95,10	43
1,03125	84	AB84	94,79	42

1,03906	85	AB85	94,48	42
1,04688	86	AB86	94,18	42
1,05469	87	AB87	93,87	42
1,06250	88	AB88	93,57	42
1,07031	89	AB89	93,26	41
1,07813	8A	AB8A	92,95	41
1,08594	8B	AB8B	92,65	41
1,09375	8C	AB8C	92,34	41
1,10156	8D	AB8D	92,04	41
1,10938	8E	AB8E	91,73	40
1,11719	8F	AB8F	91,43	40
1,12500	90	AB90	91,12	40
1,13281	91	AB91	90,82	40
1,14063	92	AB92	90,51	3F
1,14844	93	AB93	90,21	3F

Tabela 5.1 - Solução da equação (5.3).

ção de memória indicado por este endereço. Desta forma, à cada corrente determinada e convertida ao sistema hexadecimal, haverá num dado endereço, o correspondente ângulo de disparo necessário para satisfazer a condição imposta pela equação (5.3). Com isto estar-se-á evitando a necessidade da solução numérica e economizando-se tempo de processamento.

5.4 - Programação dos Periféricos

Conforme referido, a entrada e a saída de dados para o sistema de processamento usado, utiliza portas do CI8155. Segundo o "MCS-85 USER'S MANUAL" da INTEL este CI, além de 256 bytes de RAM e um temporizador programável, contém três portas A, B e C que podem operar independentemente como entrada ou saída, necessitando para isto de uma programação adequada.

O sistema SDK-85 usado contém dois CI8155, cujos endereços de seus elementos estão indicados na tabela 5.2.

1º CI 8155		2º CI 8155	
END. HEX.	ELEMENTO	END. HEX.	ELEMENTO
20	Reg. de comando	28	Reg. de comando
21	Porta A	29	Porta A
22	Porta B	2A	Porta B
23	Porta C	2B	Porta C
24	Byte de baixa ordem do contador	2C	Byte de baixa ordem do contador
25	Byte de maior ordem do contador	2D	Byte de maior ordem do contador

Tabela 5.2 - Endereço em hexadecimal dos elementos dos CIs 8155 do sistema SDK-85.

Para o primeiro deles, a programação deve definir as portas A e B como entradas e a porta C como saída. A programação do segundo deve definir seu temporizador como gerador de onda quadrada com frequência 1/200 da frequência do sinal de relógio usado pelo microprocessador.

Esta onda quadrada de frequência menor atuará como sinal de relógio para os contadores do CI 8253.

A palavra de controle que determinará o modo de operação dos elementos do CI 8155 deve ser armazenada no registrador de comando. Como indicado na figura 5.2 este registrador possui 8 bits que possuem as funções descritas a seguir

7	6	5	4	3	2	1	0
TM ₂	TM ₁	IEB	IEA	PC ₂	PC ₁	PB	PA

Figura 5.2 - Registrador de comando do CI 8155.

forma simplificada (maiores informações se encontram na referência [5]). O bit zero (PA) e o bit 1 (PB) define respectivamente a porta A e a porta B como entradas quando forem zero e como saída quando forem 1. Os bits 2 e 3 (PC₁ e PC₂) determinam as quatro alternativas de operação da porta C (00 ==> ALT1, 01 ==> ALT2, 10 ==> ALT3, 11 ==> ALT4). Os bits 4 e 5 (IEA e IEB) habilitam, quando forem 1, ou desabilitam, quando forem zero, interrupções das portas A e B respectivamente. Finalmente os bits 6 e 7 (TM₁ e TM₂) definem as quatro formas de operação do temporizador.

Com o objetivo de satisfazer, as programações ante

riormente descritas, foi utilizado a palavra de controle $(00001100)_B = 0C_H$, para o 1º CI 8155 que, quando armazenada no registrador de comando define as portas A e B como entradas, a porta C como saída, a desabilitação de interrupções das portas A e B e a inoperância do temporizador. Para o 2º CI 8155, a palavra de controle utilizada é $(11000000)_B = 00_H$, definindo as portas A, B e C como entradas que não foram utilizadas, a desabilitação de interrupções das portas A e B e a operação de temporizador como segue: iniciará a contagem, imediatamente após o registro das palavras digitais que definem o seu modo de operação e o número a ser contado, se estiver parado, ou iniciará a nova contagem imediatamente após o término da contagem presente.

O modo de operação e o número a ser contado são de finidos através de dois bytes, um de baixa ordem e outra de maior ordem. Os dois bits mais significativos deste último byte definem o modo de operação e o restante, juntamente com os bits do byte de baixa ordem, fornecem o número a ser contado.

Como o número a ser contado é 200 em decimal e o modo de operação é a geração de onda quadrada, as palavras de controle usadas foram $(11001000)_B = C8_H$ para o byte de baixa ordem e $(01000000)_B = 40_H$ para o byte de maior ordem.

No processo de expansão do sistema SDK-85, conforme descrito no capítulo IV os dois CIs 8253 foram mapeados como memórias, nas faixas de endereços de $B000_H$ a $B7FF_H$ para o primeiro e de $B800_H$ a $BFFF_H$ para o segundo.

Como pode ser visto no apêndice A cada CI 8253 contém três contadores programáveis independentemente um do outro.

Os endereços utilizados para programar e acessar cada um deles estão indicados na tabela 5.3.

1º CI 8253		2º CI 8253	
ELEMENTO	END. HEX.	ELEMENTO	END. HEX.
Contador 0	B000	Contador 0	B800
Contador 1	B001	Contador 1	B801
Contador 2	B002	Contador 2	B802
Registr. de Contr.	B003	Registr. de Contr.	B803

Tabela 5.3 - Endereço em códigos hexadecimais para programação e acesso dos contadores do CI 8253.

Na presente aplicação cada contador deve operar no modo de contagem binária, usando apenas o byte menos significativo. Objetivando proporcionar esta forma de operação, de acordo com as características operacionais do CI 8253, descritas no apêndice A, foram usadas as palavras de controle $(00011000)_B = 18_H$, $(0101000)_B = 58_H$ e $(10011000)_B = 98_H$ para os contadores 0;1 e 2 respectivamente.

5.5 - Processo de Leitura das Correntes de Carga

Conforme já referido, as correntes de linha da carga são lidas nos instantes em que as tensões de fase passam por zero com derivadas positivas. Nestes instantes, como des

crito no capítulo IV, são gerados pulsos que dão início ao processo de leitura. Estes pulsos entram na porta A do 19 CI 8155 e depois de serem invertidos, entram também nos pinos SC dos conversores A/D, como mostra a figura 4.5.

Esta mesma figura mostra como a porta A está conectada ao resto do sistema de aquisição de dados. Observa-se que a entrada dos pulsos, que indicam zero de tensão, é feita através de três bits menos significativos da porta A e os bits restantes estão conectados à terra.

O reconhecimento de um zero de tensão será feito através de seguidas subtrações de 00_H do conteúdo da porta A. No instante, em que a diferença não for zero tem-se um zero de uma das tensões de fase.

A identificação de qual tensão passou por zero é feita via subtração do conteúdo da porta A de 02_H . Resultados positivos, nulos e negativos, para esta operação indicam respectivamente os zeros de v_a , v_b e v_c .

Uma vez identificado um zero de uma tensão, após aguardar um tempo suficiente para que a conversão A/D se processe, é efetuada a leitura da corrente correspondente da forma descrita no próximo parágrafo.

Com uma instrução de saída de dados, carrega-se a porta C com 01_H , 02_H ou 04_H para habilitar respectivamente os valores de i_a , i_b ou i_c disponíveis na saída de um conversor A/D. Estes valores de corrente se tornarão disponíveis para o processamento, via porta B, através de uma instrução de entrada de dados.

cado no fluxograma da figura 5.3.

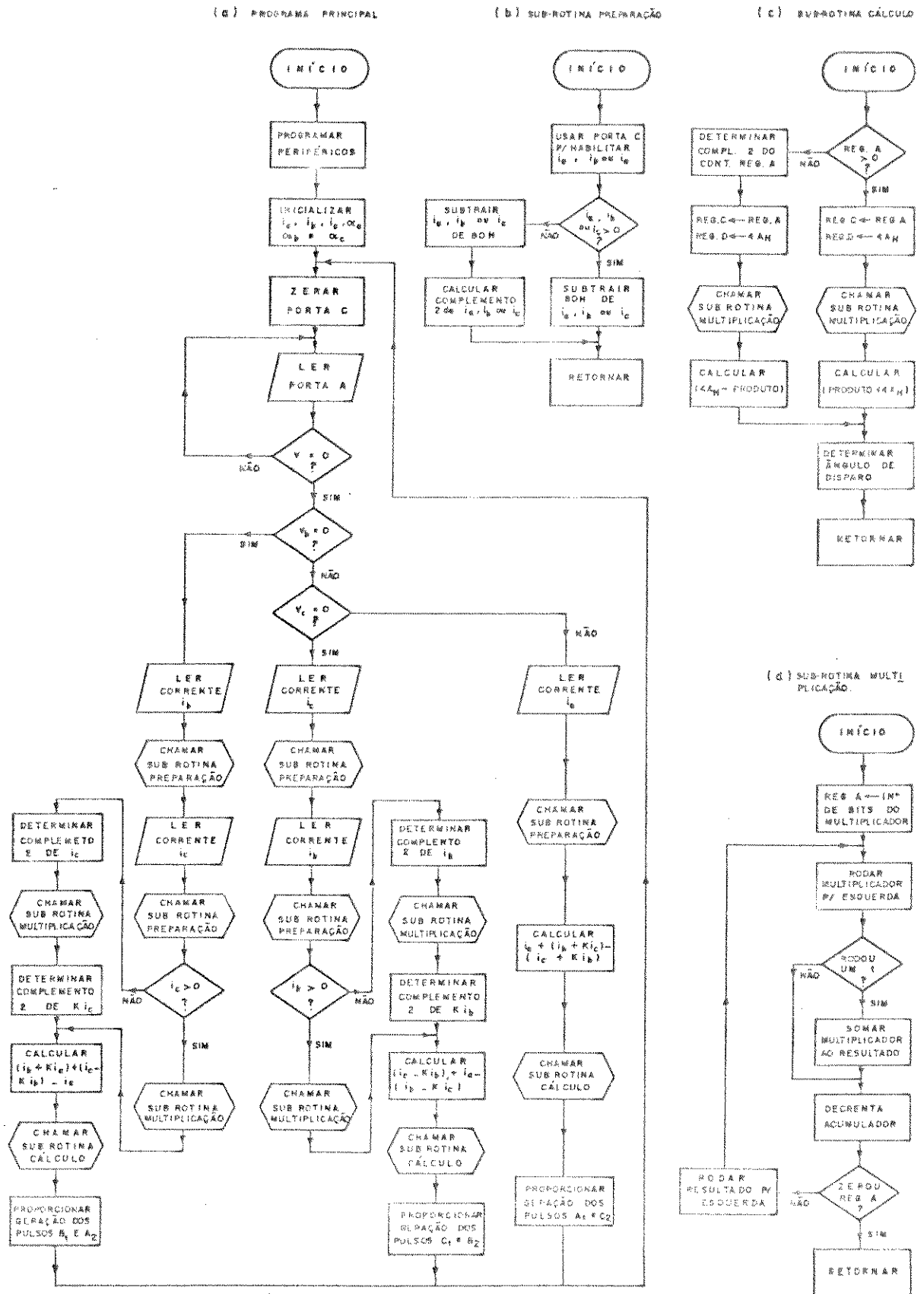


Figura 5.3 - Fluxograma do programa de controle do compensador.

5.7 - Cálculo das Correntes Desejadas e Determinação dos Ângulos de Disparo

Após a leitura e a preparação das correntes de carga, elas deverão ser processadas conforme as equações 5.2.

A programação deste processamento, de conformidade com o sistema de processamento usado, merece alguns destaques que serão descritos à seguir.

Como o referido sistema de processamento não possui a instrução de multiplicação, todas as multiplicações que aparecem nas equações 5.2, deverão ser processadas através de uma subrotina, como indicada no fluxograma da figura 5.3.

Esta subrotina multiplica dois números inteiros de oito bits fornecendo um produto de dezesseis bits. O multiplicando e o multiplicador devem ser armazenados respectivamente nos registradores C e D e o resultado será armazenado no par HL.

Antes de cada multiplicação é necessário que os fatores negativos, na forma de complemento dois, sejam descomplementados para evitar resultados incorretos. Procedendo-se desta forma, se apenas um dos fatores for negativo, após a multiplicação, o produto deverá ser colocado na forma de complemento dois.

Com base nas equações 5.2, observando o que foi exposto nos três últimos parágrafos, chega-se à programação que possibilita a determinação das correntes desejadas para os reatores do compensador. Esta programação está indicada no fluxograma da figura 5.3 e na listagem do programa 1 no apêndice C.

Uma vez calculadas as referidas correntes dos reatores de compensação proceder-se-á a determinação dos ângulos de disparo dos tiristores que viabilizarão a obtenção de tais correntes.

Conforme já referido, para determinar cada ângulo de disparo, transforma-se o valor calculado, para a corrente correspondente, em endereços e, de acordo com a tabela 5.1, lê-se o valor do ângulo na posição de memória indicada pelo endereço obtido.

É importante notar que a parte do processamento, descrito neste item, que é comum às três fases foi colocada na forma de uma subrotina designada de subrotina cálculo.

Como a mesma unidade de processamento deve processar os dados das três fases, uma vez determinado o valor do ângulo de disparo dos tiristores de uma certa fase, ela deve retornar ao processo de leitura dos dados da fase seguinte, atribuindo a geração dos pulsos aos contadores do CI 8253.

Antes do registro de cada valor, de um ângulo de disparo, num contador do CI 8253, desconta-se deste valor o tempo de processamento gasto para obtê-lo.

5.8 - Considerações Finais

Os informes, sobre a obtenção do "software" para a geração dos pulsos de disparo dos tiristores, contidos neste capítulo, completam a estratégia de implementação do controle do compensador do tipo RCT proposto, possibilitando, assim, a

realização da parte experimental que foi executada e um resumo dos resultados obtidos serão apresentados no próximo capítulo.

C A P Í T U L O VI

TESTES E RESULTADOS

6.1 - Introdução

Uma vez concluídas as etapas descritas ao longo dos dois últimos capítulos, quais sejam as unidades designadas por: "hardware" e "software", dispõe-se de um protótipo de um compensador tipo RCT, cuja análise de desempenho é objeto de discussões neste capítulo. Para tanto, após a sua montagem em laboratório, e estabelecido sua conexão à carga, de acordo com especificações citadas, foram realizados um grande número de testes e, a título de ilustração, apresenta-se uma amostra dos resultados mais elucidativos obtidos.

Nesta apresentação, as cargas desequilibradas a serem compensadas são especificadas na forma direta de corrente e para as condições de regime permanente suas formas de onda são mostradas antes do início do processo de compensação e, após a ligação do compensador, as formas de onda das correntes de alimentação do conjunto carga mais compensador também são ilustradas. Com tais resultados tem-se, pois, meios para se concluir sobre o desempenho do dispositivo sob o que se denomina condições de regime permanente. Para complementar os estudos experimentais procede-se ainda avaliações de desempenho dinâmico, através das quais será verificada a evolução das formas de onda das

correntes do sistema, com o compensador ligado, durante um processo de mudança (chaveamento) de carga.

6.2 - Análise de Desempenho em Regime Permanente

Os resultados a seguir ilustram a atuação do protótipo desenvolvido sob condições de regime permanente. Os estudos objetivam comprovar a ação de equilíbrio imposta pelo RCT com controle de disparo independente, por fase. Adicionalmente a comprovação da eficácia na compensação dos desequilíbrios das cargas, verifica-se também as questões relacionadas com a compensação de reativos que é simultaneamente oferecida.

6.2.1 - Compensação de Carga Trifásica

Durante o processo de análise e avaliação do desempenho do compensador para cargas trifásicas, dentre as várias cargas utilizadas, para efeito de ilustração dos resultados obtidos, foi escolhido aleatoriamente uma carga cujos os fasores de corrente, com módulos em valores eficazes, são:

$$\dot{I}_a = 0,26/\underline{25^\circ} \quad \text{pu}$$

$$\dot{I}_b = 0,84/\underline{-100^\circ} \quad \text{pu}$$

$$\dot{I}_c = 0,66/\underline{-260^\circ} \quad \text{pu}$$

Observa-se que estas correntes são as próprias correntes de alimentação e se apresentam com um desequilíbrio bastante acentuado tanto em módulo quanto em fase. A título de ilustração, destaca-se que tais correntes resultam em correspondentes componentes de sequência positiva e negativa de $0,95/5,94^\circ$ pu e $0,42/173,94^\circ$ pu, respectivamente, o que implica num grau de desequilíbrio de corrente de 44%. A figura 6.1 mostra um oscilograma com as citadas correntes desequilibradas.

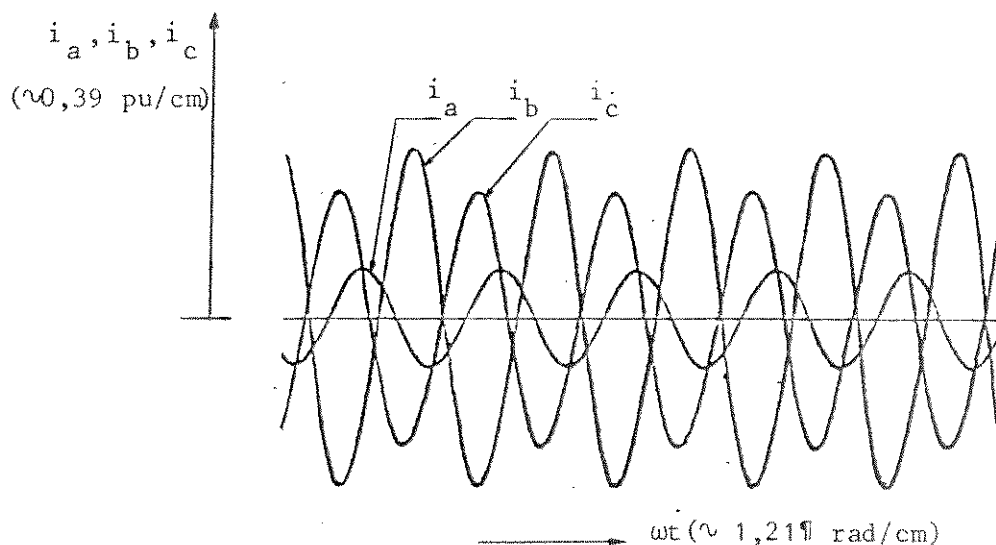


Figura 6.1 - Correntes de uma carga trifásica desequilibrada. $i_a \cong 0,260 \text{ sen}(377t + 25^\circ)$ pu, $i_b \cong 0,840 \text{ sen}(377t - 100^\circ)$ pu e $i_c \cong 0,660 \text{ sen}(377t - 26^\circ)$ pu.

Após a ligação do compensador, programado para compensar desequilíbrios de carga sob condições de fator de potência unitário, foi feito o registro das correntes de alimentação do conjunto carga mais compensador. Os resultados obtidos pela ação do compensador são ilustrados na figura 6.2.

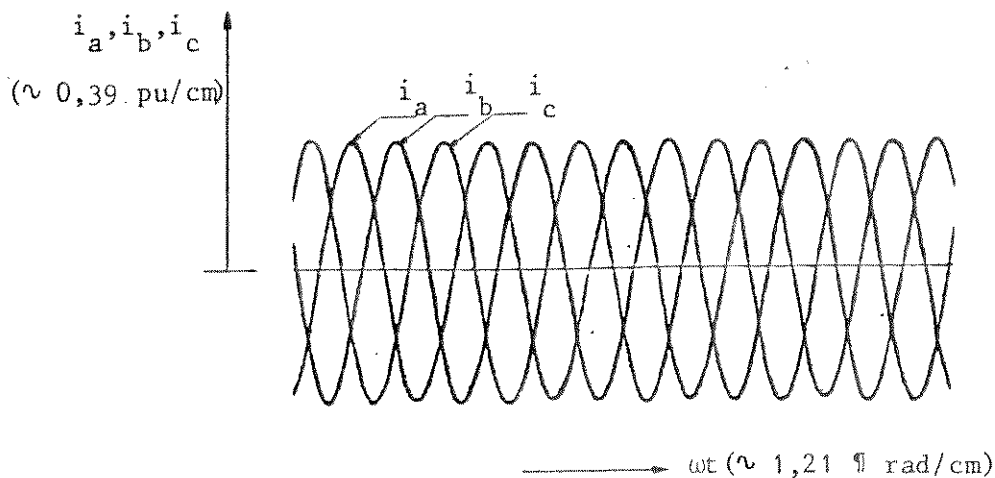


Figura 6.2 - Correntes do sistema após a compensação para fator de potência unitário .
 $i_a \cong 0,650 \text{ sen}(377t) \text{ pu}$, $i_b \cong 0,650 \text{ sen}(377t - 120^\circ) \text{ pu}$ e $i_c \cong 0,650 \text{ sen}(377t + 120^\circ) \text{ pu}$.

Nota-se que estas correntes se apresentam de forma equilibrada tanto em módulo quanto em fase, confirmando um desempenho satisfatório do compensador para esta situação.

Utilizando-se a mesma carga cujas as correntes estão representadas na figura 6.1, o compensador foi novamente ligado mas com uma programação adequada para proporcionar um fator de potência genérico. Para esta situação, o desempenho do compensador foi analisado para vários fatores de potência e os resultados obtidos foram satisfatórios, como pode ser verificado pelos casos relatados a seguir.

A figura 6.3 mostra as formas de onda das correntes de alimentação do sistema carga mais compensador para um

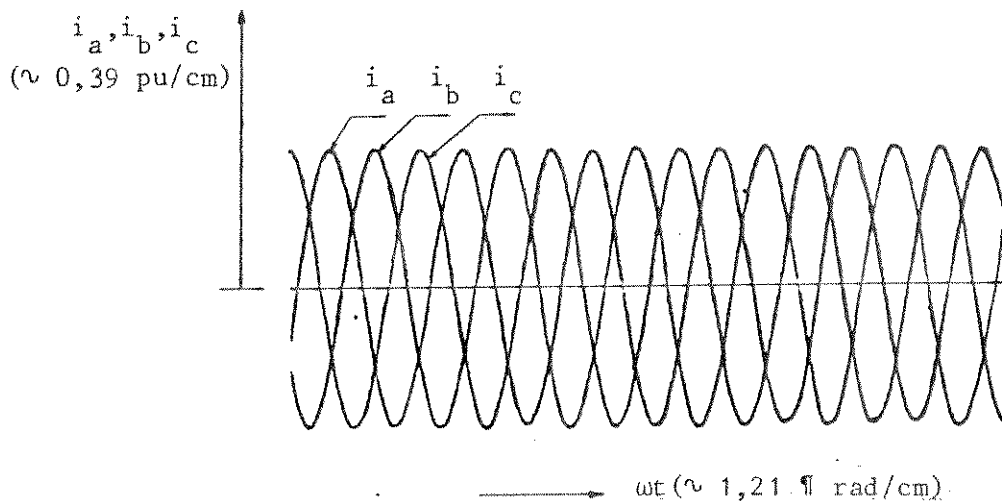


Figura 6.3 - Correntes do sistema compensador para um fator de potência de 0,90 atrasado.

$$i_a \approx 0,720 \cdot \text{sen}(377t - 25^\circ) \text{ pu}, \quad i_b \approx 0,720 \cdot \text{sen}(377t - 145^\circ) \text{ pu} \text{ e } i_c \approx 0,720 \cdot \text{sen}(377t + 95^\circ) \text{ pu}.$$

fator de potência desejado (de entrada) de 0,90 atrasado enquanto a figura 6.4 mostra a defasagem obtida para cada uma destas correntes em relação a respectiva tensão de fase.

A figura 6.2 mostra que a amplitude máxima das correntes obtidas para um fator de potência unitário é de aproximadamente 0,65 pu. Assim, para um fator de potência desejado de 0,90 esperar-se-ia uma amplitude máxima de 0,72 pu para as mesmas correntes. A figura 6.3 mostra que o valor obtido é de aproximadamente 0,70 pu o que difere muito pouco do valor esperado.

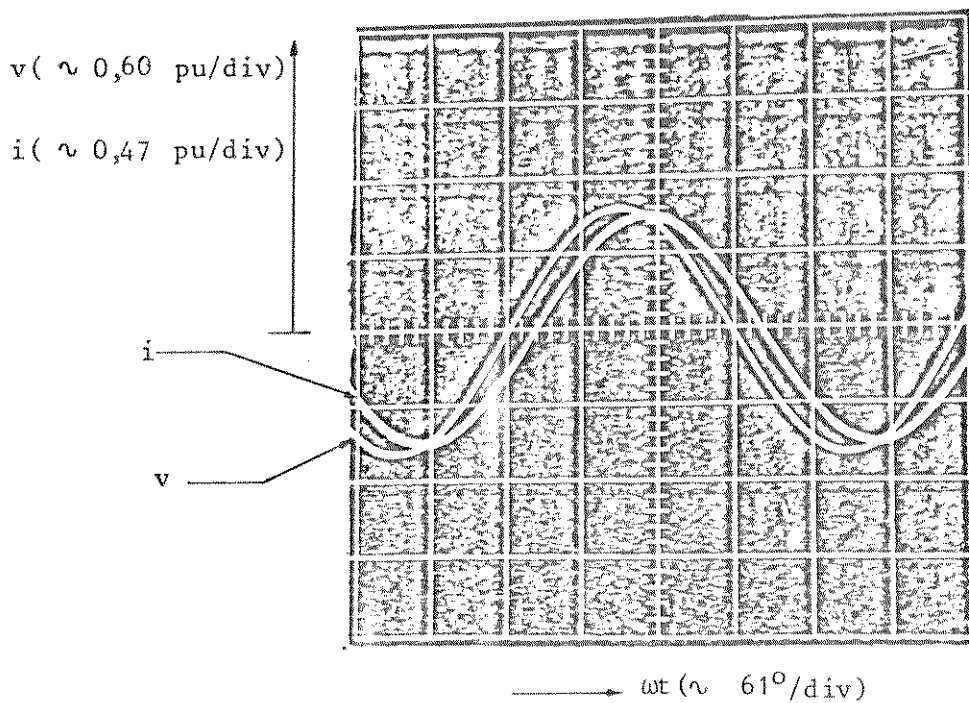


Figura 6.4 - Tensão e corrente para um fator de potência desejado de 0,90 atrasado.

Observando a figura 6.4 percebe-se que a discrepância entre a defasagem de corrente obtida e a defasagem esperada, para este mesmo fator de potência de 0,90, é muito pequena, pois a esperada é de 25° e a obtida é de aproximadamente 24° .

Além dos testes realizados para obtenção dos resultados sobre o comportamento do compensador, para a carga cujas correntes são mostradas na figura 6.1, para fatores de potência unitário e atrasado, também foi realizado testes para verificar seu desempenho para fatores de potência adiantado. Uma amostra dos resultados obtidos, através destes testes, pode ser vista nas figuras 6.5 e 6.6 onde o fator de potência esperado é 0,85 adiantado.

A figura 6.5 mostra as formas de onda das correntes de alimentação obtidas para esta situação. Vê-se que o

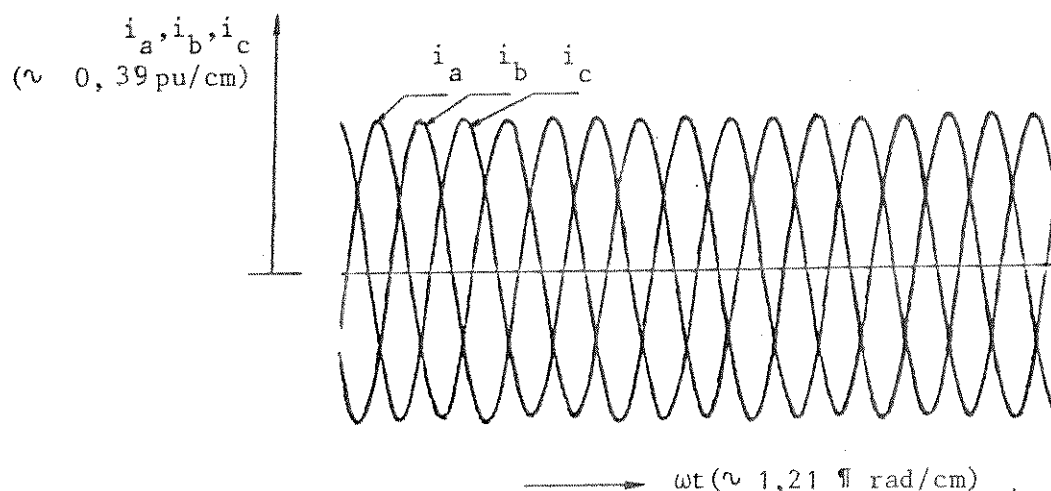


Figura 6.5 - Correntes do sistema compensado para um fator de potência de 0,85 adiantado.

$$i_a \cong 0,780 \operatorname{sen}(377t + 31,7^\circ) \text{ pu}; i_b \cong 0,780 \operatorname{sen}(377t - 151,7^\circ) \text{ pu} \text{ e } i_c \cong 0,780 \operatorname{sen}(377t + 88,3^\circ) \text{ pu}.$$

equilíbrio destas correntes, tanto em módulo quanto em fase, é quase perfeito e a amplitude máxima das mesmas é de aproximadamente 0,78 pu que está muito próximo do valor esperado de 0,76 pu.

O ângulo de avanço de corrente obtido, para um fator de potência desejado de 0,85, pode ser visto na figura 6.6. Observa-se que o valor dele é de aproximadamente 33° e foge pouco do valor esperado que é de $31,78^\circ$.

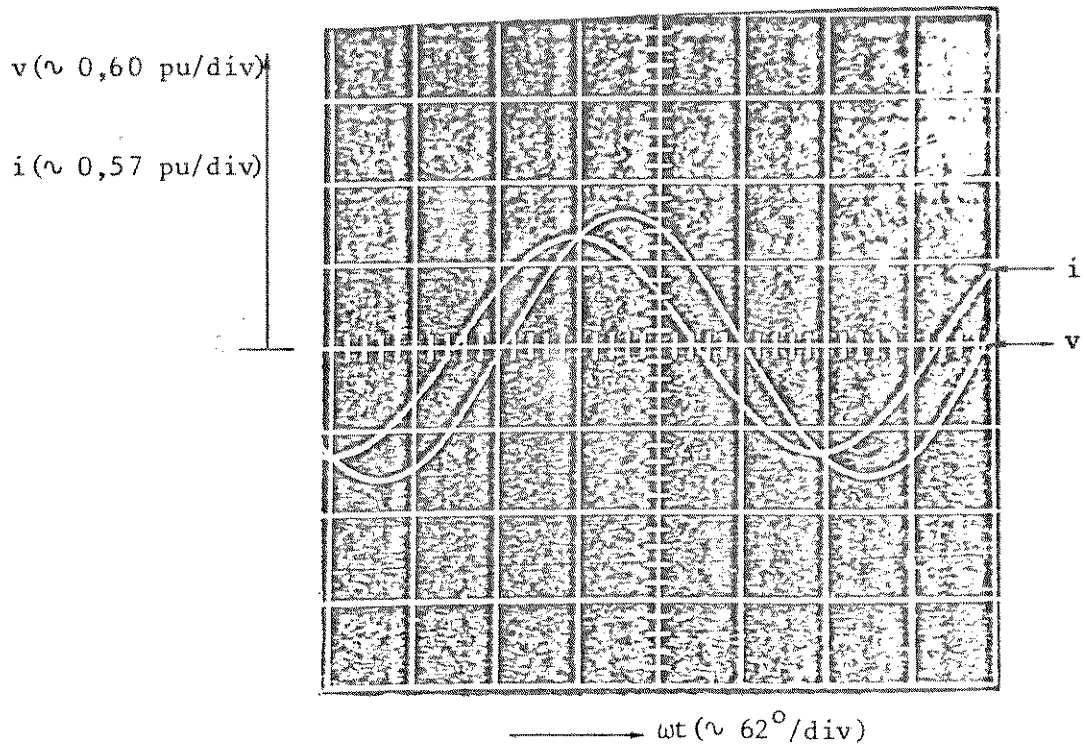


Figura 6.6 - Tensão e corrente para um fator de potência desejado de 0,85 adiantado.

6.2.2 - Compensação de Carga Monofásica

Uma vez analisado o comportamento do compensador para cargas trifásicas desequilibradas procede-se a estudos de condições operativas mais severas. Considerando que não é raro a presença de cargas monofásicas nos sistemas de energia elétrica, com parte delas possuindo potências bem elevadas, e que, tais cargas podem causar distúrbios altamente indesejáveis, foram também realizados testes que possibilitaram a avaliação do desempenho do compensador para estas condições de cargas. Uma amostra dos resultados obtidos é apresentada a seguir.

Os fasores das correntes de alimentação da carga monofásica utilizada para elucidar os resultados obtidos são:

$$\dot{I}_a = 0,65/\underline{6^\circ} \quad \text{pu}$$

$$\dot{I}_b = 0,65/\underline{-174^\circ} \quad \text{pu}$$

$$\dot{I}_c = 0$$

Estas correntes implicam numa componente de sequência positiva de $0,65/\underline{-24^\circ}$ pu, e numa de sequência negativa de $0,65/\underline{36^\circ}$ pu, e, num grau de desequilíbrio de 100%. As formas de onda destas correntes são aquelas mostradas na figura 6.7.

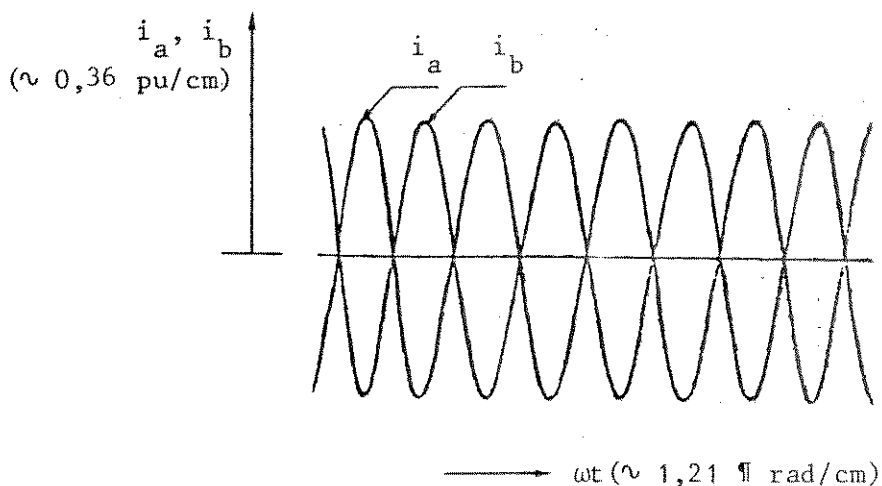


Figura 6.7 - Correntes na carga monofásica antes da compensação. $i_a \cong 0,650 \text{ sen}(377t+6^\circ) \text{ pu}$, $i_b \cong 0,650 \text{ sen}(377t-174^\circ) \text{ pu}$ e $i_c \cong 0 \text{ pu}$

Após a conexão da carga monofásica responsável por estas correntes, o compensador foi ligado com uma programação adequada para proporcionar um fator de potência unitário à instalação carga mais compensador.

A figura 6.8 mostra as formas de onda das correntes

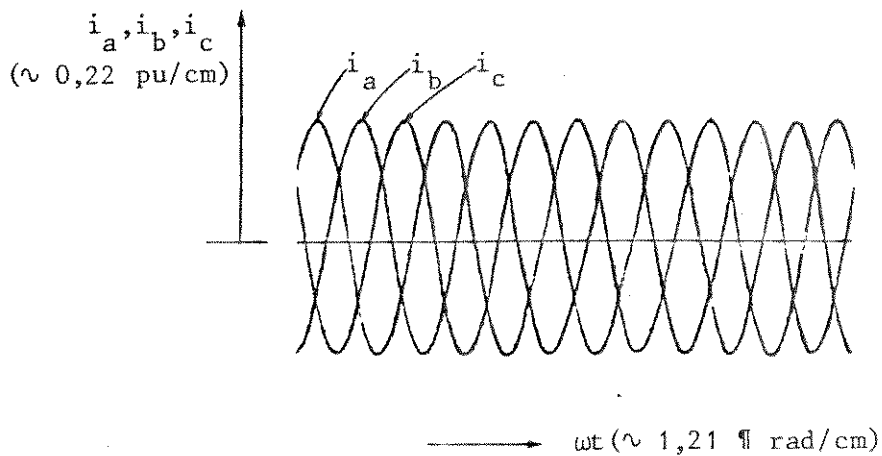


Figura 6.8 - Correntes de alimentação do sistema compensador-carga monofásica para fator de potência unitário. $i_a \cong 0,340 \cdot \text{sen}(377t)$ pu, $i_b \cong 0,340 \cdot \text{sen}(377t-120^\circ)$ pu e $i_c \cong 0,340 \cdot \text{sen}(377t+120^\circ)$ pu.

de alimentação desta instalação obtidas após a ligação do compensador. Nota-se que a ação do compensador pode ser considerada extremamente satisfatória também para cargas monofásicas, pois estas correntes se apresentam equilibradas de forma quase perfeita.

6.3 - Desempenho Dinâmico

Tendo em vista que o desempenho dinâmico do compensador e também de grande importância para certas aplicações, tais como compensação para fornos a arco e outras, foram realizados vários testes com o objetivo de avaliar tal ação.

Como não havia disponibilidade, no laboratório, de cargas especiais, com características transitórias bem acentuadas, as simulações consistiram em realizar vários chaveamentos de cargas comuns, com o compensador conectado ao sistema. Com tal procedimento, embora não muito apropriadamente, produziu-se as condições dinâmicas que possibilitaram uma avaliação, pelo menos razoável, do comportamento do compensador. Uma amostra dos resultados obtidos através deste procedimento é apresentada a seguir.

A figura 6.9 mostra a evolução das correntes de alimentação do sistema compensado durante o processo de chaveamento da carga - A para a carga - B, cujas correntes na forma fasorial, e em regime permanente, para as duas condições são:

$$\text{Carga - A} \left| \begin{array}{l} \dot{I}_a = 0,15/\underline{24^\circ} \text{ pu} \\ \dot{I}_b = 0,75/\underline{-228^\circ} \text{ pu} \\ \dot{I}_c = 0,62/\underline{135^\circ} \text{ pu} \end{array} \right.$$

$$\text{Carga - B} \left| \begin{array}{l} \dot{I}_a = 0,30/\underline{10^\circ} \text{ pu} \\ \dot{I}_b = 0,81/\underline{-240^\circ} \text{ pu} \\ \dot{I}_c = 0,62/\underline{135^\circ} \text{ pu} \end{array} \right.$$

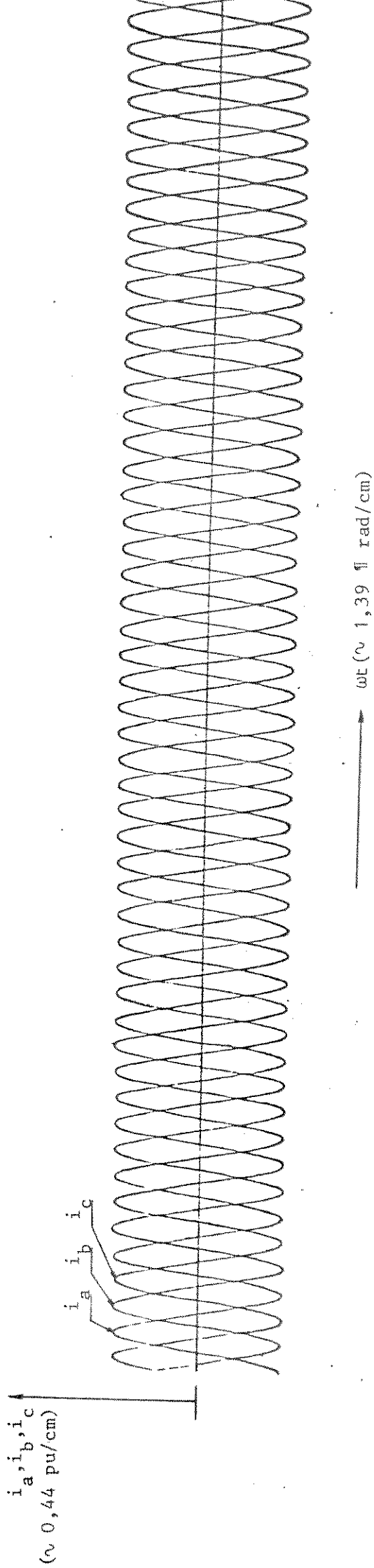


Figura 6.9 - Evolução das correntes de alimentação do sistema compensado no processo de chaveamento da carga A para a Carga B.

Pelo oscilograma indicado na figura 6.9 observa-se que, embora tenha ocorrido um chaveamento de carga, com alterações substanciais, não se percebe transitórios acentuados nas correntes de alimentação do sistema já compensado. Estas correntes se apresentam equilibradas de forma satisfatória com suas amplitudes máximas evoluindo de um valor aproximado de 0,69 pu para um outro de aproximadamente 0,76 pu de forma bem suave.

O tempo de estabilização de aproximadamente 10 (dez) ciclos se deve em grande parte à própria evolução das correntes de carga da condição A para a condição B, pois as cargas envolvidas no processo de chaveamento foram constituídas de arranjos R-L, os quais, como se sabe, possuem uma dinâmica própria bastante acentuada.

Com base nos testes realizados, que foram limitados pelos recursos materiais disponíveis, e nos resultados apresentados não se pode determinar com precisão o tempo de resposta do compensador mas pode-se afirmar que não é grande, possivelmente, na faixa de 1 a 2 ciclos. Este atraso, como também ocorre para os próprios equipamentos convencionais e comerciais, deve-se ao fato de que o processo usado para a leitura dos dados necessita de um ciclo completo para o monitoramento e processamento dos sinais amostrados.

6.4 - Aspectos Relacionados com as Formas de Onda das Correntes

As formas de onda das correntes obtidas nos reatores de compensação se apresentaram bastante próximas àquelas

formas de onda previstas pela teoria. Isto pode ser comprovado pelo registro da figura 6.10, onde é mostrada a forma de onda da corrente no reator de compensação da fase B para um ângulo de disparo de 108° .

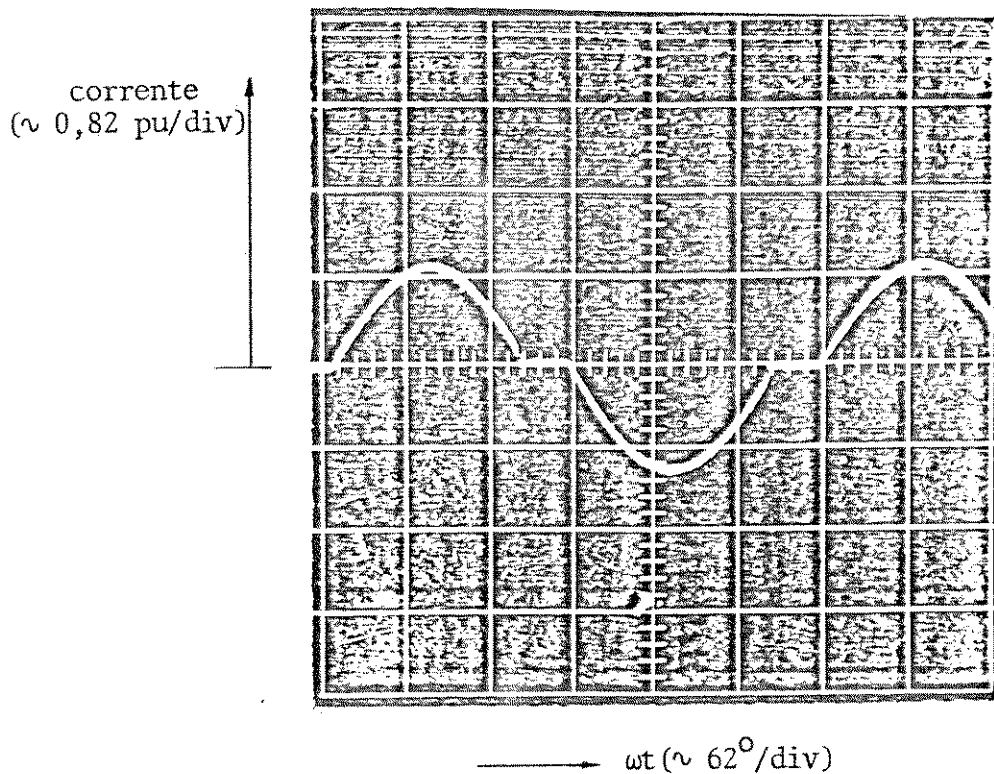


Figura 6.10 - Corrente no reator de compensação da fase B para $\alpha = 108^\circ$.

Sabe-se que corrente deste tipo, dependendo do nível de potência, pode provocar distorções harmônicas altamente prejudiciais ao sistema de alimentação, conforme será discutido em mais detalhes no capítulo VIII. A título de ilustração a figura 6.11 mostra um exemplo de forma de onda das correntes de alimentação do sistema carga mais compensador observadas durante a fase de teste. Destes registros verifica-se mais uma vez que o conteúdo harmônico destas correntes não pode ser ignorado.

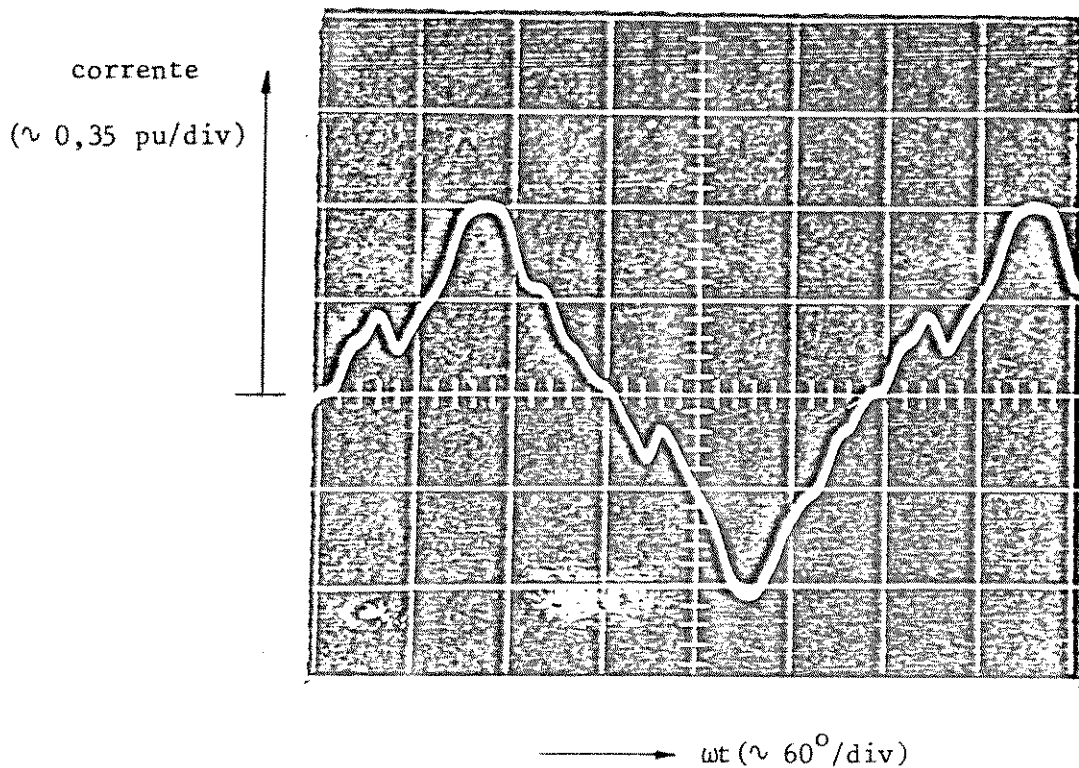


Figura 6.11 - Exemplo de corrente real de alimentação do sistema carga mais compensador.

do e reforça a necessidade do uso de filtros de potência quando se trabalha com compensador estático em potências elevadas.

Como a utilização de tais filtros não faz parte do objetivo deste trabalho, tendo em vista que se trabalhou apenas com um protótipo de baixa potência, o uso de filtros só teve lugar na parte referente à medição. Assim, cada forma de onda, das correntes de alimentação com o compensador ligado, apresentadas nos itens anteriores, contém apenas a componente fundamental da corrente real.

Devido exclusivamente à disponibilidade, não foram utilizadas cargas que apresentassem distorção harmônica. Desta forma, não houve necessidade da utilização de filtros na aqui

sição dos sinais de controle. Entretanto, na compensação de cargas que resultam em correntes não senoidais, é imprescindível o uso de tais filtros para garantir maior precisão do controle.

Os registros das formas de onda de corrente apresentadas nas figuras 6.1, 6.2, 6.3, 6.5, 6.7 e 6.8 foram realizadas através de um oscilógrafo do tipo "portable direct recording oscillographs visilight 5M26-28 series" da "NEC Sanei Instruments, Ltd" que utiliza papel foto-sensível auto revelador. Devido a certas dificuldades de reprodução os traçados apresentaram problemas de nitidez. Com o propósito de melhorar a qualidade das cópias, as primeiras destas foram reforçadas manualmente.

6.5 - Conclusões

Apesar das limitações impostas pela carência de recursos materiais, os resultados apresentados neste capítulo confirmam a validade das equações desenvolvidas no capítulo III e da estratégia de implementação do controle descrita nos capítulos IV e V.

C A P Í T U L O VII

COMPORTAMENTO DE UM COMPENSADOR DE DESEQUILÍBRIO
DE CARGA SOB CONDIÇÕES DE TENSÕES DESEQUILIBRADAS7.1 - Introdução

Os estudos sobre a operação e o desempenho dos com pensadores de desequilíbrio de carga descritos pela literatura especializada, baseiam-se na sua alimentação sob condições de tensões equilibradas.

Assim sendo, durante o desenvolvimento deste traba lho surgiram questões cujas respostas levaram a necessidade de uma análise do comportamento de tais dispositivos sob condições de tensões desequilibradas. Isto ocorreu em vista que sempre existirá, na prática, desequilíbrio de tensão de menor ou maior intensidade. De fato, as próprias legislações que regem sobre as obrigações contratuais entre fornecedores e consumidores de energia, já consideram tais desequilíbrios em seus valores má ximos admissíveis. A legislação nacional permite até 2% de de se qu il í br o presentes nos barramentos elétricos de su pr ime nto o que fortalece a causa da investigação aqui proposta.

Baseando-se nas formulações anteriores, em que os parâmetros determinados para os compensadores foram calculados para a compensação dos desequilíbrios da carga, sob condições de tensões de alimentação equilibradas, procurar-se-á, agora, analisar as possíveis variações das susceptâncias, do compensa

dor de desequilíbrios de carga, com o grau de desequilíbrio de tensão. Para atingir tal meta, desenvolver-se-á uma formulação específica, através da qual será obtido um programa computacional, com o qual serão realizados estudos de situações práticas. Os resultados obtidos serão utilizados para concluir sobre os aspectos quantitativos da citada inter-dependência.

7.2 - Determinação das Componentes Simétricas das Correntes de Linha do Compensador

A figura 7.1 mostra um sistema de tensões, admitidas como desequilibradas, e representadas por \dot{V}_{ab} , \dot{V}_{bc} e \dot{V}_{ca} . Este sistema encontra-se alimentando uma carga, também desequilibrada, cujas admitâncias são \dot{Y}_{ab} , \dot{Y}_{bc} e \dot{Y}_{ca} . Na mesma figura mostra-se, também, um compensador γ que tem por função compensar o desequilíbrio da carga, garantindo o equilíbrio das correntes \dot{I}'_a , \dot{I}'_b e \dot{I}'_c .

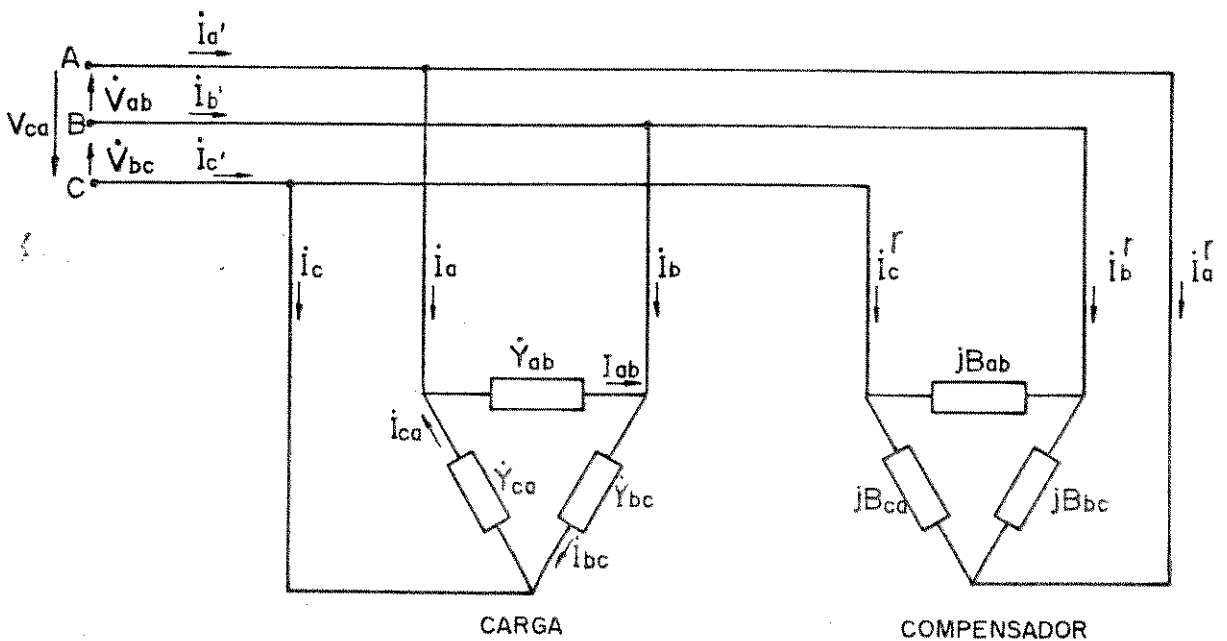


Figura 7.1 - Cargas desequilibradas mais compensador.

Considerando que a tensão \dot{V}_{ab} seja adotada como a referência, isto é, $\dot{V}_{ab} = V' / 0^\circ$, onde V' é o valor eficaz da tensão de referência de linha e que as componentes simétricas das tensões se relacionam segundo a equação:

$$\dot{V}_2 = \frac{K}{\theta} \dot{V}_1, \quad (7.1)$$

onde \dot{V}_2 representa a componente de sequência negativa, \dot{V}_1 a componente de sequência positiva, K o grau de desequilíbrio e θ o ângulo entre as duas componentes, tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ab} &= V' \\ \dot{V}_{bc} &= V' \left(\frac{h^2 + h \frac{K}{\theta}}{1 + \frac{K}{\theta}} \right) \\ \dot{V}_{ca} &= V' \left(\frac{h + h^2 \frac{K}{\theta}}{1 + \frac{K}{\theta}} \right) \end{aligned} \quad (7.2)$$

sendo:

$$h = e^{j120^\circ} \quad (7.3)$$

Baseando-se na figura 7.1, as correntes de fase da carga são dadas pelas equações:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ab} &= \dot{Y}_{ab} V' \\ \dot{I}_{bc} &= \dot{Y}_{bc} V' \left(\frac{h^2 + h \frac{K}{\theta}}{1 + \frac{K}{\theta}} \right) \\ \dot{I}_{ca} &= \dot{Y}_{ca} V' \left(\frac{h + h^2 \frac{K}{\theta}}{1 + \frac{K}{\theta}} \right) \end{aligned} \quad (7.4)$$

e as correspondentes correntes de linha da carga são expressas por:

$$\begin{aligned}\dot{I}_a &= \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca} = \dot{Y}_{ab} V' - \dot{Y}_{ca} V' \left(\frac{h + h^2 K/\theta}{1 + K/\theta} \right) \\ \dot{I}_b &= \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab} = \dot{Y}_{bc} V' \left(\frac{h^2 + h K/\theta}{1 + K/\theta} \right) - \dot{Y}_{ab} V' \\ \dot{I}_c &= \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc} = \dot{Y}_{ca} V' \left(\frac{h + h^2 K/\theta}{1 + K/\theta} \right) - \dot{Y}_{bc} V' \left(\frac{h^2 + h K/\theta}{1 + K/\theta} \right)\end{aligned}\quad (7.5)$$

Sabe-se que as componentes simétricas destas correntes são dadas pelas equações:

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= \frac{1}{\sqrt{3}} (\dot{I}_a + h\dot{I}_b + h^2\dot{I}_c) \\ \dot{I}_2 &= \frac{1}{\sqrt{3}} (\dot{I}_a + h^2\dot{I}_b + h\dot{I}_c)\end{aligned}\quad (7.6)$$

A substituição de \dot{I}_a , \dot{I}_b e \dot{I}_c , dadas pelas equações (7.5) nas equações (7.6), terá como resultado as seguintes expressões:

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= \frac{V'}{\sqrt{3}} \left[\dot{Y}_{ab} (1 - h) + \dot{Y}_{bc} \left(\frac{1 - h + h^2 K/\theta - K/\theta}{1 + K/\theta} \right) + \dot{Y}_{ca} \left(\frac{1 - h + h K/\theta - h^2 K/\theta}{1 + K/\theta} \right) \right] \\ \dot{I}_2 &= \frac{V'}{\sqrt{3}} \left[\dot{Y}_{ab} (1 - h^2) + \dot{Y}_{bc} \left(\frac{h + K/\theta - 1 - h^2 K/\theta}{1 + K/\theta} \right) + \dot{Y}_{ca} \left(\frac{h^2 + K/\theta - h - h^2 K/\theta}{1 + K/\theta} \right) \right]\end{aligned}\quad (7.7)$$

Por analogia, as componentes simétricas das correntes de linha do compensador podem ser escrita na forma:

$$\dot{I}_1^Y = j \frac{V'}{\sqrt{3}} [B_{ab}^Y (1-h) + B_{bc}^Y \left(\frac{1-h+h^2 K/\theta - K/\theta}{1 + K/\theta} \right) + B_{ca}^Y \left(\frac{1-h+h K/\theta - h^2 K/\theta}{1 + K/\theta} \right)] \quad (7.8)$$

$$\dot{I}_2^Y = j \frac{V'}{\sqrt{3}} [B_{ab}^Y (1-h^2) + B_{bc}^Y \left(\frac{h+K/\theta - 1-h^2 K/\theta}{1 + K/\theta} \right) + B_{ca}^Y \left(\frac{h^2+K/\theta - h-h^2 K/\theta}{1 + K/\theta} \right)]$$

As expressões obtidas até agora não são suficientes para que se possa equacionar as condições de equilíbrio de corrente juntamente com o fator de potência da instalação representada na figura 7.1.

No sentido de viabilizar tal equacionamento, no próximo item, serão desenvolvidas equações adicionais.

7.3 - Cálculo da Tensão Fase-Neutro para a Fase de Referência

Na figura 7.2 estão representadas de forma genérica, as componentes simétricas das tensões de alimentação associadas ao sistema da figura 7.1.

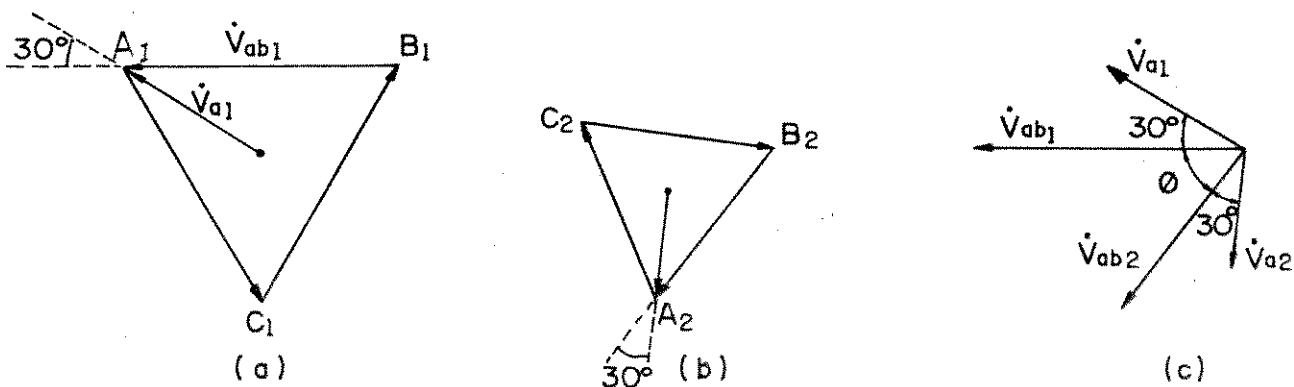


Figura 7.2 - Diagrama fasorial das componentes simétricas de tensões.

O diagrama fasorial da figura 7.2(a) mostra o triângulo das tensões de sequência positiva enquanto o da figura 7.2(b) indica o de sequência negativa.

Deslocando-se os fasores \dot{V}_{ab1} , \dot{V}_{ab2} , \dot{V}_{a1} e \dot{V}_{a2} para um mesmo ponto, como indicado na figura 7.2(c), e lembrando que o ângulo, entre as componentes simétricas para as tensões de linha é θ , é fácil perceber que o ângulo, entre as correspondentes componentes para as tensões de fase, é $(\theta + 60^\circ)$.

Com base no exposto e recordando que a relação, entre os módulos das componentes simétricas das tensões, é K , pode-se escrever as seguintes equações:

$$\dot{V}_{ab2} = \frac{K}{\theta} \dot{V}_{ab1} \quad (7.9)$$

e:

$$\dot{V}_{a2} = \frac{K}{\theta + 60^\circ} \dot{V}_{a1} \quad (7.10)$$

Tendo em vista as expressões (7.9) e (7.10) e os conceitos básicos associados aos estudos com componentes simêtricas pode-se escrever:

$$\dot{V}_{ab} = \dot{V}_{ab1} + \dot{V}_{ab2} = \dot{V}_{ab1} (1 + \frac{K}{\theta}) \quad (7.11)$$

$$\dot{V}_a = \dot{V}_{a1} + \dot{V}_{a2} = \dot{V}_{a1} (1 + \frac{K}{\theta + 60^\circ}) \quad (7.12)$$

Sabe-se que a relação entre \dot{V}_{a1} e \dot{V}_{ab1} é:

$$\dot{V}_{ab1} = \sqrt{3} \dot{V}_{a1} / 30^\circ \quad (7.13)$$

Substituindo \dot{V}_{ab1} , dado pela equação (7.13), na equação (7.11) e dividindo a equação (7.12) pela equação resultante desta substituição, chega-se a:

$$\dot{V}_a = \frac{\dot{V}_{ab}}{3} \left[\frac{1 + K/\theta + 60^\circ}{(1 + K/\theta) / 30^\circ} \right] \quad (7.14)$$

Desenvolvendo a expressão (7.14) encontra-se:

$$\dot{V}_a = \frac{V'}{2\sqrt{3}} \left[\frac{\sqrt{3}(1 + K^2) + 2\sqrt{3} K \cos\theta - 2K \sin\theta + j(K^2 - 1)}{1 + 2 K \cos\theta + K^2} \right] \quad (7.15)$$

7.4 - Determinação das Susceptâncias de Compensação

Sabe-se que quando uma carga desequilibrada for alimentada por um sistema de tensões equilibradas, será possível determinar um compensador composto de susceptâncias (capacitivas e indutivas) que além de compensar o desequilíbrio, pode, ao mesmo tempo, corrigir o fator de potência. Todavia se as tensões forem desequilibradas esta combinação de ações não será mais possível.

A título de ilustração, nos desenvolvimentos a seguir, serão determinadas as susceptâncias de compensação que possibilitam o equilíbrio de corrente, fixando um fator de po

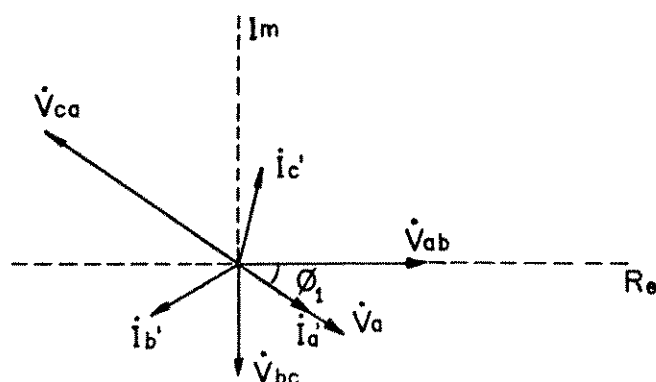


Figura 7.3 - Diagrama de tensões desequilibradas e correntes equilibradas.

tência unitário apenas para a fase de referência. Isto é evidenciado através da figura 7.3, onde está assinalado o ângulo ϕ_1 que é a defasagem entre as tensões de fase e de linha para a fase de referência. O valor deste ângulo, que pode ser obtido da expressão (7.15), é dado por:

$$\phi_1 = \text{arc tg} \left[\frac{K^2 - 1}{\sqrt{3}(1 + K^2) + 2\sqrt{3} K \cos \theta - 2 K \sin \theta} \right] \quad (7.16)$$

Para que as correntes de alimentação do conjunto carga mais compensador sejam equilibradas, é necessário que a componente de sequência negativa da corrente $[\dot{I}_2 + \dot{I}_2^Y]$ seja nula, de onde vêm as equações:

$$I_m [\dot{I}_2 + \dot{I}_2^Y] = 0 \quad (7.17)$$

e

$$R_e [\dot{I}_2 + \dot{I}_2^Y] = 0 \quad (7.18)$$

A fase A de referência só terá um fator de potência unitário se a corrente \dot{I}'_a tiver o mesmo ângulo ϕ_1 da tensão \dot{V}_a . Esta condição pode ser expressa matematicamente pela equação:

$$\frac{I_m [\dot{I}'_1 + \dot{I}'_1^Y]}{R_e [\dot{I}'_1 + \dot{I}'_1^Y]} = \frac{K^2 - 1}{\sqrt{3}(1 + K^2) + 2\sqrt{3} K \cos\theta - 2 K \operatorname{sen}\theta} \quad (7.19)$$

Substituindo \dot{I}'_a e \dot{I}'_2 , dados pelas equações (7.8), nas equações de (7.17) a (7.19) e desenvolvendo encontra-se:

$$\begin{bmatrix} a I_m [\dot{I}'_1] + b R_e [\dot{I}'_1] \\ c I_m [\dot{I}'_2] \\ d R_e [\dot{I}'_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{ab}^Y \\ B_{bc}^Y \\ B_{ca}^Y \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

onde:

$$a = -\sqrt{3} - 2\sqrt{3}K^2 - \sqrt{3}K^4 - 4\sqrt{3}K\cos\theta - 4\sqrt{3}K^2\cos^2\theta + 2K\operatorname{sen}\theta + 2K^3\operatorname{sen}\theta + 4K^2\cos\theta\operatorname{sen}\theta \quad (7.21)$$

$$b = -1 + K^4 - 2K \cos\theta (1 - K^2) \quad (7.22)$$

$$c = -(1 + 2K \cos\theta + K^2) \quad (7.23)$$

$$d = 1 + 2K \cos\theta + K^2 \quad (7.24)$$

$$C_{11} = \frac{V'}{\sqrt{3}} (2\sqrt{3} + 3\sqrt{3}K^2 + \sqrt{3}K^4 + 7\sqrt{3}K\cos\theta + 5\sqrt{3}K^3\cos\theta + 6\sqrt{3}K^2\cos^2\theta - 3K\sin\theta - 3K^3\sin\theta - 6K^2\cos\theta\sin\theta) \quad (7.25)$$

$$C_{12} = \frac{V'}{\sqrt{3}} [2\sqrt{3} - 2\sqrt{3}K^4 + 4\sqrt{3}K\cos\theta(1 - K^2)] \quad (7.26)$$

$$C_{13} = \frac{V'}{\sqrt{3}} (2\sqrt{3} + 3\sqrt{3}K^2 + \sqrt{3}K^4 + 4\sqrt{3} + 4\sqrt{3}K\cos\theta + 2\sqrt{3}K^3\cos\theta - 6K\sin\theta - 6K^3\sin\theta - 12K^2\cos\theta\sin\theta) \quad (7.27)$$

$$C_{21} = \frac{3V'}{2\sqrt{3}} (1 + 2K\cos\theta + K^2) \quad (7.28)$$

$$C_{22} = \frac{3V'}{2\sqrt{3}} (K^2 - 1) \quad (7.29)$$

$$C_{23} = \frac{3V'}{2\sqrt{3}} (K^2 + K\cos\theta - \sqrt{3}K\sin\theta) \quad (7.30)$$

$$C_{31} = \frac{V'}{2} (1 + 2K\cos\theta + K^2) \quad (7.31)$$

$$C_{32} = V' \left(-\frac{1}{2} + \frac{1}{2}K^2\cos\theta + \sqrt{3}K\sin\theta \right) \quad (7.32)$$

e

$$C_{33} = \frac{V'}{2} (-2 + K^2 - K\cos\theta + \sqrt{3}K\sin\theta) \quad (7.33)$$

As susceptâncias de compensação poderão ser calculadas pelas seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} B_{ab}^Y \\ B_{bc}^Y \\ B_{ca}^Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a I_m [\dot{I}_1] + b R_e [\dot{I}_1] \\ c I_m [\dot{I}_2] \\ d R_e [\dot{I}_2] \end{bmatrix} \quad (7.34)$$

É importante observar que a equação (7.34) fornece as susceptâncias do compensador, como função do grau de desequilíbrio das tensões de alimentação, somente para a situação previamente escolhida, e descrita no início deste item, ou seja, o compensador calculado por esta equação, possibilita o equilíbrio de corrente fixando um fator de potência unitário para a fase de referência.

É evidente que outras situações poderia ter sido escolhida, como por exemplo fator de potência unitário para as três fases e equilíbrio de corrente apenas em módulo. Mas, considerando que o grau de desequilíbrio de tensão aceitável é pequeno acredita-se que a situação escolhida fornecerá resultados satisfatórios, conforme será visto a seguir.

7.5 - Estratégia de Estudos e Programa Computacional para Estudos de Desempenho do Compensador sob Alimentação Desequilibrada

De acordo com o que foi exposto no item introdutório, o objetivo principal deste estudo é de analisar o efeito

de desequilíbrios das tensões de alimentação nos valores das susceptâncias de compensação para a compensação de desequilíbrios de carga.

Baseando-se nas formulações desenvolvidas, foi obtido, inicialmente um programa computacional que utiliza a seguinte sequência de cálculos:

- (i) Adota-se a tensão de referência ,
 $\dot{V}_{ab} = V = 1/0^{\circ}$ pu.
- (ii) Especifica a condição de desequilíbrio de carga na forma direta de corrente.
- (iii) Calcula-se os coeficientes a, b, c, d e C_{ij} da equação (7.20), para uma determinada condição de desequilíbrio das tensões de alimentação, usando as equações de (7.21) a (7.33).
- (iv) Determina-se o vetor de correntes $[I]$ que aparece nas equações (7.20) e (7.34).
- (vi) Calcula-se a matriz $[C]^{-1}$ da equação (7.34).
- (vii) Determina-se o vetor $[B]$ das susceptâncias de compensação, usando a equação (7.34).
- (viii) Calcula-se o desvio percentual de cada susceptância de compensação ΔB_i para tensões desequilibradas em relação a mesma susceptância para tensões equilibradas.
- (ix) Repete-se os cálculos, a partir do item (iii), para várias condições de desequilíbrio das tensões de alimentação, montando

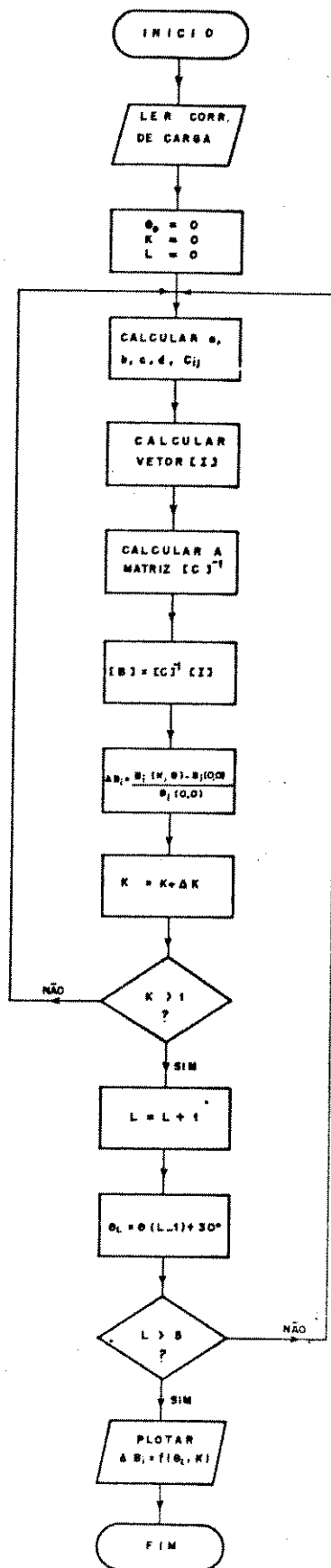


Figura 7.4 - Fluxograma do programa usado para analisar as variações das susceptâncias de compensação com o desequilíbrio de tensão.

uma tabela do desvio percentual de susceptância como função do desequilíbrio de tensão $[\Delta B_i = f(K, \theta)]$.

- (x) Traça-se gráficos com a tabela montada anteriormente.

Esta mesma sequência de cálculos está, também, indicada no fluxograma apresentado na figura 7.4.

A listagem do programa, em linguagem FORTRAN, se encontra no apêndice C.

Os resultados obtidos com esta estratégia de estudo serão apresentados no próximo item.

7.6 - Resultados e Conclusões

Utilizando o programa anteriormente descrito, procedeu-se a um grande número de estudos, dos quais apresenta-se aqui um resumo.

Tendo em vista os máximos graus de desequilíbrios de tensões comercialmente aceitáveis, os resultados explorados são apresentados para desequilíbrios de tensão de até 10% ($K \leq 0,1$) exceto em alguns casos onde, a título de informações são mostradas as variações das susceptâncias de compensação para desequilíbrio de tensões até 50%.

Para cada caso analisado os resultados são individualmente ilustrados e discutidos, obedecendo sempre a seguinte ordem:

19) Especificação do desequilíbrio da carga, na forma direta de correntes.

29) Comentários

39) Gráficos ilustrativos.

19 Caso: $\dot{i}_a = 0,50/\underline{-35^\circ}$ pu, $\dot{i}_b = 0,50/\underline{145^\circ}$ pu e $\dot{i}_c = 0,00$ pu

Percebe-se claramente que estes valores de corrente de carga correspondem a um carregamento monofásico, em que a carga é ligada entre as fases A e B, absorvendo uma corrente de módulo igual a 0,50 pu.

Calculando-se as componentes simétricas destas correntes ter-se-á $\dot{I}_1 = 0,50/\underline{-65^\circ}$ pu e $\dot{I}_2 = 0,50/\underline{-5^\circ}$ pu, o que representa um desequilíbrio de carga de 100%, isto é, $(|\dot{I}_2|/|\dot{I}_1|) = 1$.

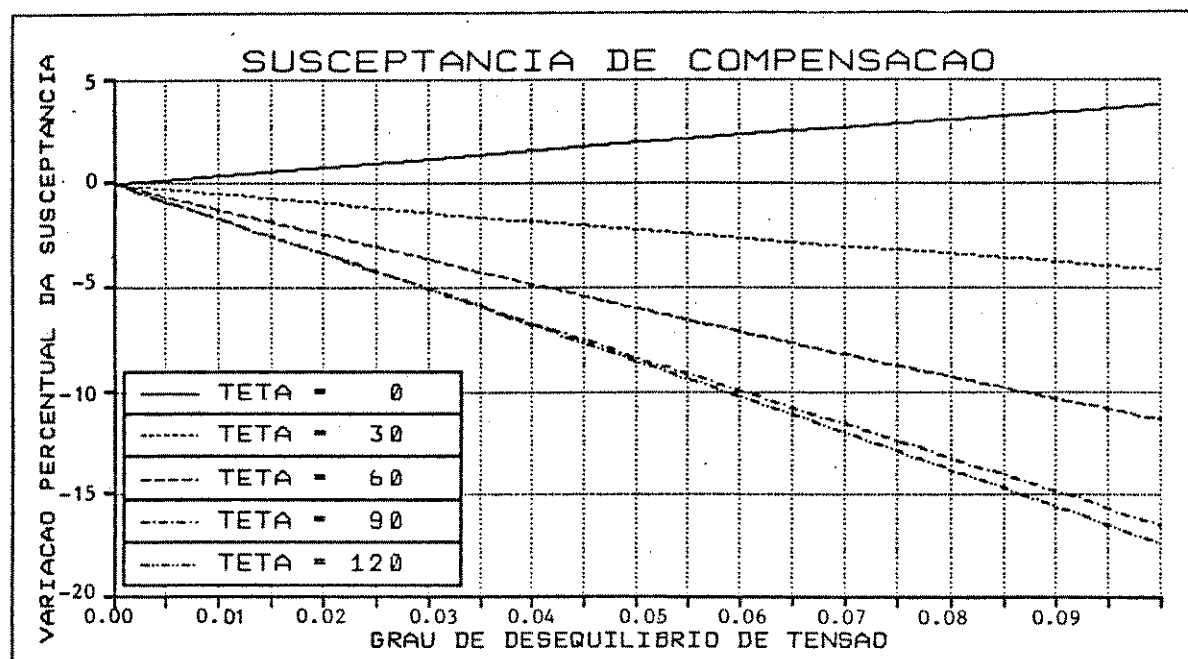


Figura 7.5 - Variação percentual de B_{ab}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $\dot{i}_a = 0,50/\underline{-35^\circ}$ pu, $\dot{i}_b = 0,50/\underline{145^\circ}$ pu e $\dot{i}_c = 0,00$ pu.

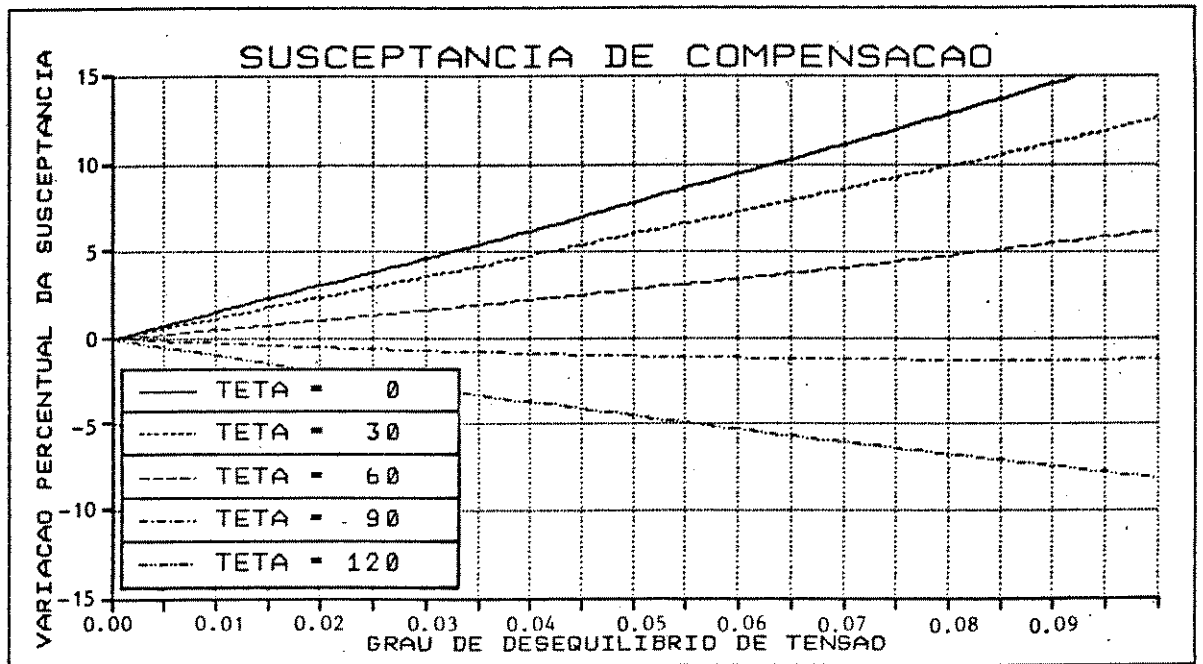


Figura 7.6 - Variação percentual de β_{bc}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $\dot{i}_a = 0,50/-35^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,50/145^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,00$ pu.

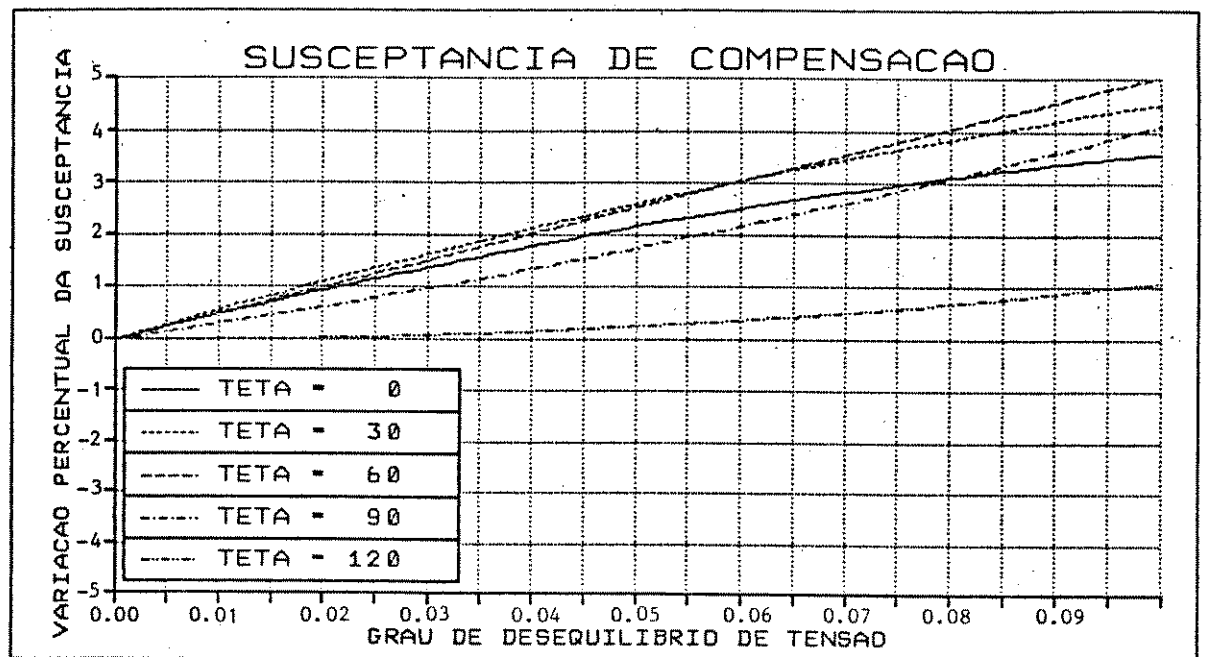


Figura 7.7 - Variação percentual de β_{ca}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $\dot{i}_a = 0,50/-35^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,50/145^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,00$ pu.

As figuras 7.5, 7.6 e 7.7 mostram, respectivamente, as variações percentuais, com o grau de desequilíbrio de tensão, das susceptâncias de compensação B_{ab}^Y , B_{bc}^Y e B_{ca}^Y , em relação as mesmas susceptâncias para tensões equilibradas, para este primeiro caso.

Através destas figuras constata-se que a discrepância da susceptância de qualquer fase aumenta com o crescimento do desequilíbrio de tensão, não acontecendo o mesmo em relação ao crescimento da defasagem (ângulo θ) entre as componentes simétricas de tensão.

Dependendo do valor deste ângulo a susceptância de uma determinada fase varia pouco com o desequilíbrio de tensão. Como exemplo veja a variação de B_{bc}^Y para $\theta = 90^\circ$ (figura 7.6).

É importante salientar que, para a faixa de ângulo mostrada, embora o desequilíbrio de carga seja de 100%, para o máximo desequilíbrio de tensão comercialmente aceitável ($K = 0,05$), a discrepância máxima foi de aproximadamente (-9%) para B_{ab}^Y , 8,5% para B_{bc}^Y e 2,6% para B_{ca}^Y .

2º Caso: $\dot{I}_a = 1,00/261,82^\circ$ pu, $\dot{I}_b = 0,80/45^\circ$ pu e $\dot{I}_c = 0,60/135^\circ$ pu.

Neste caso, tem-se uma carga trifásica desequilibrada cujas componentes simétricas de corrente são $\dot{I}_1 = 0,965/-77,27^\circ$ pu e $\dot{I}_2 = 1,35/-92,19^\circ$ pu, representando um desequilíbrio de corrente de 139%, isto é, $(|\dot{I}_2|/|\dot{I}_1|) = 1,39$.

De forma semelhante ao primeiro caso, as figuras 7.8, 7.9 e 7.10 mostram, respectivamente, as variações percentuais de B_{ab}^Y , B_{bc}^Y e B_{ca}^Y .

Verifica-se que o sentido de variação destas susceptâncias com o grau de desequilíbrio de tensão é o mesmo citado para o primeiro caso.

Apesar da relação $|\dot{i}_2|/|\dot{i}_1|$ ser maior, para um desequilíbrio de tensões de 5% ($K = 0,05$) e para os valores de θ mostrados, as discrepâncias máximas das susceptâncias foram de aproximadamente 4% para B_{ab}^Y (figura 7.8), 8% para B_{bc}^Y (figura 7.9) e $-(12,5)\%$ para B_{ca}^Y (figura 7.10).

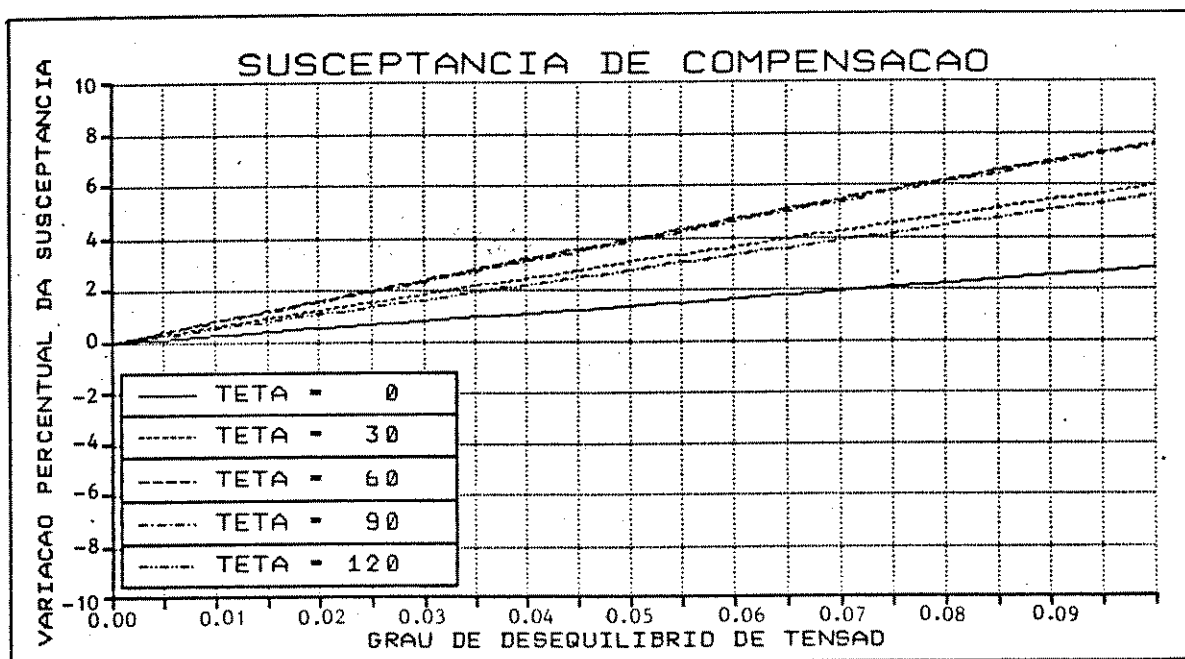


Figura 7.8 - Variação percentual de B_{ab}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $\dot{i}_a = 1,00/261,87^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,80/45^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,60/135^\circ$ pu.

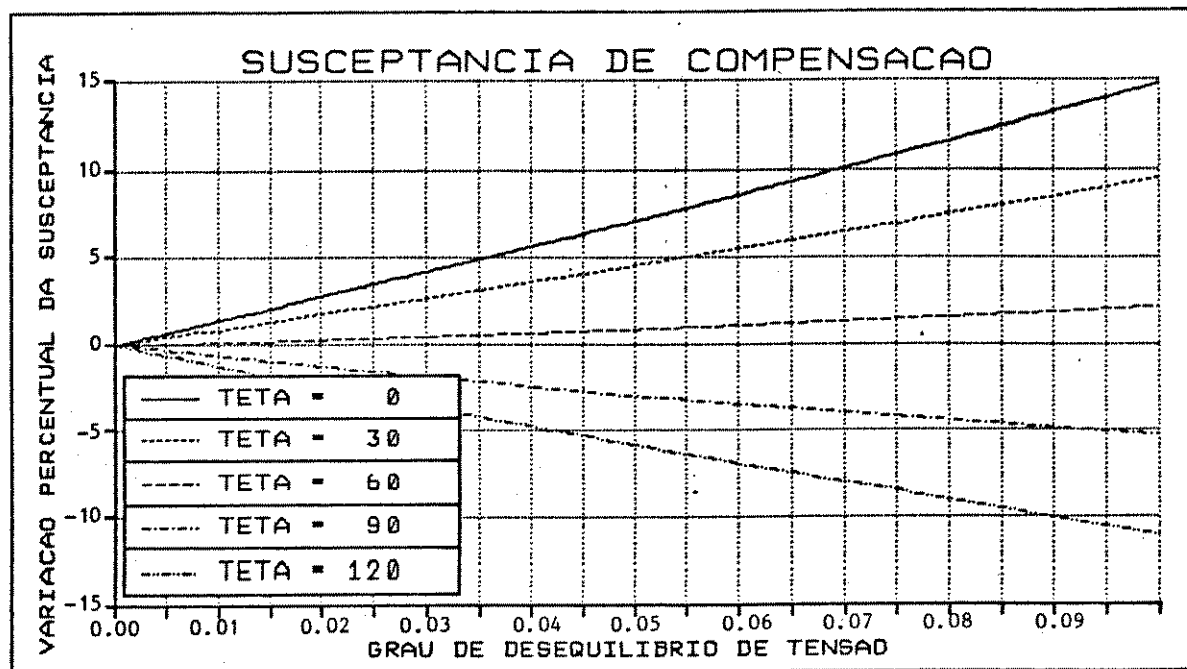


Figura 7.9 - Variação percentual de β_{bc}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $\dot{I}_a = 1,00/261,87^\circ$ pu, $\dot{I}_b = 0,80/45^\circ$ pu e $\dot{I}_c = 0,60/135^\circ$ pu.

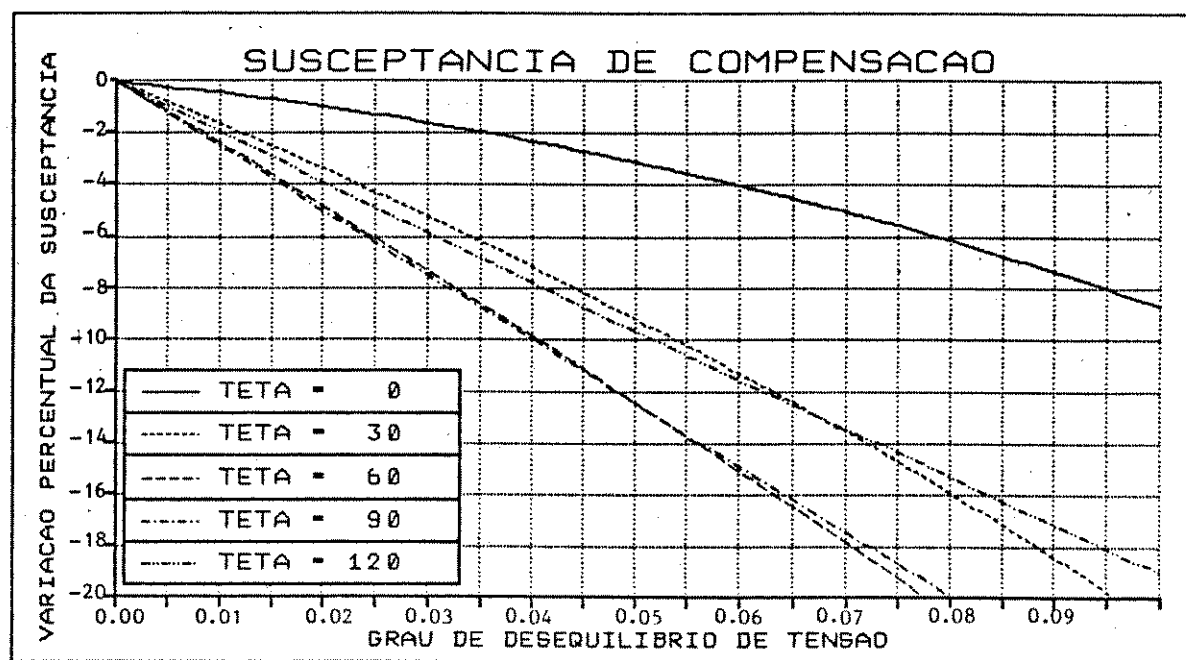


Figura 7.10 - Variação percentual de β_{ca}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $\dot{I}_a = 1,00/261,87^\circ$ pu, $\dot{I}_b = 0,80/45^\circ$ pu e $\dot{I}_c = 0,60/135^\circ$ pu.

3º Caso: $\dot{I}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{I}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{I}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu

Neste caso, a exemplo do segundo, tem-se uma carga trifásica desequilibrada cujas as componentes simétricas de corrente são $\dot{I}_1 = 1,179/1,76^\circ$ pu e $\dot{I}_2 = 1,479/-49,57^\circ$ pu, resultando um desequilíbrio de corrente de 125% dado por $(|\dot{I}_2|/|\dot{I}_1|) = 1,25$.

Nos dois primeiros casos, a faixa de variação de θ mostrada foi de zero a 120° . Diferentemente disto, para este 3º caso tal faixa foi estendida para um ciclo completo.

Através das figuras 7.11, 7.12 e 7.13 para a fase AB, das figuras 7.14, 7.15 e 7.16 para a fase BC e das figuras 7.17, 7.18 e 7.19 para a fase CA, nota-se que o valor máximo ou mínimo; encontrado para cada susceptância de compensação, para um determinado desequilíbrio de tensão, quando θ varia de zero a 360° ; não é muito diferente daquele encontrado quando θ varia de zero a 120° .

Isto mostra que o efeito ilustrativo, em relação a variação de θ , nos dois primeiros casos pode ser considerado satisfatório.

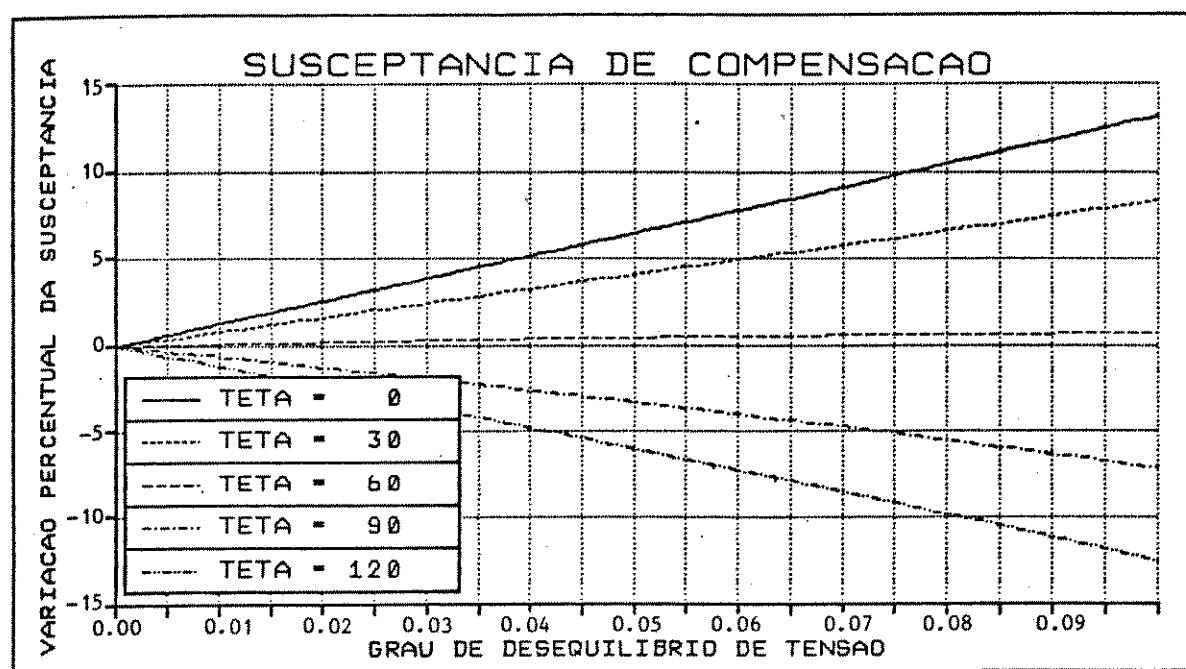


Figura 7.11 - Variação percentual de β_{ab}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $0^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$

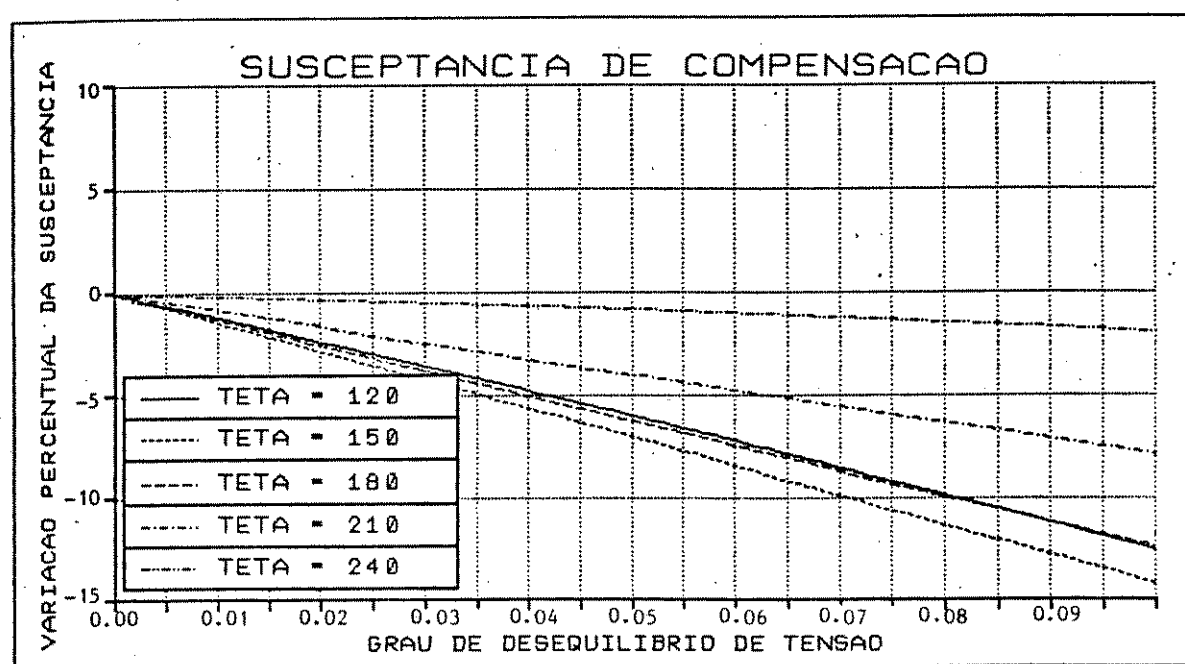


Figura 7.12 - Variação percentual de β_{ab}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $120^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu.

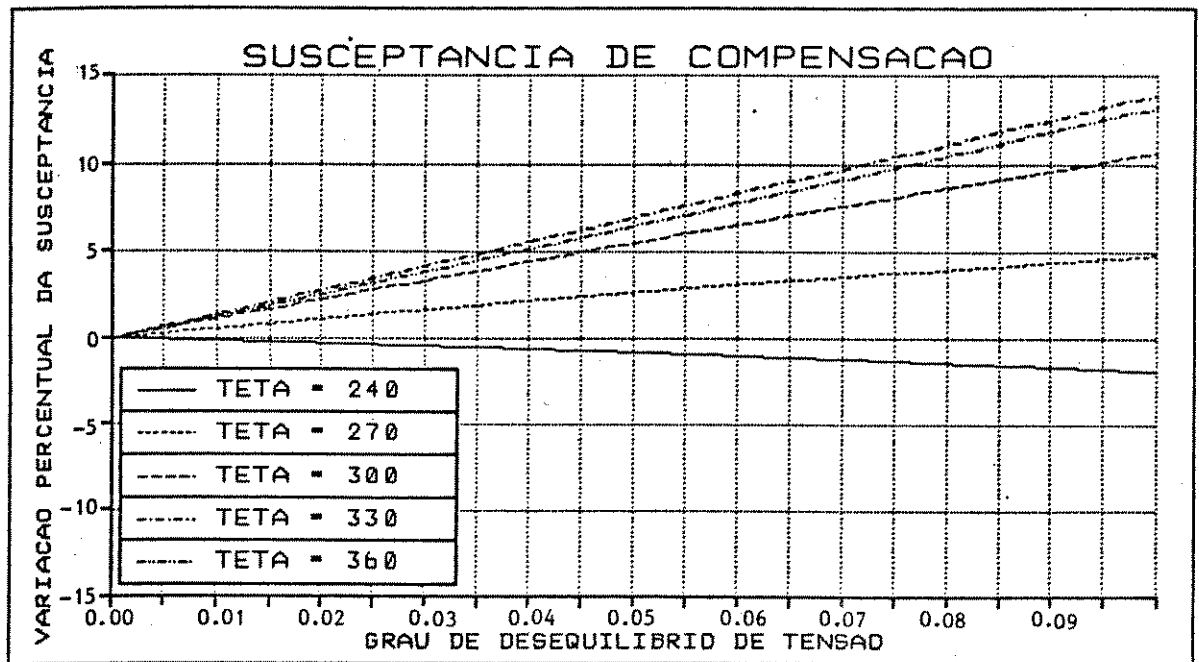


Figura 7.13 - Variação percentual de β_{ab}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $240^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu.

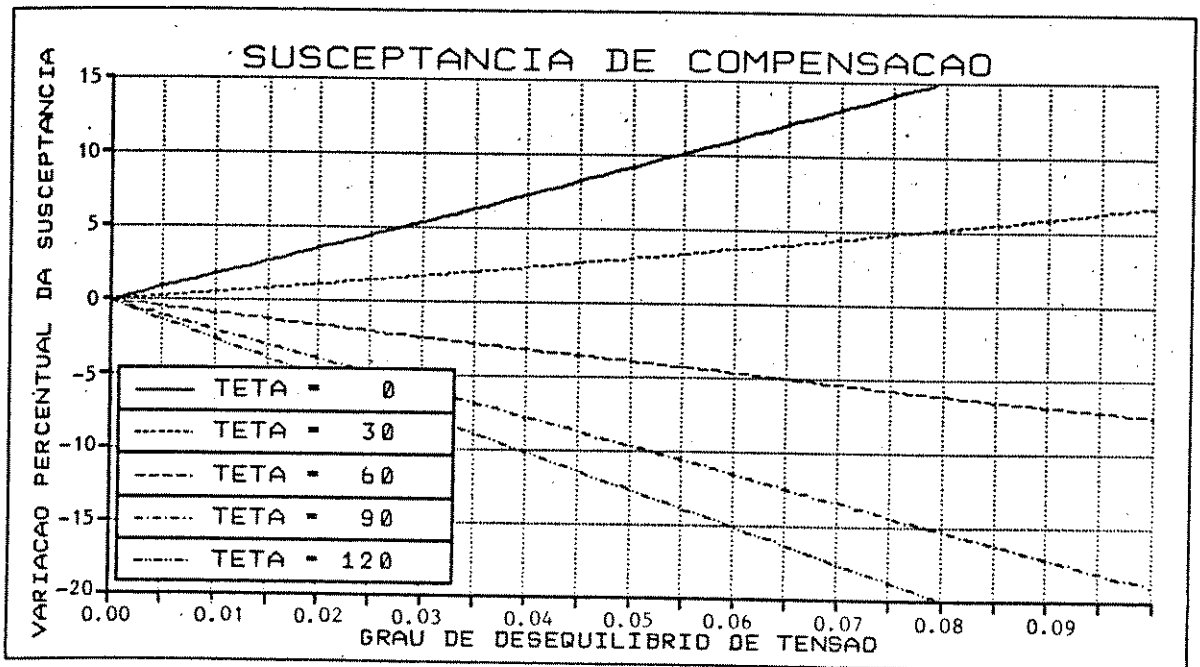


Figura 7.14 - Variação percentual de β_{bc}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $0^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu.

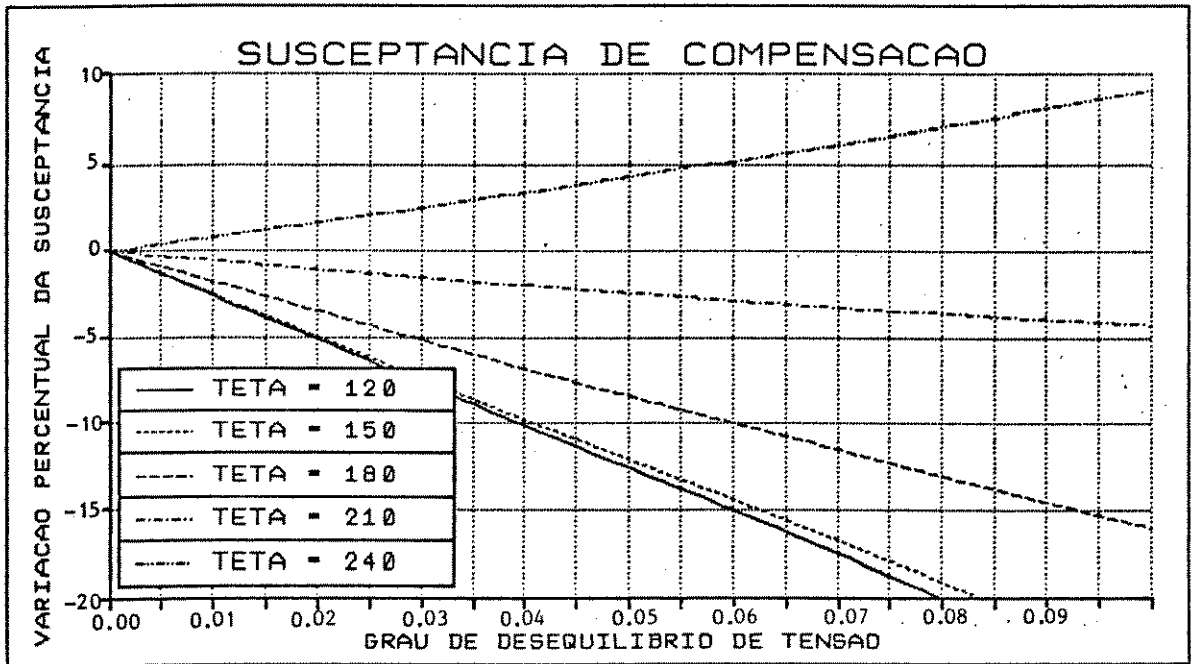


Figura 7.15 - Variação percentual de B_{bc}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $120^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu.

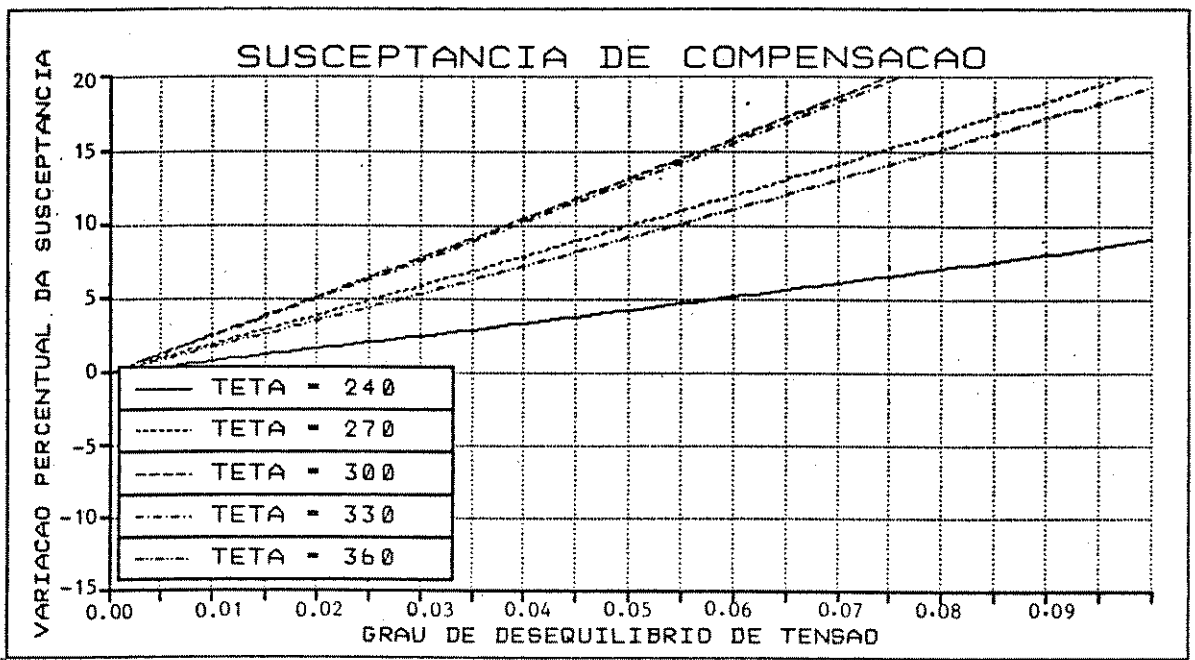


Figura 7.16 - Variação percentual de B_{bc}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $240^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu.

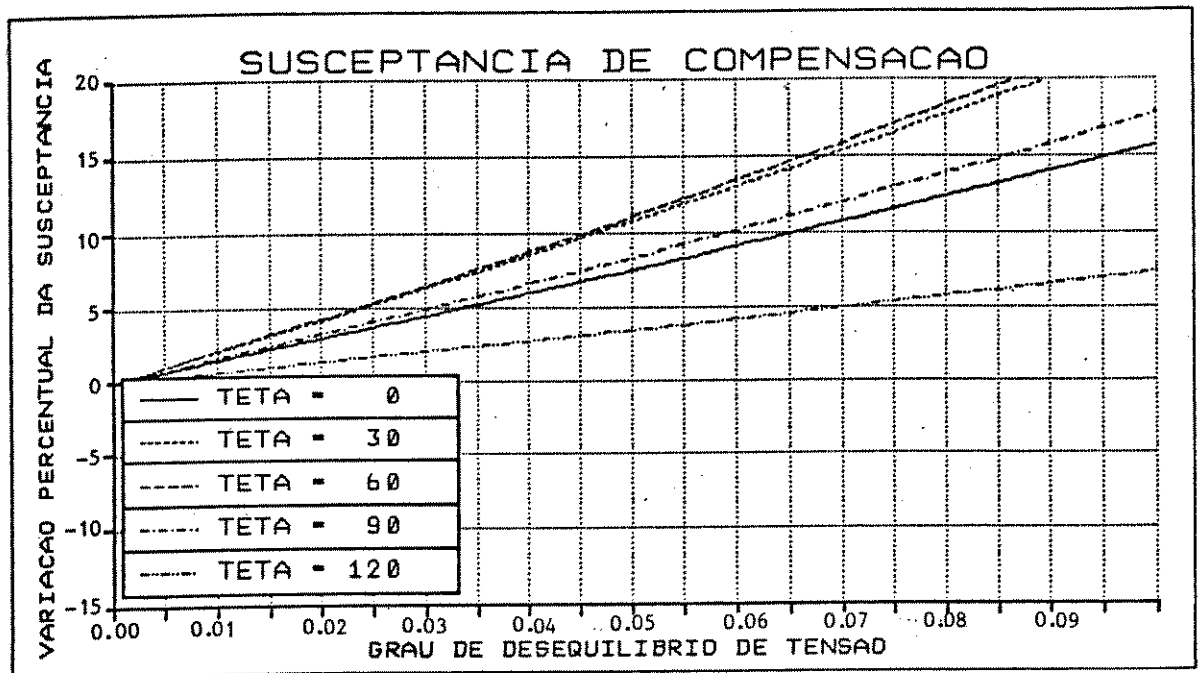


Figura 7.17 - Variação percentual de β_{ca}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $0^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu

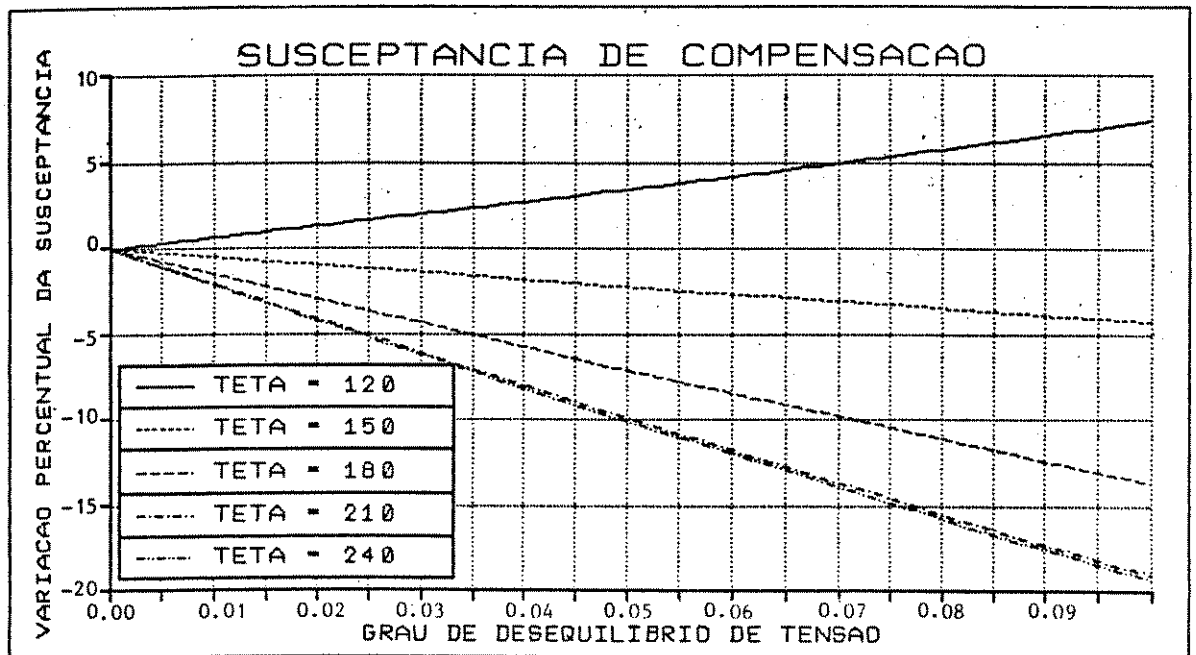


Figura 7.18 - Variação percentual de β_{ca}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $120^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu.

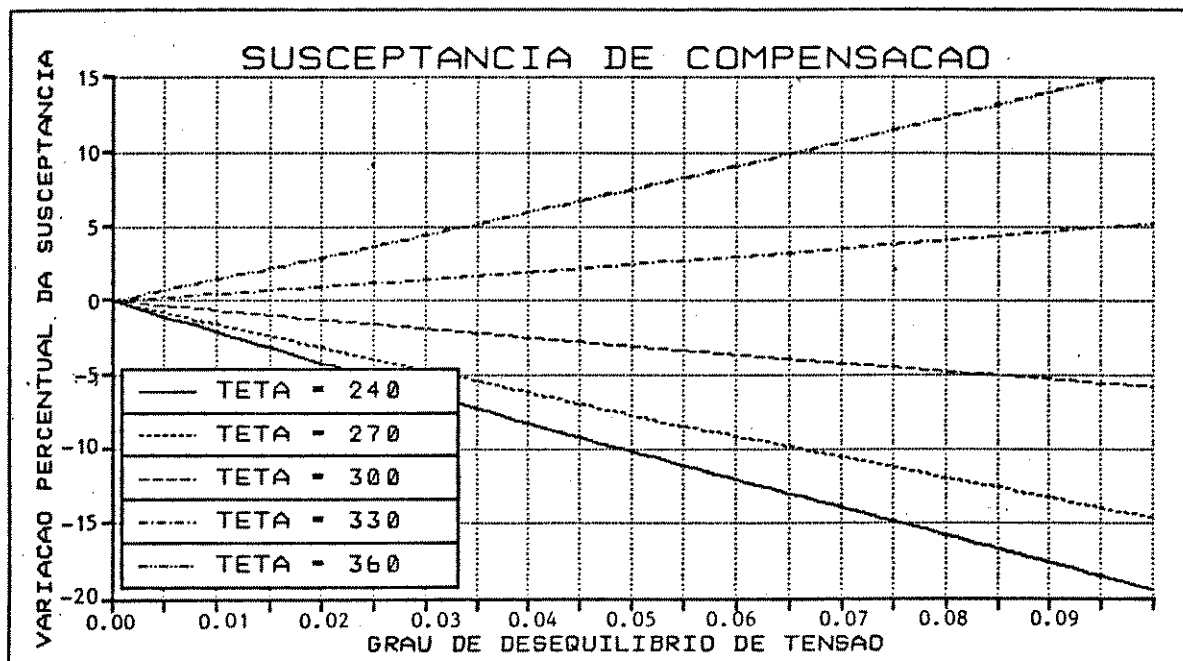


Figura 7.19 - Variação percentual de β_{ca}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para $240^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$, $\dot{i}_a = 0,80/\underline{-27^\circ}$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/\underline{100^\circ}$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/\underline{160,5^\circ}$ pu.

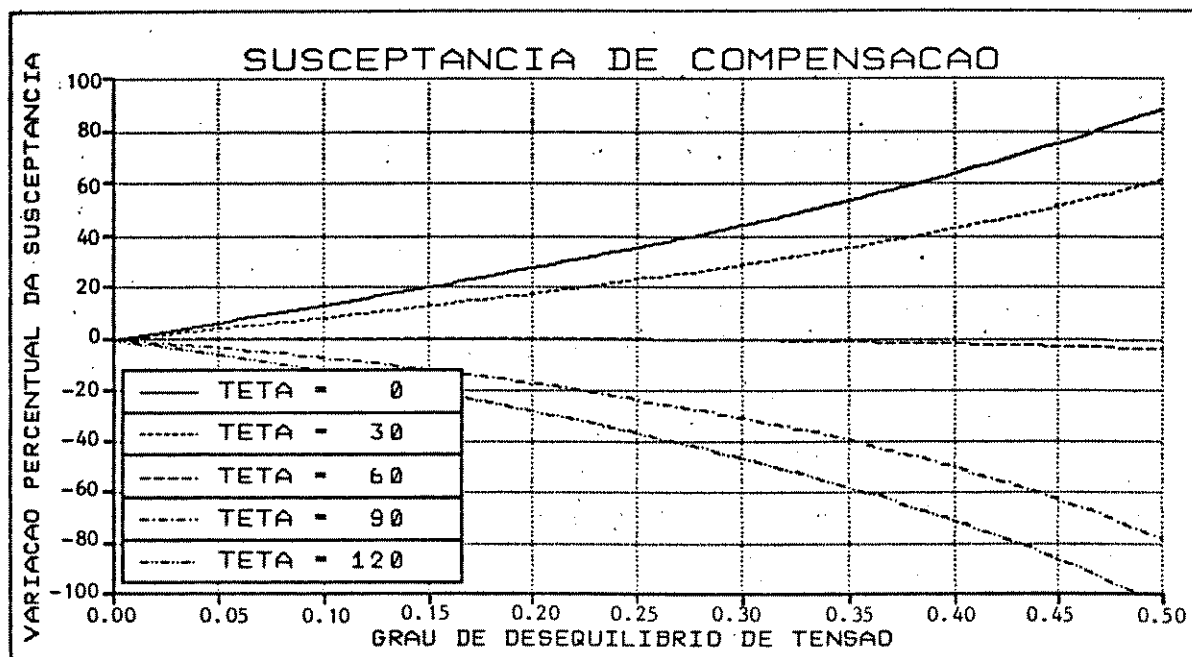


Figura 7.20 - Variação percentual de β_{ab}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para K até 0,50, $\dot{i}_a = 0,80/\underline{-27^\circ}$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/\underline{100^\circ}$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/\underline{160,5^\circ}$ pu.

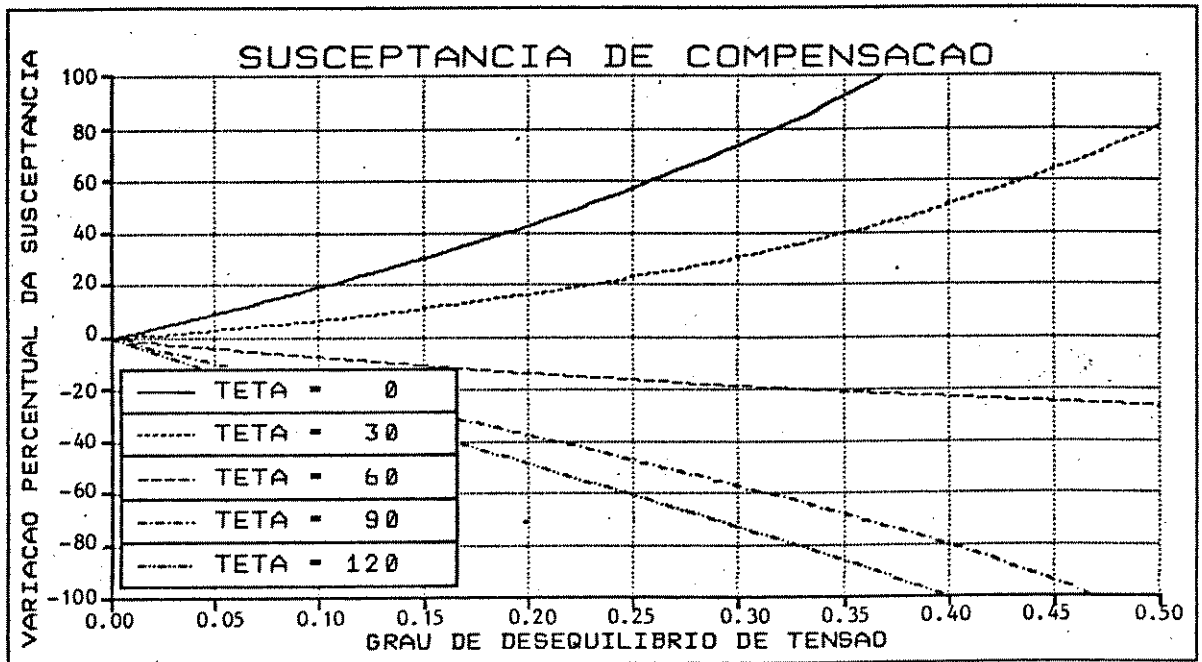


Figura 7.21 - Variação percentual de β_{bc}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para K até 0,50, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu.

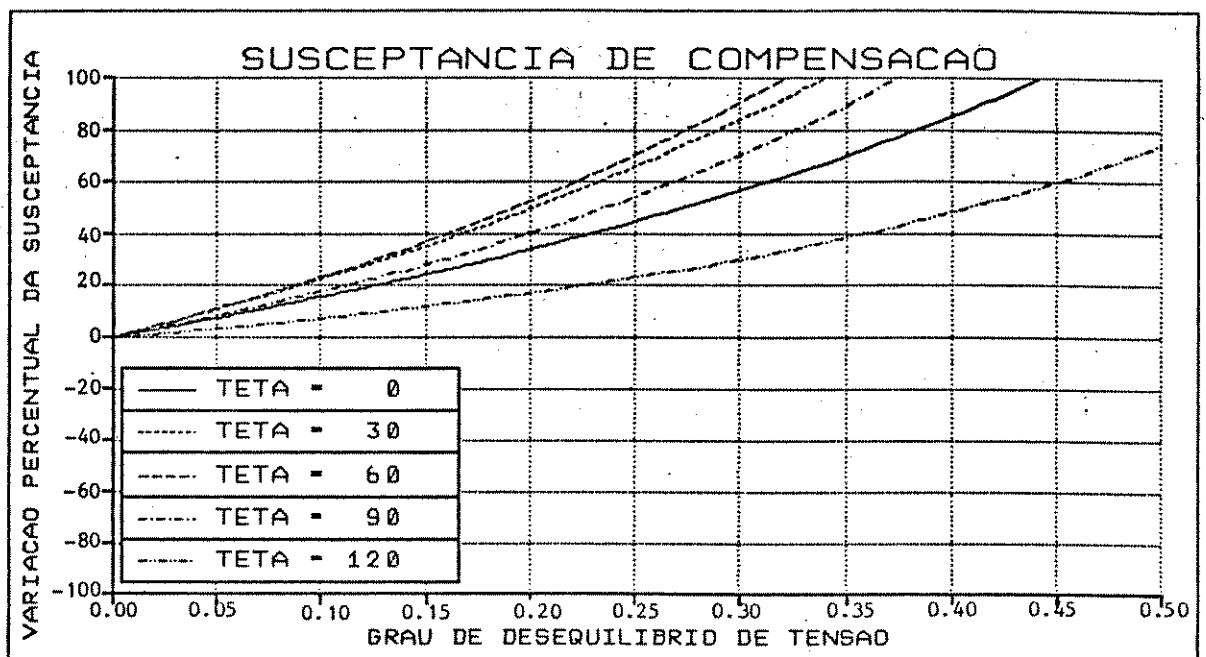


Figura 7.22 - Variação percentual de β_{ca}^Y com o grau de desequilíbrio de tensão para K até 0,50, $\dot{i}_a = 0,80/-27^\circ$ pu, $\dot{i}_b = 0,12/100^\circ$ pu e $\dot{i}_c = 0,734/160,5^\circ$ pu.

Conforme referido, as figuras 7.20, 7.21 e 7.22 mostram respectivamente as variações percentuais de B_{ab}^Y , B_{bc}^Y e B_{ca}^Y para desequilíbrios de tensões de até 50%. Isto corresponde a situações extremamente críticas, de desequilíbrios de tensões, que não seriam consideradas tipicamente reais.

É interessante notar que, para desequilíbrios de tensões acima de 30%, os desvios máximos das susceptâncias de compensação podem ultrapassar 100%, tornando a atuação do compensador (baseado na formulação equilibrada) totalmente incoerente.

Finalmente as conclusões deste capítulo podem ser resumidas da seguinte forma:

- (i) Para o máximo desequilíbrio de tensão convencionalmente aceitável ($K = 0,05$) o desvio máximo de nenhuma susceptância, para qualquer desequilíbrio de carga analisado, atingiu a casa dos 15% da respectiva susceptância para tensões equilibradas.
- (ii) Como a própria precisão dos componentes utilizados na prática, a exemplo de capacitores e indutores, gira em torno de 10%, acredita-se que sob condições de desequilíbrios de tensões dentro dos níveis convencionalmente aceitáveis ($K \leq 0,05$) a implementação da estratégia de ação do compensador de desequilíbrio,

baseando-se em tensões equilibradas não é ab
surda.

- (iii) É possível desenvolver e implementar uma fi
losofia de controle para a compensação de
carga sob a ação de tensões desequilibradas.
- (iv) Sob tensões desequilibradas o compensador não
consegue ao mesmo tempo proporcionar uma com
pensação do desequilíbrio da carga e uma com
pleta correção do fator de potência.

C A P Í T U L O VIII

HARMÔNICOS GERADOS POR COMPENSADORES DO TIPO RCT

8.1 - Introdução

Tendo implementado o protótipo descrito anteriormente, como era esperado, constatou-se que o dispositivo é responsável por um conteúdo harmônico bastante expressivo nas correntes de alimentação.

Visando abordar o tema e ilustrar o aspecto qualitativo e quantitativo deste conteúdo harmônico, neste capítulo, far-se-á uma análise das harmônicas geradas por um compensador estático do tipo RCT. Serão, então, apresentados tratamentos matemáticos que considerem não apenas as condições ideais de operação, mas também, as não ideais. Baseando-se nestas formulações serão discutidos alguns resultados, a semelhança daqueles relatados na referência [15], que foram obtidos através do uso de um programa computacional disponível no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia. Usando este programa serão simuladas diversas situações operativas e específicas deste trabalho.

8.2 - Harmônicos Gerados pelo Compensador RCT em Condições Ideais

Considera-se como condições ideais para a operação de um compensador RCT, situações em que, a parte resistiva do

mesmo possa ser desprezada, ele esteja conectado a um barramento equilibrado e suficientemente forte tal que as tensões sejam perfeitamente senoidais, balanceadas com valor eficaz constante e que os ângulos de disparo dos dois tiristores em anti-paralelo sejam iguais.

A figura 8.1 mostra a configuração monofásica e as respectivas formas de onda de tensão e corrente de um RCT operando em condições ideais, com seus tiristores sendo disparados num ângulo α genérico.

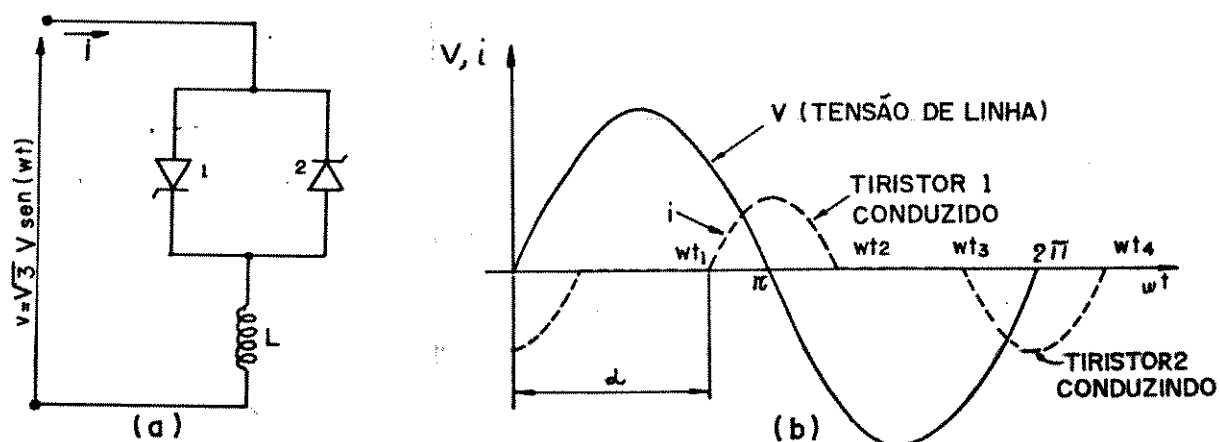


Figura 8.1 - Configuração monofásica e formas de onda do RCT.

A corrente i , representada na figura 8.1(b), pode ser escrita na forma [14]:

$$i = i_1(\omega t) \Big|_{\omega t_1}^{\omega t_2} + i_2(\omega t) \Big|_{\omega t_3}^{\omega t_4} \quad (8.1)$$

onde:

$i_1(\omega t)$ = pulso de corrente através do tiristor 1
(pulso positivo)

$i_2(\omega t)$ = pulso de corrente através do tiristor 2
(pulso negativo).

Usando-se como referência de tempo o início do pulso positivo da corrente i , pode-se demonstrar que esta corrente é dada pela expressão [14]:

$$i = \frac{\sqrt{3} V}{\omega L} \left[\text{sen}(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{2}) - \text{sen}(\alpha - \frac{\pi}{2}) \right] \quad (8.2)$$

Utilizando esta equação (8.2) e os limites correspondentes aos pulsos positivos e negativos é possível, através da decomposição em série de Fourier, obter os valores eficazes das componentes harmônicas e da fundamental da corrente i , como indicado a seguir.

(a) Componente fundamental

$$I_1 = \frac{\sqrt{3}V}{\omega L \pi} (2\pi - 2\alpha - \text{sen}2\alpha) \quad (8.3)$$

(b) Componentes harmônicas

$$I_n = \frac{2\sqrt{3}V}{\omega L n \pi} \left[\frac{\text{sen}(n-1)(\pi-\alpha)}{(n-1)} - \frac{\text{sen}(n+1)(\pi-\alpha)}{n+1} \right] \quad (8.4)$$

onde: $n = 3, 5, 7, 9, \dots$

A figura 8.2 mostra a variação, com ângulo de disparo, dos valores percentuais (em relação a valor nominal) da componente fundamental e das principais componentes harmônicas de baixa ordem.

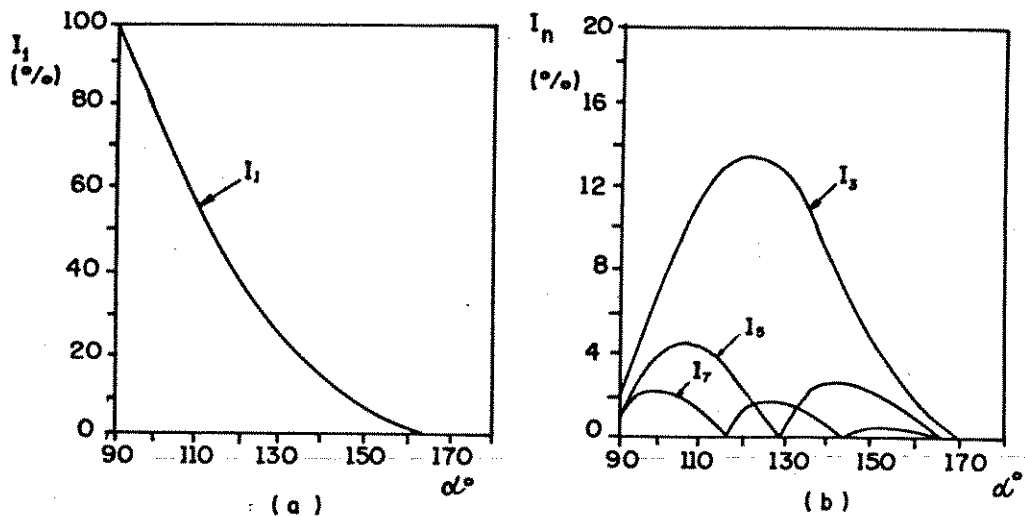


Figura 8.2 - Variação percentual com o ângulo de disparo das componentes fundamental e harmônicas da corrente no RCT.

Como indicado nesta figura, os valores máximos da 3ª, 5ª e 7ª harmônicas são respectivamente 13%, 5% e 2,5% do valor nominal da corrente no RCT que corresponde ao valor dessa mesma corrente para α igual a 90° . Além dessas três componentes harmônicas a 9ª e 11ª também apresentam valores máximos acima de um por cento, enquanto que os valores máximos das demais estão abaixo deste valor (1%) [9].

A configuração trifásica convencionalmente usada para o RCT é a ligação triângulo, como mostra a figura 8.3. Com

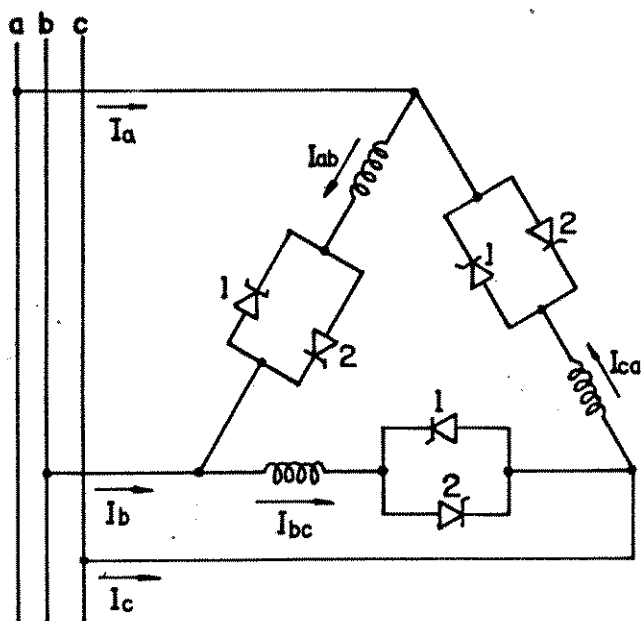


Figura 8.3 - Configuração trifásica convencional do RCT.

este arranjo, quando o sistema for equilibrado, isto é, tivermos mesmo ângulo de disparo nas três fases, o terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares circularão pelo delta e estarão ausentes nas correntes de linha. Todas as outras harmônicas ímpares fazem parte destas correntes de linha e suas amplitudes são de mesma proporção daquelas indicadas anteriormente. Entretanto suas formas de onda são diferentes daquelas das correntes de fase, como indicado na figura 8.4 para três ângulos de disparo diferentes.

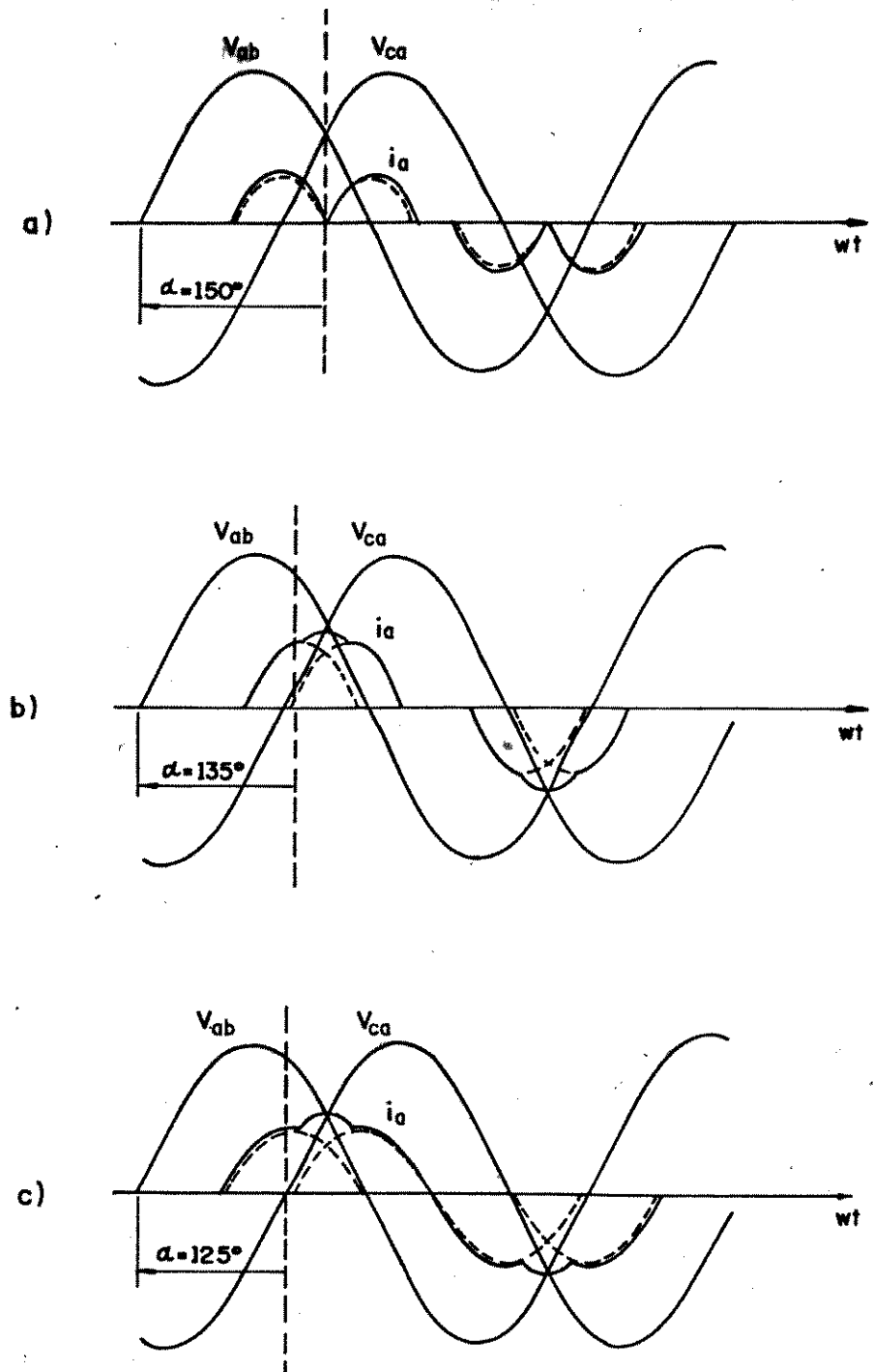


Figura 8.4 - Formas de onda da corrente na linha de alimentação de um reator trifásico controlado por tiristores.

(a) $\alpha = 150^\circ$

(b) $\alpha = 135^\circ$

(c) $\alpha = 125^\circ$

Finalmente, cabe observar que ao se assegurar tempos de condução iguais para os dois tiristores em anti-paralelo de cada fase, estar-se-ia evitando componentes harmônicas pares e nível CC nas corrente do RCT. Esta preocupação é particularmente relevante para eliminar qualquer possibilidade de saturação dos transformadores alimentadores dos RCT.

8.3 - Geração Harmônica do RCT em Condições não Ideais

Tendo feita uma análise harmônica do RCT em condições ideais, far-se-á nesta secção, um estudo da geração harmônica do mesmo, em condições não ideais. Neste estudo o RCT é tratado como tendo as três fases independentes e as formulações deverão ser conduzidas sob as seguintes considerações não ideais.

- (a) Distorção harmônica nas tensões de alimentação
- (b) Desequilíbrio nas componentes fundamental e harmônicas das tensões de alimentação.
- (c) Desequilíbrio nas impedâncias do sistema de alimentação e dos reatores controlados.
- (d) Reatores com resistências não desprezíveis.
- (e) Diferentes ângulos de disparos para cada fase.

Estas condições, que fogem às situações operativas idealizadas anteriormente, fazem com que o RCT, além de gerar as correntes harmônicas características, produza harmônicas não caracterísitcas, que são altamente indesejáveis. Estes aspec

tos mais preocupantes com relação as correntes harmônicas não características estão baseadas no fato de que estas não serão absorvidas pelos filtros normalmente instalados, pois estes, via de regra, são projetados e instalados para atenuar as harmônicas características. Assim, estas harmônicas estarão penetrando no sistema alimentador, podendo causar problemas diversos.

A figura 8.5 representa o modelo de um RCT sob condições não ideais e genéricas que será analisado. Os parâmetros estão referidos ao lado secundário do transformador sendo:

L_s = Indutância do transformador mais cabos, os índices (a), (b) e (c) determinam as correspondentes fases.

R_s = Resistência do transformador mais cabos.

L_r = Indutância nominal do RCT.

R_r = Resistência do RCT.

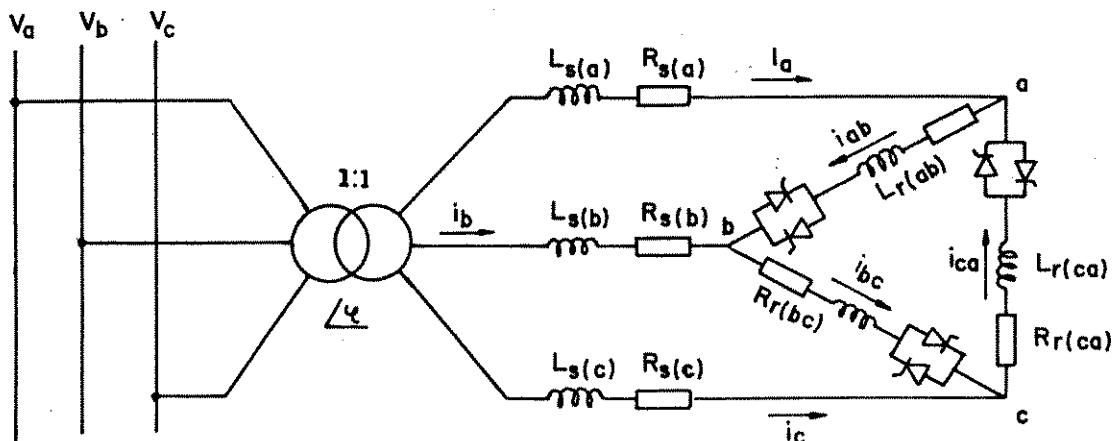


Figura 8.5 - Configuração genérica para um RCT.

Baseando-se na figura 8.6, associada à representação de um ramo do RCT, em que duas fases genéricas j e k estão envolvidas, procede-se a formulação analítica a seguir.

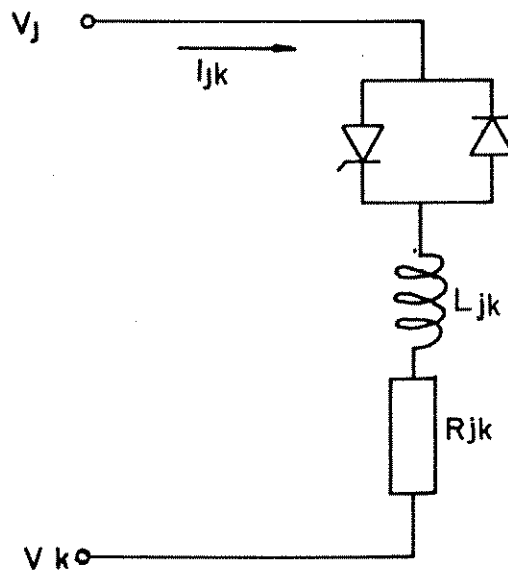


Figura 8.6 - Configuração de uma fase genérica j - k do RCT.

Para considerar a rede de alimentação com distorções harmônicas as tensões de fase, v_j e v_k são escritas na forma:

$$v_j = \sum_{q=1}^{q=hh} V_{jq} \text{ sen}(q\omega t + \phi_{jq}) \quad (8.5)$$

e

$$v_k = \sum_{q=1}^{q=hh} V_{kq} \text{ sen}(q\omega t + \phi_{kq}) \quad (8.6)$$

onde:

hh = Máxima ordem harmônica da tensão de alimentação que se queira incluir nos cálculos.

V_{jq} e V_{kq} = Valor de pico das tensões fase-neutro das fases j e k respectivamente para o harmônico de ordem q .

ϕ_{jq} e ϕ_{kq} = ângulo de fase das tensões das fases j e k respectivamente para o harmônico de ordem q .

Subtraindo a equação (8.6) da equação (8.5) obtêm se a tensão de linha v_{jk} , como:

$$v_{jk} = v_j - v_k = \sum_{q=1}^{q=hh} [V_{jq} \text{sen}(q\omega t + \phi_{jq}) - V_{kq} \text{sen}(q\omega t + \phi_{kq})] \quad (8.7)$$

Desenvolvendo a equação (8.7) e reagrupando os termos em seno e cosseno tem-se:

$$v_{jk} = \sum_{q=1}^{q=hh} (A_q \text{sen}q\omega t + B_q \text{cos}q\omega t) \quad (8.8)$$

onde:

$$A_q = V_{jq} \cos\phi_{jq} - V_{kq} \cos\phi_{kq}$$

$$B_q = V_{jq} \text{sen}\phi_{jq} - V_{kq} \text{sen}\phi_{kq}$$

Observando o circuito elétrico da figura 8.6, durante os intervalos de condução dos tiristores, pode-se escrever a tensão v_{jk} também na forma:

$$v_{jk} = v_j - v_k = R_{jk} i_{jk} + L_{jk} \frac{di_{jk}}{dt} \quad (8.9)$$

onde:

$$R_{jk} = R_s(j) + R_r(k) + R_s(k)$$

$$L_{jk} = L_s(j) + L_r(jk) + L_s(k)$$

Igualando as equações (8.8) e (8.9), poder-se-á obter a seguinte equação [16].

$$i_{jk} = \sum_{q=1}^{q=hh} [X_q e^{-t/T_{jk}} + S_q \text{sen}(q\omega t + \phi_{q(jk)})] + C_{jk} \quad (8.10)$$

onde:

C_{jk} = constante de integração

$$X_q = \frac{B_q}{L_{jk}} \frac{H_q - 1/T_{jk}}{(q^2 \omega^2 + 1/T_{jk}^2)}$$

$$S_q = \frac{B_q}{q\omega L_{jk}} \sqrt{\frac{H_q^2 + q^2 \omega^2}{q^2 \omega^2 + 1/T_{jk}^2}}$$

$$H_q = q \omega A_q / B_q$$

$$\phi_q(jk) = \arctan\left(\frac{1}{T_{jk} \omega}\right) - \arctan\left(\frac{H_q}{\omega}\right)$$

$$T_{jk} = L_{jk}/R_{jl}$$

Usando a equação (8.10) é possível obter-se as correntes instantâneas de fase i_{ab} , i_{bc} e i_{ca} . Assim, as correspondentes correntes de linha serão dadas por:

$$i_a = i_{ab} - i_{ca}$$

$$i_b = i_{bc} - i_{ab} \tag{8.11}$$

$$i_c = i_{ca} - i_{bc}$$

A figura 8.7 mostra uma situação não ideal com tensões e correntes distorcidas e desequilibradas e ângulos de disparo desiguais para os tiristores da fase CA de um RCT. Os pontos nos quais a tensão v_{ca} passa por zero que, a princípio, são as referências para os ângulos de disparo positivo e negativo, não estão defasados de 180° como em um caso ideal. Em consequência, os intervalos de condução $[t_1, t_2]$ e $[t_3, t_4]$ são desiguais.

Considerando esta situação não ideal, as componentes fundamental e harmônicas da corrente i_{jk} da equação (8.10) não podem ser obtidas como no caso ideal, onde a única incógnita era o ângulo de disparo, α .

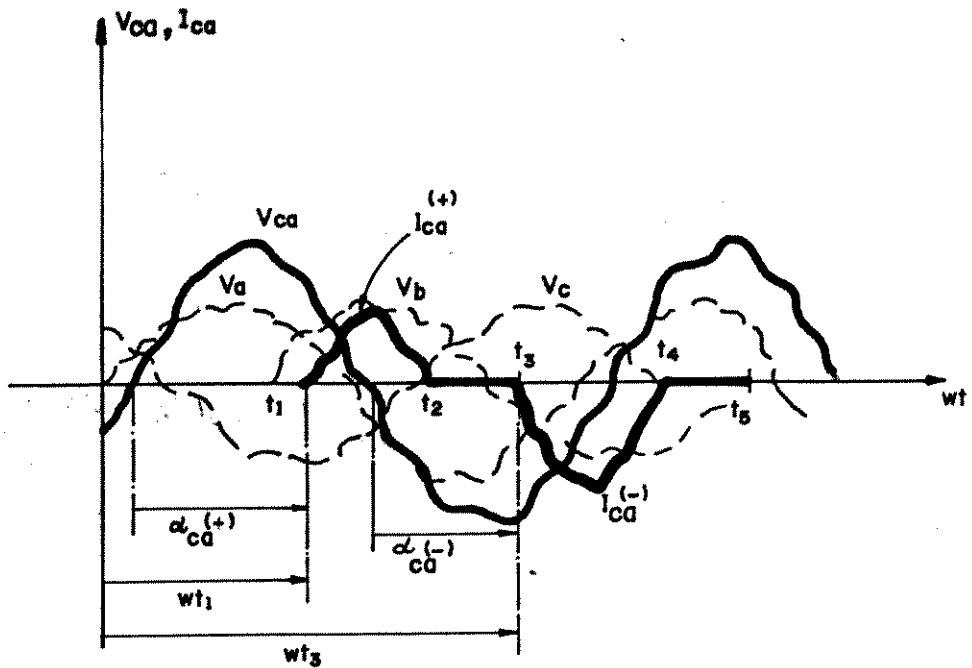


Figura 8.7 - Tensões e correntes de um RCT sob condições não ideais.

Para calcular estas componentes de i_{jk} , utilizando-se da série de Fourier, deve-se obter quatro limites de integração que, no caso representado na figura 8.7, são t_1 , t_2 , t_3 e t_4 . Para o cálculo das correntes nas outras duas fases, outros oito limites de integração deverão ser obtidos. Somente após esta etapa é que se poderá proceder aos cálculos com o auxílio da série de Fourier. Estas duas tarefas, cálculo dos limites de integração e cálculo das componentes de correntes por série de Fourier, serão melhor conduzidas com o auxílio de um computador digital.

Para se determinar os limites de integração, tomando por base a figura 8.7, pode-se adotar como referência o ins

tante em que v_a é zero com derivada positiva. Assim, a corrente i_{ca} , está atrasada de um ângulo ωt_1 , ou seja, o pulso positivo desta corrente tem seu início no instante t_1 .

A determinação, do final da condução no semiciclo positivo, é feita pelo método iterativo, tal que, partindo de t_1 , com incrementos Δt na equação (8.10), chega-se-á ao valor final t_2 quando dois consecutivos valores calculados para i_{ca} tiverem sinais opostos. Os limites de condução relativo ao semiciclo negativo de i_{ca} e os referentes às outras duas fases são calculados de forma similar.

Conhecendo-se os limites de condução, a corrente, da da pela equação (8.10), poderá ser determinada em termos de série de Fourier da seguinte forma:

$$i_{jk} = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \text{ sen}(n\omega t + B_n) \quad (8.12)$$

onde:

n = ordem da componente harmônica da corrente.

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{jk} d(\omega t) = \text{componente contínua}$$

$$F_n = \sqrt{C_n^2 + D_n^2}$$

$$B_n = \text{arc tg}\left(\frac{C_n}{D_n}\right)$$

$$C_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{jk} \cos(n\omega t) d(\omega t) = \text{coeficiente em cosseno}$$

$$D_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{jk} \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) = \text{coeficiente em seno}$$

Examinando-se a figura 8.7, nota-se que a corrente de fase do RCT pode ser dividida em quatro diferentes seções em um período, sendo que duas delas representam intervalos de não condução dos tiristores. Assim, no desenvolvimento matemático a seguir, os limites de integração genéricos t_a e t_b estarão relacionados com os intervalos de condução $[t_1, t_2]$ ou $[t_3, t_4]$.

Os coeficientes de Fourier para o intervalo $[t_a, t_b]$ serão expressos por:

a) Componente contínua, A_0

$$A_0 = \int_{t_a}^{t_b} i_{jk} dt = \sum_{q=1}^{q=hh} \left\{ X_q \int_{t_a}^{t_b} e^{-t/T} j_k dt + \right.$$

$$\left. + S_q \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(q\omega t - \phi_q(jk)) dt + C_{jk} \int_{t_a}^{t_b} dt \right\} = \sum_{q=1}^{q=hh} \left[-X_q T j_k e^{-t/T} j_k - \right.$$

$$\left. - \frac{S_q}{q\omega} \cos(q\omega t + \phi_q(jk)) + C_{jk} t \right]_{t_a}^{t_b} \quad (8.13)$$

b) Coeficiente do termo em cosseno, C_n

$$C_n = \int_{t_a}^{t_b} i_{j k} \cos(n\omega t) dt = \sum_{q=1}^{q=hh} \left\{ X_q \int_{t_a}^{t_b} e^{-t/T_{jk}} \cos(n\omega t) dt + \right. \\ \left. + S_q \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(q\omega t + \phi_{q(jk)}) \cos(n\omega t) dt + C_{jk} \int_{t_a}^{t_b} \cos(n\omega t) dt \right\} \quad (8.14)$$

A equação (8.14) será subdividida e calculada em três partes cujos resultados se encontram nas equações (8.15), (8.16) e (8.17).

b₁)

$$\sum_{q=1}^{q=hh} \left[X_q \int_{t_a}^{t_b} e^{-t/T_{jk}} \cos(n\omega t) dt \right] = \sum_{q=1}^{q=hh} \left\{ \frac{X_q e^{-t/T_{jk}}}{(n\omega)^2 + \frac{1}{T_{jk}^2}} \cdot \right. \\ \left. [n \text{sen}(n\omega t) - \frac{1}{T_{jk}} \cos(n\omega t)] \right\}_{t_a}^{t_b} \quad (8.15)$$

b₂)

$$\sum_{q=1}^{q=hh} S_q \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(q\omega t + \phi_{q(jk)}) \cos(n\omega t) dt = \sum_{q=1}^{q=hh} \left\{ S_q [\cos \phi_{q(jk)} \cdot \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(q\omega t) \cos(n\omega t) dt + \text{sen} \phi_{q(jk)} \int_{t_a}^{t_b} \cos(q\omega t) \cos(n\omega t) dt] \right\} \quad (8.16a)$$

Observe-se que há duas condições a serem consideradas para a equação (8.16a): $n \neq q$ e $n = q$ (recorde-se que n representa a ordem harmônica da corrente e q a ordem harmônica da tensão. Assim, o resultado desta equação para $n \neq q$ é:

$$\sum_{q=1}^{q=hh} \left\{ S_q \cos \phi_{q(jk)} \left[-\frac{\cos(q\omega - n\omega)t}{2(q\omega - n\omega)} - \frac{\cos(q\omega + n\omega)t}{2(q\omega + n\omega)} \right] + S_q \text{sen} \phi_{q(jk)} \left[\frac{\text{sen}(q\omega - n\omega)t}{2(q\omega - n\omega)} + \frac{\text{sen}(q\omega + n\omega)t}{2(q\omega + n\omega)} \right] \right\}_{t_a}^{t_b} \quad (8.16b)$$

e para $n = q$, tem-se a seguinte expressão como resultado.

$$\sum_{q=1}^{q=hh} \left[S_q \cos \phi_{q(jk)} \frac{\text{sen}^2(n\omega t)}{2n\omega} + S_q \text{sen} \phi_{q(jk)} \left(\frac{t}{2} + \frac{\text{sen}(2n\omega t)}{4n\omega} \right) \right]_{t_a}^{t_b} \quad (8.16c)$$

b₃)

$$\sum_{q=1}^{q=hh} C_{jk} \int_{t_a}^{t_b} \cos(n\omega t) dt = \left[\frac{C_{jk}}{n\omega} \text{sen}(n\omega t) \right]_{t_a}^{t_b} \quad (8.17)$$

c) Coeficiente do termo em seno, D_n

$$D_n = \int_{t_a}^{t_b} i_{j k} \text{sen}(n\omega t) dt = \sum_{q=1}^{q=hh} [X_q \int_{t_a}^{t_b} e^{-t/T_{jk}} \text{sen}(n\omega t) dt + S_q \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(q\omega t + \phi_q(jk)) \text{sen}(n\omega t) dt + C_n \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(n\omega t) dt] \quad (8.18)$$

Da mesma forma em que foi feito o cálculo do coeficiente cossenoidal, a equação (8.18) será subdividida em três outras como indicado nas equações (8.19), (8.20) e (8.21).

$$c_1) \sum_{q=1}^{q=hh} [X_q \int_{t_a}^{t_b} e^{-t/T_{jk}} \text{sen}(n\omega t) dt] = \sum_{q=1}^{q=hh} \left\{ \frac{X_q e^{-t/T_{jk}}}{(n\omega)^2 + \frac{1}{T_{jk}^2}} [-n\omega \cos(n\omega t) - \frac{1}{T_{jk}} \text{sen}(n\omega t)] \right\}_{t_a}^{t_b} \quad (8.19)$$

$$c_2) \sum_{q=1}^{q=hh} [S_q \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(q\omega t + \phi_q(jk)) \text{sen}(n\omega t) dt] = \sum_{q=1}^{q=hh} \left\{ S_q [\cos \phi_q(jk) \cdot \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(q\omega t) \text{sen}(n\omega t) dt + \text{sen} \phi_q(jk) \int_{t_a}^{t_b} \cos(q\omega t) \cos(n\omega t) dt] \right\} \quad (8.20a)$$

A equação (8.20a), tal como a equação (8.16a), deve ser resolvida para $n \neq q$ e $n=q$. No primeiro caso, $n \neq q$, obtém-se:

$$\sum_{q=1}^{q=hh} \left\{ S_q \cos \phi_q(jk) \left[\frac{\text{sen}(q\omega - n\omega)t}{2(q\omega - n\omega)} - \frac{\text{sen}(q\omega + n\omega)t}{2(q\omega + n\omega)} + \right. \right. \\ \left. \left. + S_q \text{sen} \phi_q(jk) \left[- \frac{\cos(q\omega - n\omega)t}{2(q\omega - n\omega)} - \frac{\cos(q\omega + n\omega)t}{2(q\omega + n\omega)} \right] \right\}_{t_a}^{t_b} \quad (8.20b)$$

e para $n=q$, tem-se:

$$\sum_{q=1}^{q=hh} \left[S_q \text{sen} \phi_q(jk) \frac{\text{sen}^2(n\omega t)}{2n\omega} + S_q \cos \phi_q(jk) \left(\frac{t}{2} - \frac{\text{sen}(2n\omega t)}{4n\omega} \right) \right]_{t_a}^{t_b} \quad (8.20c)$$

c₃)

$$\sum_{q=1}^{q=hh} C_{jk} \int_{t_a}^{t_b} \text{sen}(n\omega t) dt = \left[- \frac{C_{jk}}{n\omega} \cos(n\omega t) \right]_{t_a}^{t_b} \quad (8.21)$$

Finalmente, utilizando o conjunto de equações de (8.13) a (8.21), os coeficientes de Fourier (A_0 , C_n e D_n) poderão ser obtidos para todos os intervalos de condução dos tiristores. Assim, a corrente de cada fase do RCT, expressa pela equação (8.12), em forma de suas componentes harmônicas, poderá ser conhecida.

8.4 - Exemplos de Conteúdo Harmônico Obtidos em Casos Específicos

Utilizando o programa referido no item introdutório e as formulações matemáticas apresentadas na seção anterior que foram desenvolvidas nas referências [15] e [16], foram realizados estudos de vários casos específicos. Com fins ilustrativos serão apresentados os resultados de alguns deles. Inicialmente apresentar-se-ã resultados de situações investigadas nas referências supra citadas e depois tratar-se-ã de casos específicos referentes aos testes realizados neste trabalho.

O diagrama unifilar da figura 8.8 representa um dos sistemas investigados nas referências mencionadas acima, onde o valor de referência dos ângulos de disparo das três fases é de 140° . Três tipos de assimetria foram analisadas: ângulos de disparo diferentes nas três fases, desbalanço nas impedâncias dos

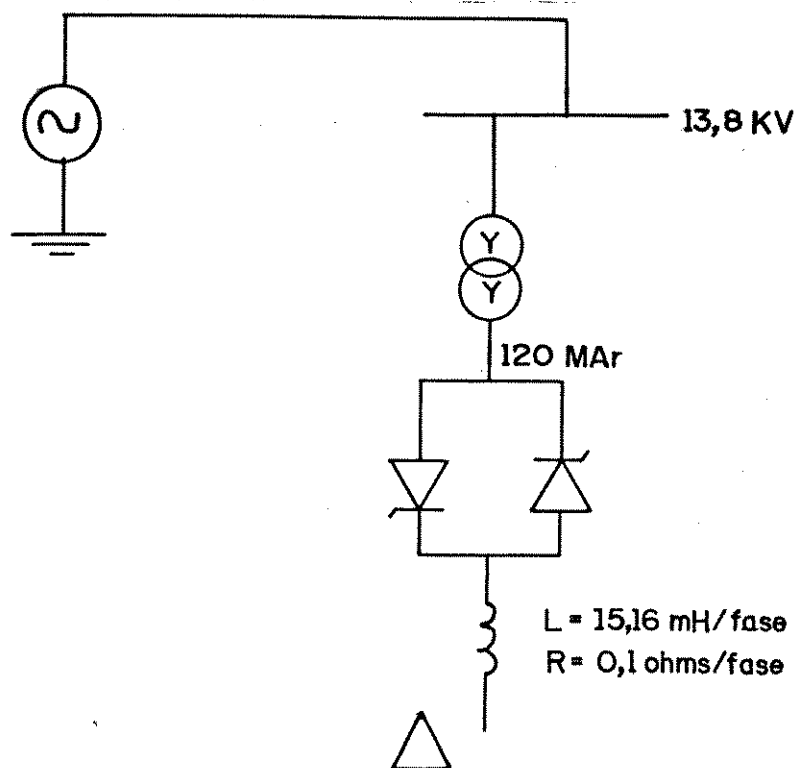


Figura 8.8 - Diagrama unifilar do sistema estudado nas referências [15] e [16].

reatores de desequilíbrio nas tensões do barramento de 13,8KV. Os resultados estão nas figuras 8.9, 8.10 e 8.11, onde as harmônicas características são representadas pelas linhas tracejadas e as não características pelas linhas cheias. Para maior clareza estão representadas apenas as harmônicas de uma das três fases.

A figura 8.9 ilustra a geração harmônica do RCT, apresentado na figura 8.8, em função da assimetria nos ângulos de disparo dos tiristores com respeito às fases AB, BC e CA. Conforme esperado constata-se a presença de correntes harmônicas não característica ímpares múltiplas de 3. Observe-se que o ní

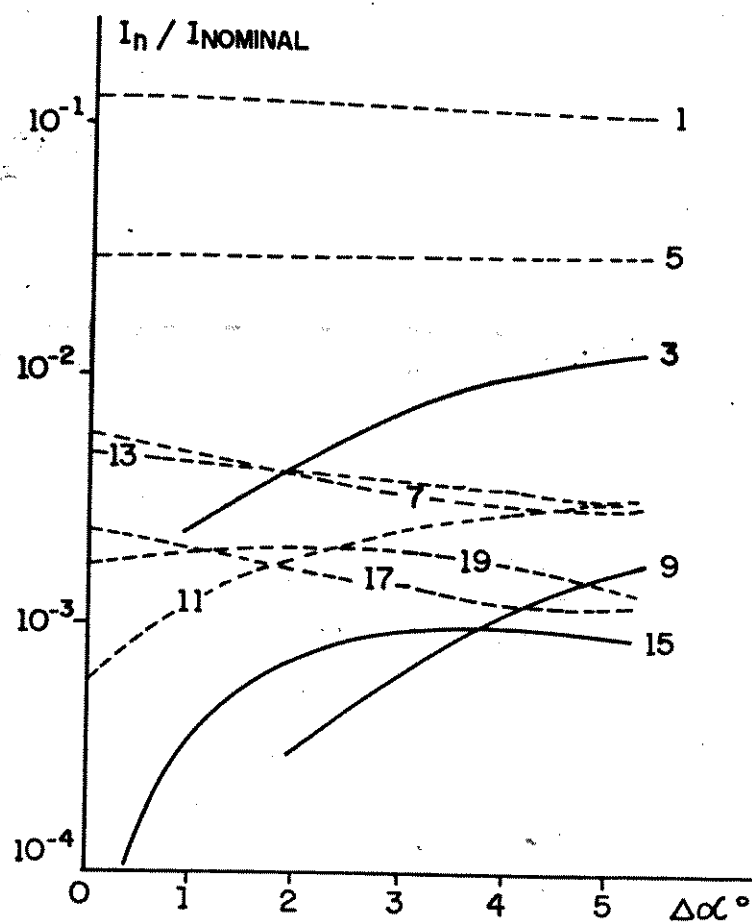


Figura 8.9 - Variação das correntes harmônicas de linha produzidas por um RCT com o desequilíbrio do ângulo de disparo.

vel delas depende muito do grau de assimetria do disparo. As harmônicas características são mais imunes a esta assimetria, embora nem todas tenham o mesmo comportamento. Enquanto a décima primeira harmônica cresce com o desequilíbrio, as demais representadas (7ª, 13ª, 17ª e 19ª) decrescem com o aumento do mesmo.

Na figura 8.10, tem-se indicada a variação do conteúdo harmônico da corrente de linha de uma das fases do RCT com o desequilíbrio das impedâncias dos reatores. $\Delta Z\%$ representa o acréscimo ou o descréscimo da impedância da fase AB ou CA respectivamente em relação a fase BC. Desta figura constata-se

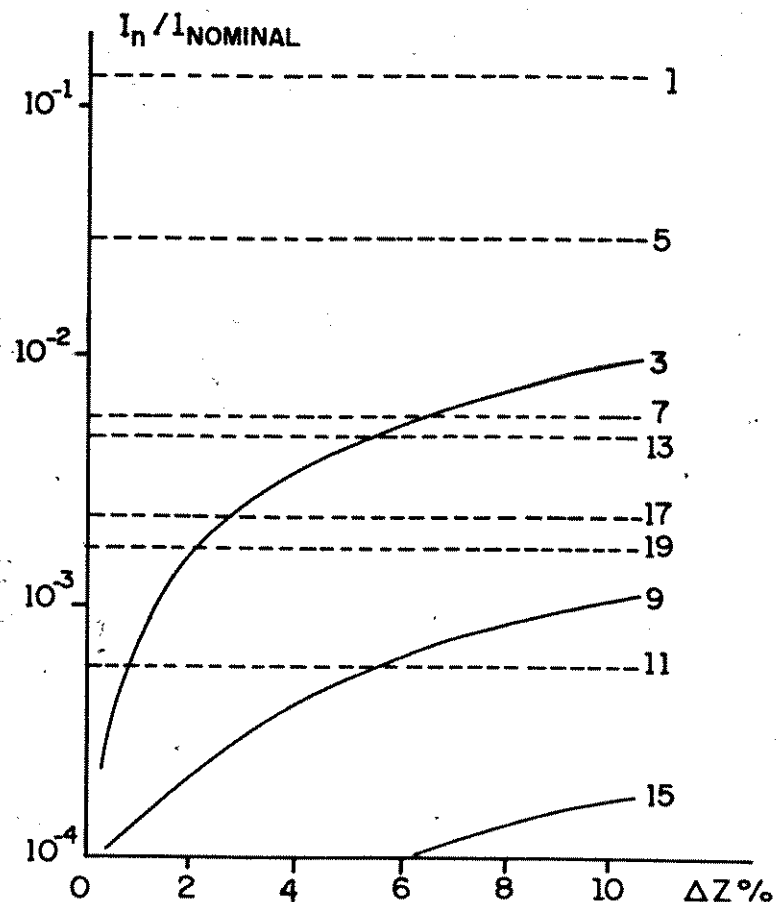


Figura 8.10 - Variação das correntes harmônicas de linha com o desequilíbrio dos reatores de um RCT.

que as harmônicas características praticamente não variam com o desequilíbrio das impedâncias dos reatores, enquanto as harmônicas não características cresce bastante com o aumento deste desequilíbrio de impedâncias.

No estudo da situação, cujos resultados são mostrados na figura 8.11, uma tensão de fase é mantida constante igual a 1,0 pu, a segunda é gradualmente aumentada e a terceira é reduzida, resultando um grau de desequilíbrio $K = V_2/V_1$, onde V_2 e V_1 são respectivamente as componentes de sequência negativa e positiva de tensão.

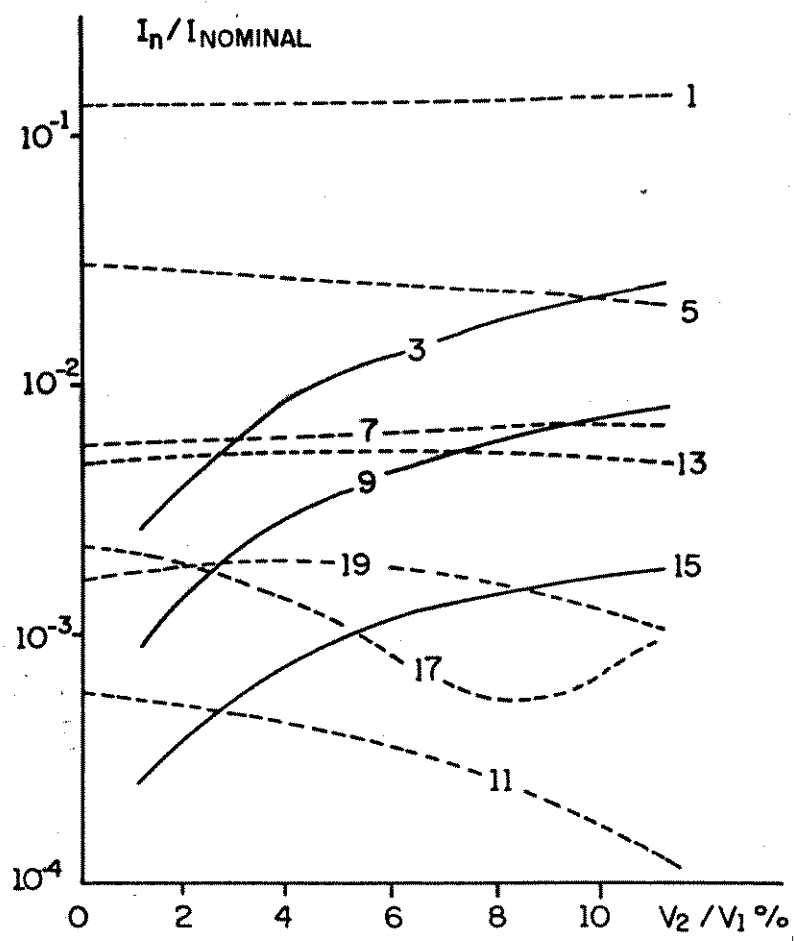


Figura 8.11 - Variação das correntes harmônicas de linha de um RCT com o desequilíbrio de tensão.

Observa-se que, neste caso, as harmônicas não características mostradas na figura 8.11 aumentam com o acréscimo do grau de desequilíbrio de tensão, não acontecendo o mesmo com as harmônicas características, sendo que boa parte delas decrescem enquanto outras variam pouco, com o aumento do desequilíbrio de tensão.

Além destes estudos relacionados com uma instalação RCT extraído da referência [16], procedem-se as análises específicas do sistema utilizado no laboratório e apresentado no capítulo V desta tese.

As tabelas 8.1 e 8.2 mostram os conteúdos harmônicos gerados pelo citado RCT quando da compensação de uma carga desequilibrada caracterizada pelos fasores de corrente $\dot{I}_a = 0,26/25^\circ$ pu, $\dot{I}_b = 0,84/-100^\circ$ pu e $\dot{I}_c = 0,66/-260^\circ$ pu, cujas formas de onda são mostradas na figura 6.1. O conteúdo harmônico da tabela 8.1 foi obtido com as condições de operação do compensador programado para proporcionar um fator de potência unitário à instalação composta pela carga mais o compensador. Os resultados relacionados na tabela 8.2 são referentes às condições que proporcionam um fator de potência atrasado de 0,90 para a mesma instalação.

Ordem Harmônica	VALOR DA COMPONENTE HARMÔNICA DA CORRENTE DE LINHA DO RCT EM PERCENTAGEM (%)								
	FASE A			FASE B			FASE C		
	% da corrente nominal	% da componente fundamental	% da componente fundamental	% da corrente nominal	% da componente fundamental	% da componente fundamental	% da corrente nominal	% da componente fundamental	% da componente fundamental
1	24,58	100	100	28,85	100	100	21,85	100	100
3	0,358	1,46	1,46	0,386	1,34	1,34	0,048	0,22	0,22
5	1,752	7,13	7,13	2,513	8,71	8,71	1,471	6,73	6,73
7	0,577	2,35	2,35	0,551	1,91	1,91	0,583	2,67	2,67
9	0,285	1,16	1,16	0,314	1,09	1,09	0,030	0,14	0,14
11	0,189	0,77	0,77	0,455	1,58	1,58	0,268	1,23	1,23
13	0,223	0,91	0,91	0,302	1,05	1,05	0,170	0,78	0,78
15	0,172	0,70	0,70	0,193	0,67	0,67	0,024	0,11	0,11
17	0,115	0,47	0,47	0,109	0,38	0,38	0,115	0,53	0,53
19	0,068	0,28	0,28	0,124	0,43	0,43	0,076	0,35	0,35

Tabela 8.1 - Conteúdo harmônico gerado pelo RCT operando com $\alpha_a = 98^\circ$, $\alpha_b = 115^\circ$ e $\alpha_c = 125^\circ$ para proporcionar fator de potência unitário ao sistema.

Ordem Harmônica	VALOR DA COMPONENTES HARMÔNICA DA CORRENTE DE LINHA DO RCT EM PERCENTAGEM (%)								
	FASE A			FASE B			FASE C		
	% da corrente nominal	% da componente fundamental	% da corrente nominal	% da componente fundamental	% da corrente nominal	% da componente fundamental	% da corrente nominal	% da componente fundamental	
1	15,79	100	20,15	100	14,38	100	100	100	
3	1,167	7,39	0,058	0,29	1,11	0,29	7,72	7,72	
5	0,804	5,09	1,184	5,88	0,672	5,88	4,68	4,68	
7	0,662	4,19	0,769	3,82	0,835	3,82	5,81	5,81	
9	0,714	4,52	0,056	0,28	0,657	0,28	4,57	4,57	
11	0,139	0,88	0,132	0,66	0,150	0,66	1,05	1,05	
13	0,134	0,85	0,268	1,33	0,168	1,33	1,17	1,17	
15	0,222	1,41	0,054	0,27	0,168	0,27	1,17	1,17	
17	0,123	0,78	0,050	0,25	0,077	0,25	0,54	0,54	
19	0,052	0,33	0,135	0,67	0,081	0,67	0,57	0,57	

Tabela 8.2 - Conteúdo harmônico gerado pelo RCT operando com $\alpha_a = 105^\circ$, $\alpha_b = 123^\circ$ e $\alpha_c = 136^\circ$ para proporcionar um fator de potência de 0,90 atrasado ao sistema.

Como era esperado, estas duas tabelas mostram que as correntes harmônicas de terceira ordem e suas múltiplas ímpares estão presentes no sistema devido às diferenças nos ângulos de disparos das três fases. Nota-se que embora a componente fundamental para o caso referente à tabela 8.2 seja menor, devido a ângulos de disparos maiores, a influência da terceira harmônica, exceto para fase B, é bem mais acentuada que na situação mostrada na tabela 8.1. De qualquer forma o conteúdo harmônico gerado pelo RCT nos dois casos é bastante expressivo e não pode ser ignorado.

8.5 - Conclusões

Ao longo deste capítulo, que tratou dos aspectos referentes à geração de harmônicos pelo RCT, ficou evidenciado que, em condições ideais, o conteúdo harmônico originário de reatores controlados a tiristores é composto de todas as componentes de ordem ímpares. Todavia, nestas condições a terceira ordem e suas múltiplas ímpares não serão encontradas no sistema, se os reatores das três fases forem ligadas em triângulo. Sob condições não ideais, a corrente do RCT pode conter componentes harmônicas de todas as ordens, inclusive componente contínua, caso haja assimetria nos ângulos de disparo dos tiristores de uma mesma fase. Dentre as possíveis fontes de assimetrias constata-se que algumas são aleatórias e incontrolláveis e outras oriundas do próprio princípio operacional estabelecido. Nesta última categoria encontra-se o tipo de compensador objeto desta tese.

Baseando-se nos resultados exemplificados anteriormente constata-se o rico conteúdo harmônico associado a um RCT e que o espectro fica substancialmente acentuado em ordem e nível quando da operação com controle de disparo independente por fase. Estes fatos enfatizam a necessidade de utilização de filtros e/ou a adoção de arranjos especiais como o sistema de 12 pulsos.

CAPÍTULO IX

CONCLUSÕES GERAIS

Como evidenciado ao longo dos capítulos precedentes, os principais objetivos desta tese foram: enfatizar a conveniência do projeto de um compensador de reativo do tipo RCT para compensar desequilíbrios de carga e simultaneamente corrigir o fator de potência de forma generalizada, desenvolver formulações matemáticas que viabilizem a implementação de tal compensador, organizar estruturas de "hardware" e "software" para controlá-lo através de um sistema de processamento digital a base de microprocessador, verificar sua operacionalidade por meio de um protótipo, analisar seu desempenho sob condições de tensões desequilibradas e salientar a geração de harmônicos por este tipo de compensador. Objetivando esclarecer sobre todos estes pontos, a tese foi organizada em sete capítulos principais os quais, além de apresentar técnicas, discutir fundamentos de projeto e desenvolver as formulações matemáticas, etc, também procuram consolidar as conclusões específicas sobre os temas abordados. Não obstante este fato, sintetiza-se a seguir os principais aspectos conclusivos do trabalho como um todo.

- (i) O compensador do tipo RCT com controle independente por fase, além de tecnicamente se apresentar como solução prática única para atender a compensação de desequilíbrio de car

ga, permite ainda a correção simultânea do fator de potência. Na verdade, embora implicitamente, os aspectos associados às quedas de tensão também são levadas em conta neste procedimento de correção.

(ii) As formulações desenvolvidas no capítulo III viabilizaram o projeto e a implementação de um controle do compensador de desequilíbrio de carga para um fator de potência genérico. Estes desenvolvimentos analíticos que constituíram a base para todo o projeto, significaram avanços expressivos neste campo, uma vez que as formulações específicas publicadas na literatura especializada não possibilitam um projeto otimizado do sistema para uma correção generalizada do fator de potência.

(iii) Os desenvolvimentos de "hardware" e "software" associados as expressões analíticas obtidas se mostraram adequadas à implementação prática através de uma sistemática de controle operativo a microprocessadores. Neste sentido, foi executado um projeto, com tal tipo de controle aplicado a um compensador do tipo RCT que apresentou desempenhos estáticos e dinâmicos bastante satisfatórios.

- (iv) Os testes realizados durante a fase experimental deste trabalho objetivaram verificar, principalmente, aspectos vinculados com a compensação de desequilíbrio de carga, o desempenho quanto a correção generalizada do fator de potência e a velocidade de resposta do protótipo de um compensador do tipo RCT que foi implementado em laboratório. Os resultados obtidos com estes testes, cujo resumo se encontra descrito no capítulo IV, comprovaram a aplicabilidade de toda a estratégia utilizada no desenvolvimento do protótipo, objeto principal desta tese.
- (v) Para desequilíbrios de tensão convencionalmente aceitáveis (menor que 5%) não há grandes imprecisões no processo de compensação caso as equações clássicas (para tensões equilibradas) sejam utilizadas. Tendo em vista que as discrepâncias máximas dos elementos de compensação, dentro desta faixa de desequilíbrio de tensão girou em torno de 10% dos valores dos mesmos para tensões balanceadas, constatação esta, feita durante a análise de desempenho descrita no capítulo VII.
- (vi) Sob tensões desequilibradas, o compensador do tipo RCT não consegue ao mesmo tempo pro

porcionar uma compensação de desequilíbrio de carga e uma completa correção do fator de potência, contrariamente ao caso de tensões equilibradas em que estas duas ações podem ser perfeitamente desempenhadas simultaneamente pelo compensador.

- (vii) Os resultados obtidos a exemplos daqueles evidenciados através das figuras 6.11, 8.9, 8.10 e 8.11 e das tabelas 8.1 e 8.2, confirmam que o conteúdo harmônico gerado pelo RCT é bastante acentuado, principalmente sob desequilíbrios dos ângulos de disparo dos tiristores. Isto reforça a necessidade de utilização de filtros quando se usa compensadores do tipo RCT com as finalidades expostas.

Finalmente, cabe destacar que os fundamentos, o protótipo obtido e os resultados atingidos merecem investigações adicionais. Dentre estas destacam-se:

- (a) Graças a disponibilidade atual de sistemas de processamento a base de microprocessadores e com alta velocidade e capacidade de memória, fato que era, localmente, restrito na época da fase inicial deste trabalho, torna-se oportuno, num trabalho futuro, investigar o desempenho de um compensador tipo RCT cujo controle usará o

princípio de potência média ao invés de amostragem, como indicado na referência [9]. Este avanço se faz necessário em vista que o sistema de controle utilizará mais informações, sobre a carga a ser compensada, durante o processo de terminação dos ângulos de disparo dos tiristores.

- (b) Objetivando maior versatibilidade e eficiência no monitoramento do desempenho do compensador, é interessante desenvolver um sistema digitalizado que possibilitará a visualização de todos os dados necessários ao acompanhamento de tal desempenho através de uma tela de vídeo acoplada ao sistema de processamento. Para tanto será preciso, além do desenvolvimento de um "software", projetar circuitos de aquisição de dados referentes a correntes, tensão, fator de potência etc.
- (c) Visando uma comparação de desempenho entre controles analógicos e controles digitais para um RCT, é conveniente implementar um sistema de controle analógico, a exemplo daquele indicado em forma de diagrama de blocos na referência [8], e aplicá-lo ao mesmo sistema de potência do protótipo desenvolvido neste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] GYUGY, L.; OTTO, R.A.; PUTMAN, T.H. - Principles and Applications of Static, Thyristor - Controlled Shunt Compensators - IEEE, Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, nº 5, Sept./Oct., 1978.
- [02] GYUGY, L. - Reactive Power Generation and Control by Thyristor Circuits - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-15, nº 5, Sep./Oct., 1979.
- [03] GUETH, G.; ENSTEDT, P.; REY, A.; MENZIES, R.W. (BBC Brown, Boveri & Company, Limited, CH-5300 Turgi, Switzerland) - Individual Phase Control of a Static Compensator for Load Compensation and Voltage Balancing and Regulation - IEEE Transactions on Power Systems, Vol. PWRS-2, nº 4, November, 1987.
- [04] INTEL CORPORATION - 8080/8085, Assembly Language Programming Manual, 1979.
- [05] INTEL CORPORATION - Component Data Catalog, 1980.
- [06] INTEL CORPORATION - MCS-85, User's Manual, 1979.

- [07] KUZNETSOV, V.G. - Reactive Power Compensation in Electric Networks with Asymmetrical Loads - Electric Technology U.S.S.R., nº 1, pp. 76-87, 1983.
- [08] MEUSEL, W. and WLDMANN, H. - Coordinate Transformations of Multi-Term Regulation Systems for the Compensation and Symmetrization of Three-Phase Supplies - Siemens Forsch. - u. Entwickl. - Bd. 6 (1977) Nr. 1.
- [09] MILLER, T.J.E. - Reactive Power Control in Electric Systems - John Wiley & Sons, New York, 1982.
- [10] MILLMAN, J.; HALKIAS, C.C. - Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems - McGraw Hill, Kogakusha, LTD, 1972.
- [11] OLIVEIRA, L. C.D. - Cálculo de Harmônicos Trifásicos Gerados por Conversores e Compensadores Estáticos - EFEL, Itajubá, MG, 1983 (Tese, Mestrado).
- [12] OLIVEIRA, J.C.; ORIGA, L.C.O.; RESENDE, J.W.; COGO, J.R.- Phase Control and Three-Phase Harmonic Calculations for TCRs - IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Proc., pag. 729-734, Lausanne, Suíça, 1983.

- [13] OLIVEIRA, J.C.; SILVEIRA, J.C.P.; SAMESIMA, M.I.; DIAS, E.M. - Compensadores Estáticos de Desequilíbrios em Sistemas Elétricos - Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica, 9. Salvador - BA, Set., 1984
- [14] PINHEIRO, R.F. - Equipamentos Estáticos para Compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos - EFEI, Itajubá - MG, 1980 (Tese, Mestrado).
- [15] RESENDE, J.W.; YACAMINI, R.; OLIVEIRA, J.C. - A Generalized Approach to Harmonic Calculations in Multiple Pulse TCRs - 6/12 20th Universities Power Engineering Conference Proceedings, Huddersfield Polytechnic, Inglaterra, pag. 218-221, Abril, 1985.
- [16] RESENDE, J.W. - Interaction Between Controlled Reactors and Converters - A Harmonic Analysis, Tese de Doutorado, University of Aberdeen, Escócia, 1986.
- [17] SAMESIMA, M.I. - Compensadores Estáticos de Reativos e de Desequilíbrios em Sistemas Elétricos de Potência - (Tese Mestrado), Escola Politécnica da USP, São Paulo, 1984.
- [18] SCHNEIDER, M.C. - Compensador Estático de Energia Reativa e de Desequilíbrios de uma Instalação Trifásica - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, março de 1980, (Tese de Mestrado).

- [19] VISCONTI, A.C.J.F. - Microprocessadores 8080 e 8085, Hardware - Vol. 1, Software + Vol. 2 - Livros Érica E ditora Ltda., 1982.

A P Ê N D I C E A

PRINCÍPIOS OPERACIONAIS DE ALGUNS CIRCUITOS
INTEGRADOS UTILIZADOS

Neste apêndice será feita uma descrição rápida do funcionamento e da utilização de alguns circuitos integrados . Maiores informações serão encontradas nos manuais dos fabricantes.

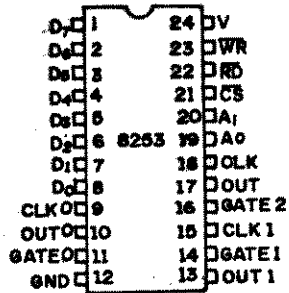
A.1 - Temporizador/Contador Programável 8253

O 8253 é um circuito integrado desenvolvido para ser utilizado com os sistemas de microcomputador da INTEL em várias aplicações, podendo operar como: temporizador, contador, divisor de frequência, etc . Ele contém três contadores de 16 bits que são programáveis independentemente, podendo realizar contagem binária ou BCD.

A figura A.1 mostra o diagrama de blocos e a pinagem deste CI enquanto a tabela A.1 fornece as condições para carregamento e leitura dos três contadores e para escrita da palavra de controle.

Nota-se que o 8253 só será habilitado quando sua entrada CS (*chip select*) for baixa, os contadores podem ser lidos ou carregados dependendo dos níveis das entradas RD (*read*) e WR (*write*) e o acesso aos contadores e ao registrador de comando depende dos níveis das entradas A_1 e A_0 .

PINAGEM



NOMES DOS PINOS

D ₇ -D ₀	DADOS
CLK N	ENTRADA DE CLOCK
GATE N	ENTRADA DE DISPARO
OUT N	SAIDA DO CONTADOR
RD	LEITURA DO CONTADOR
WR	ESCRITA DE DADOS
CS	SELETOR DE CHIP
A ₀ A ₁	SELEÇÃO DE CONTADOR
V _{cc}	+5 VOLTS
GND	TERRA

DIAGRAMA DE BLOCOS

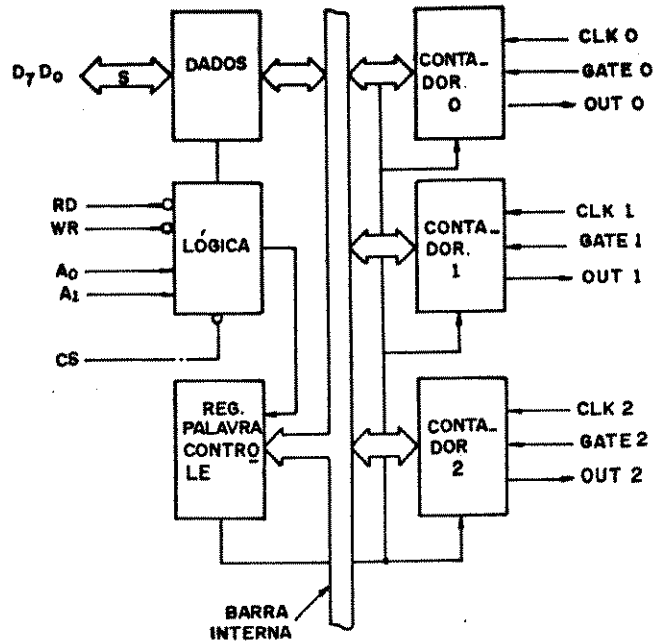


Figura A.1 - Diagrama de blocos e pinagem do 8253.

\overline{CS}	\overline{RD}	\overline{WR}	A ₁	A ₀	EVENTO
0	1	0	0	0	Carregamento do contador 0
0	1	0	0	1	Carregamento do contador 1
0	1	0	1	0	Carregamento do contador 2
0	1	0	1	1	Escrita da palavra de controle
0	0	1	0	0	Leitura do contador 0
0	0	1	0	1	Leitura do contador 1
0	0	1	1	0	Leitura do contador 2
0	0	1	1	1	Nenhuma operação (alta impedância)
1	x	x	x	x	CI desabilitado (alta impedância)
0	1	1	x	x	Nenhuma operação (alta impedância)

Tabela A.1 - Condições de operação do 8253.

É bom salientar que as entradas de gatilho e do sinal de relógio dos contadores são independente para cada um deles. Assim, os contadores podem operar com sinais de relógios com frequências diferentes e um deles pode ser ativado por hardware enquanto os outros são ativos por software e vice-versa. A frequência do sinal de relógio pode variar de zero até pouco mais de 2,5 MHz. Os contadores que forem ativados apenas por software terão suas entradas de gatilho ligadas no positivo da fonte.

O acoplamento do 8253 com um microprocessador deve ser feito segundo o esquema mostrada na figura A.2. Observe que as entradas de gatilho e de relógio estão em aberto, porque a ligação das mesmas depende da aplicação.

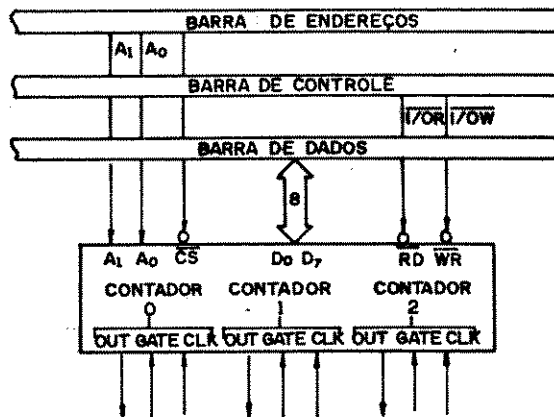


Figura A.2 - Esquema de ligação do 8253.

Cada contador do 8253 é programado individualmente pela escrita da palavra de controle no registrador cujo endereço, em binário, é xxxxxx11. Os bits x podem assumir qualquer valor de acordo com o mapeamento.

O formato da palavra de controle é:

D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀
SC1	SC0	rL1	rL0	M2	M1	M0	BC0

Através dos bits D₇ e D₆ (SC1 e SC0) seleciona-se os contadores da seguinte forma:

SC1	SC0	contador selecionado
0	0	contador 0
0	1	contador 1
1	0	contador 2
1	1	ilegal

O carregamento/leitura dos contadores é feito conforme a seguinte tabela.

RL1	RL0	carregamento/leitura
0	0	contadores em <i>latching</i>
0	1	lê/carrega apenas o byte mais significativo
1	0	lê/carrega apenas o byte menos significativo
1	1	lê/carrega 1º o byte - sig. e 2º o byte + sig.

Cada contador pode operar de seis modos diferentes como indicado na figura A.3. A escolha de um ou outro é feito de acordo com a tabela seguinte.

M2	M1	M0	modo de operação
0	0	0	modo 0
0	0	1	modo 1
x	1	0	modo 2
x	1	1	modo 3
1	0	0	modo 4
1	0	1	modo 5

O tipo de contagem é determinado pelo bit (BCD) da seguinte forma.

BCD	Tipo de contagem
0	Binária (16 bits)
1	BCD

Como foi dito a figura A.3 ilustra os seguintes modos de operação.

MODO 0: Interrupção no final da contagem. A saída será inicialmente baixa, após a efetivação da seleção deste modo de operação, e permanecerá baixa durante a contagem. No final da contagem a saída será alta até que o registrador de seleção de contagem seja recarregado. Se este recarregador for feito durante uma contagem, esta será interrompida e será iniciada uma nova contagem.

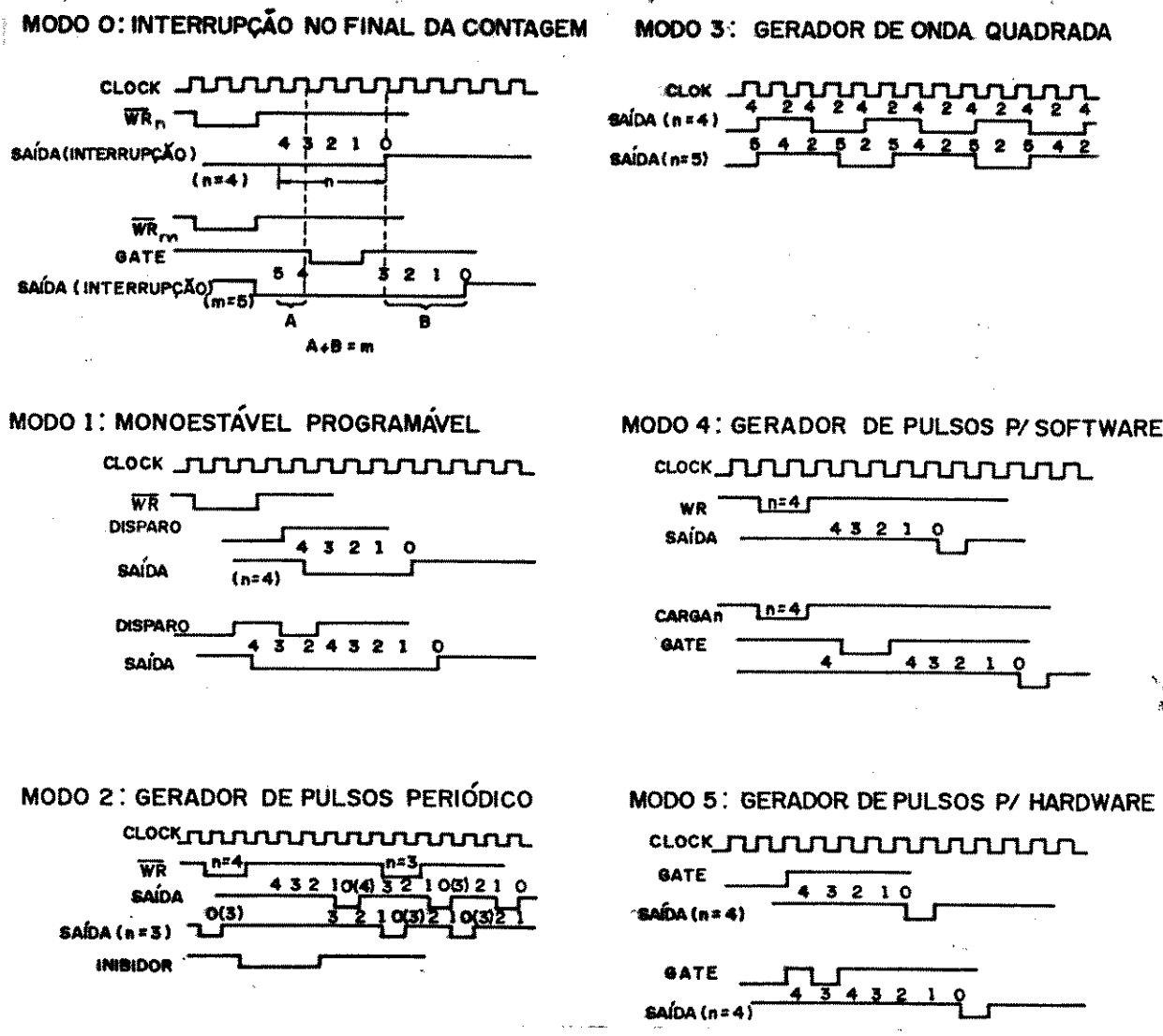


Figura A.3 - Ilustração dos modos de operação do 8253.

MODO 1: Monoestável programável. A saída irá ao nível baixo na contagem que segue a subida do sinal da entrada gatilho. No final da contagem a saída irá ao nível alto. Se uma nova contagem for estipulada enquanto a saída for baixa, a contagem presente (a leitura do pulso) não será afetada até o próximo sinal de gatilho. A contagem corrente pode ser lida a qualquer instante sem afetar a largura do pulso.

A duração de um pulso, estipulado por um número a ser contado, pode ser aumentado através de reengatilhamento, uma vez que a saída será mantida baixa durante uma contagem completa após qualquer subida do sinal da entrada gatilho.

MODO 2: Gerador de pulso periódico. A saída será baixa durante um período de relógio. O período do pulso de saída é igual ao número que determinou a contagem em curso vezes o período de relógio. Se uma nova contagem for estipulada antes do término de um período, este não será afetado, mas o próximo período refletirá o novo valor.

A contagem pode ser sincronizada por hardware porque o contador só iniciará e continuará uma contagem se a entrada de gatilho for alta.

A contagem também pode ser sincronizada por software, uma vez que a contagem só terá início após a escrita do número que determina a contagem.

MODO 3: Gerador de onda quadrada. Na contagem de números pares, a saída será alta até a metade da contagem e será baixa durante o resto da contagem. No final da contagem a saída voltará ao estado alto e o ciclo se repete.

Na contagem de um número ímpar N , a saída será alta durante a contagem dos primeiros $(N + 1)/2$ números e será baixa durante a contagem dos $(N - 1)/2$ números restantes.

MODO 4: Gerador de pulso engatilhado por software. Após o estabelecimento deste modo a saída irá para o nível alto. Quando o contador for carregado, a contagem terá início. No final da contagem a saída irá para baixo por um período de relógio e em seguida voltará para alto.

Se o contador for recarregado durante uma contagem, o período em curso não será afetado, mas o próximo refletirá o novo valor.

A contagem será inibida enquanto a entrada de gatilho for baixa.

MODO 5: Gerador de pulso engatilhado por hardware. A contagem será iniciada na subida da entrada de gatilho. A saída irá para baixo por um período de relógio no final da contagem. A contagem será reiniciada se a entrada de gatilho abaixar e voltar ao estado alto.

A ordem de programação dos contadores não é fixa. A palavra de controle, para seleção de qualquer contador, pode ser escrita em primeiro, segundo ou terceiro lugar.

Uma vez selecionado o contador desejado, a escrita do número a ser contado deve estar de acordo com a programação feita. Quando este número for de 2 bytes, o primeiro (byte menos significativo) deve ser escrito em primeiro lugar.

Em algumas aplicações, durante o processo de contagem, é necessário fazer a leitura do número que está sendo contado num determinado instante, para posterior tomada de decisão.

Este tipo de leitura pode ser realizado de duas maneiras diferentes.

A primeira delas consiste de uma simples operação de leitura com interrupção do processo de contagem. Quando o número possui dois bytes o primeiro a ser lido é o menos significativo. Devido a lógica interna do 8253 é necessário que o processo de leitura seja concluído antes de se dar qualquer comando de escrita para o mesmo contador.

A outra maneira também consiste de uma operação de leitura, mas sem afetar o processo de contagem, ou seja a leitura é realizada enquanto a contagem se processa. Para que isto aconteça, antes da execução do processo de leitura é necessário realizar a operação de escrita da palavra de controle com os bits RL1 e RL0 zerados, como indicado a seguir. Isto coloca

D ₇	D ₆	D ₅	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀
SC1	SC0	0	0	x	x	x	x	x

SC1, SC0 - Especifica o contador a ser lido

x - qualquer valor.

o registrador a ser lido no estado de retenção (*latching*). Aqui também é preciso que o processo de leitura seja terminado antes de nova escrita no mesmo contador.

A.2 - Conversor A/D 427

O circuito integrado 427 é um conversor A/D de aproximações sucessivas, bipolar e de 8 bits, cuja pinagem é mostrada na figura A.5.

Conforme indicado na figura A.4, é constituído basi

camente de um comparador, um conversor D/A, chaves analógicas, 16

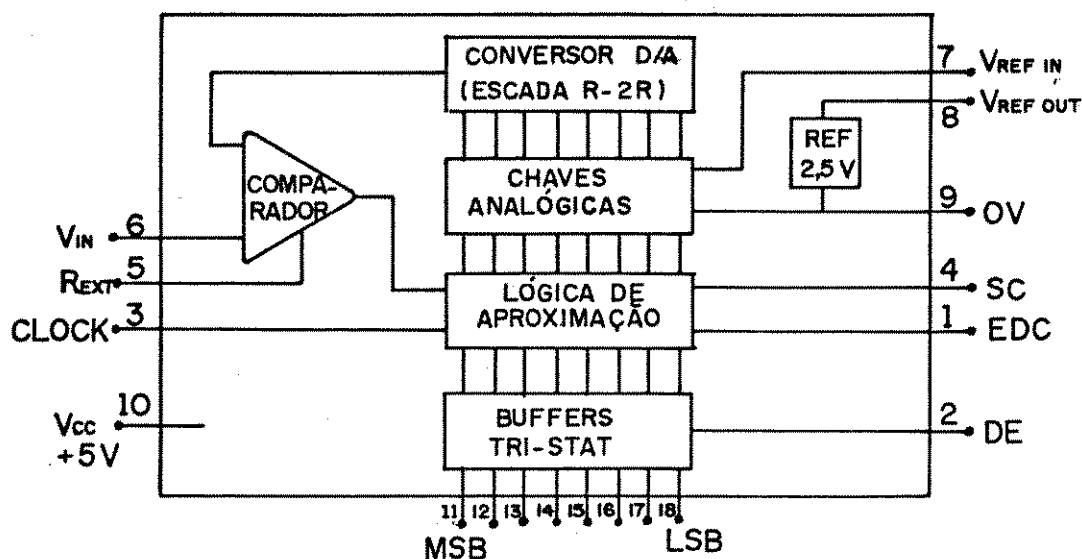


Figura A.4 - Diagrama de blocos do circuito integrado do 427.

gica de aproximação, fonte de referência interna de 2,5 V e de buffers tri-stat de saída, compatíveis com a lógica TLL, possibilitando a ligação de vários deste circuito integrado num mesmo barramento de dados.

Para sua polarização é necessário uma fonte positiva de +5V e uma fonte negativa de -3 a -30V.

O processo de conversão transcorre da seguinte forma: No início da conversão, o bit mais significativo é colocado no estado 1 enquanto os outros são colocados no estado zero. Como resultado, na saída do conversor D/A, surge uma tensão de $1/2 (V_{REF\ in})$. Esta é comparada com a tensão de entrada V_{in} . Se $1/2 (V_{REF\ in}) > V_{in}$ o bit mais significativo, na próxima descida ativa do sinal de relógio, irá para zero, caso contrário permanecerá em 1. O segundo bit mais significativo é colocado no estado 1 neste mesmo instante de descida do sinal de relógio. Na próxima

descida deste sinal de relógio, a saída do conversor D/A, será novamente comparada com V_{in} e o processo continua repetidamente para os 8 bits.

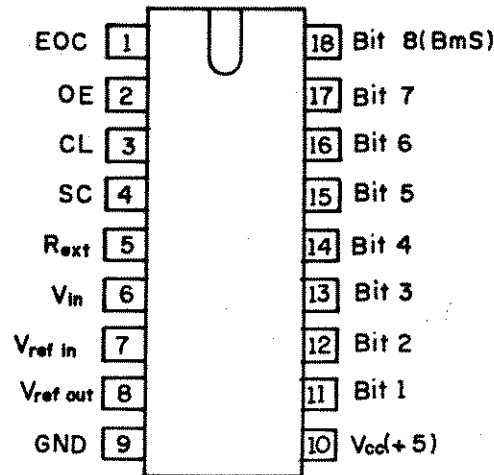


Figura A.5 - Pinagem do 427.

No final deste processo a saída EOC (*end of conversion*) irá para o estado alto, indicando que a saída digital é uma representação válida de V_{in} . Esta saída digital será mantida até surgir o próximo pulso SC (*start conversion*). É importante salientar que esta saída só será habitada se a entrada OE (*output enable*) for alta.

Como exemplo ilustrativo, na figura A.6 está indicado as formas de onda para o processo de conversão que resulta na palavra digital 01100110. Este processo é iniciado pelo surgimento do pulso SC, colocando o bit mais significativo em 1 e os outros em zero.

Após o surgimento (descida) deste pulso SC, o próximo pulso de relógio que será ativo, ou seja, que provocará mudança ou manutenção do estado do bit mais significativo, será aquele cuja descida ocorra, no mínimo, a $1,5 \mu s$ da descida do pulso SC e, no mínimo, a $0,2 \mu s$ da subida deste mesmo pulso SC.

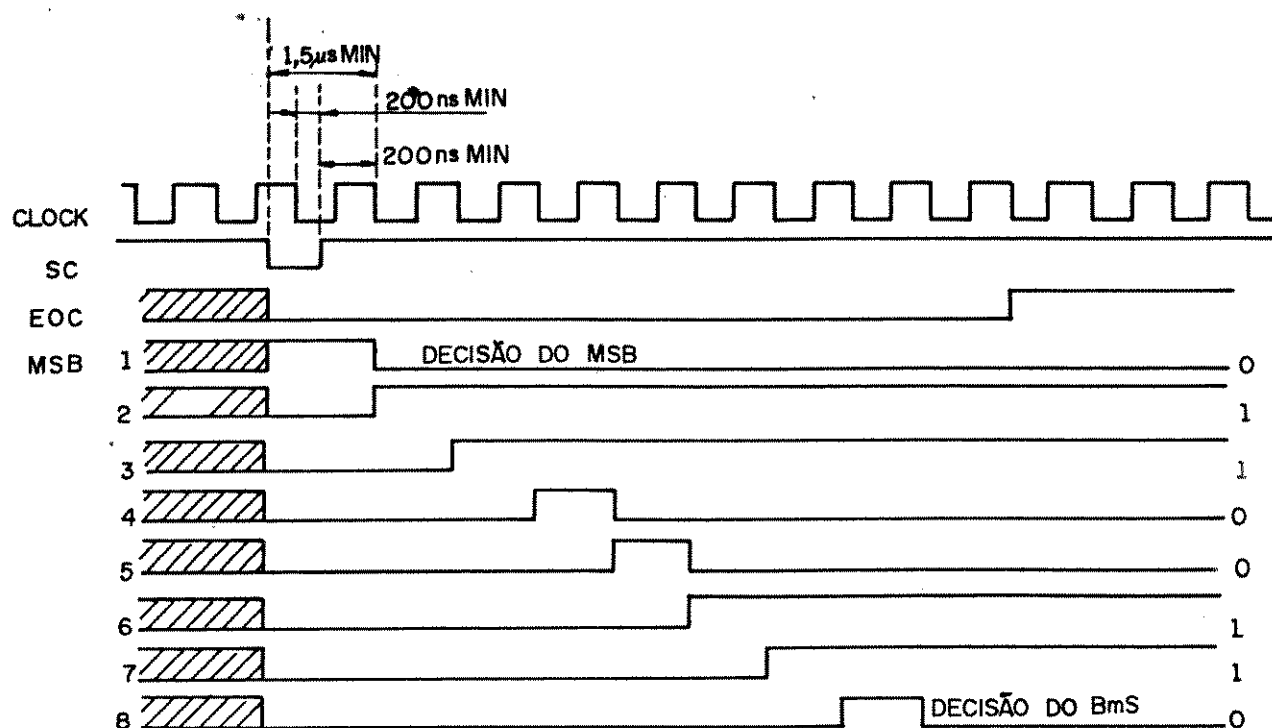


Figura A.6 - Formas de onda de um processo de conversão A/D.

A parte hachurada da figura A.6 indica que o estado inicial de cada saída pode ser qualquer, zero ou 1.

A tensão de referência interna é resultado de um circuito ativo equivalente a um diodo zener de $2,5\text{V}$ (figura A.7). Um resistor R_{REF} , cujo valor recomendado é de 390Ω , deve ser co

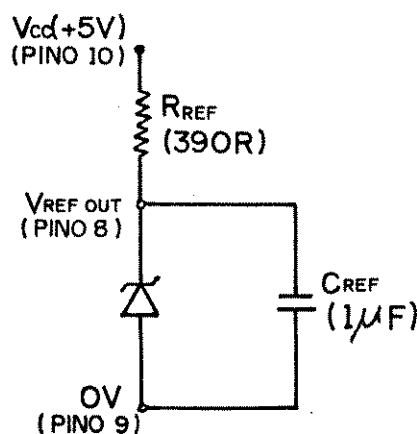


Figura A.7 - Referência interna de tensão.

nectado entre os pinos 8 e 10, resultando numa corrente de referência de $(5 - 2,5)/0,39 = 6,4$ mA. Um capacitor de estabilização, $C_{REF} = 1 \mu\text{F}$, deve ser ligado entre os pinos 8 e 9.

Se o 427 for operar com referência interna, o pino 8 ($V_{REF out}$) será ligado ao pino 7 ($V_{REF in}$).

Até cinco 427 pode ser ligado numa mesma referência interna sem necessidade de reduzir R_{REF} .

Se for necessário uma referência externa, uma tensão na faixa de +1,5 a 3,0V deve ser aplicada ao pino 7 ($V_{REF in}$).

O 427 contém um rápido comparador, cujo circuito equivalente é mostrado na figura A.8.

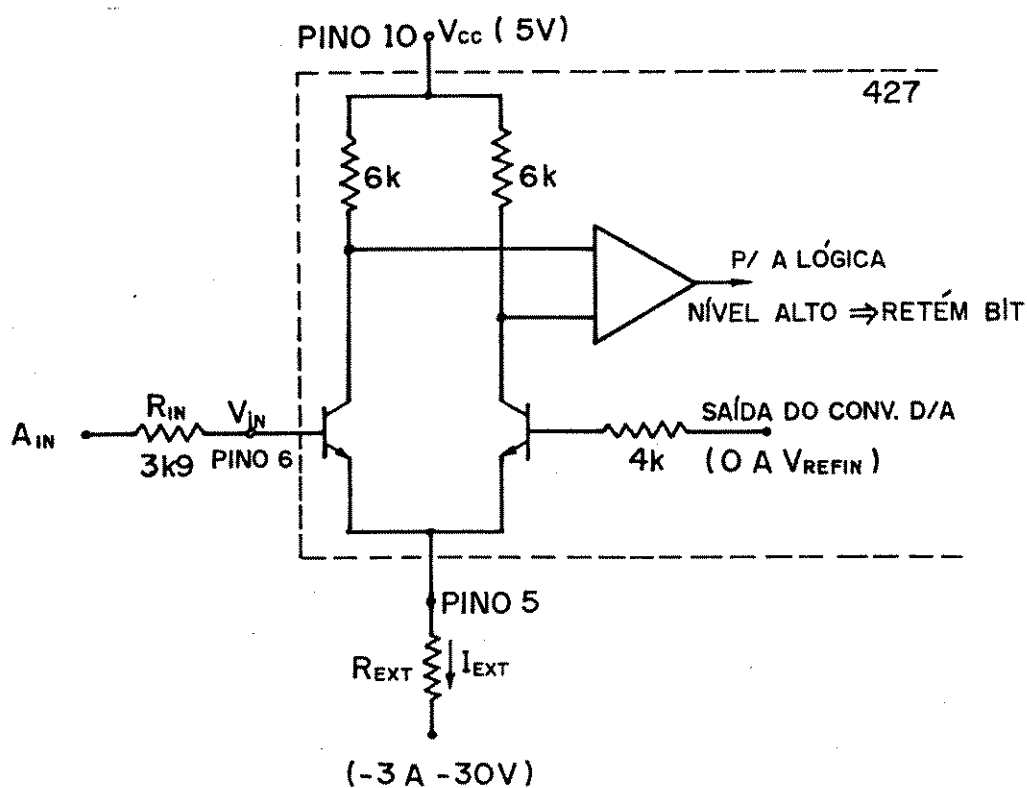


Figura A.8 - Circuito equivalente do comparador do 427.

A corrente I_{EXT} deste comparador, via R_{EXT} , é proveniente de uma fonte negativa V_- , cuja tensão pode variar na fai

xa de -3 a $-30V$. O 427 foi projetado para ser insensível a variação de I_{EXT} na faixa de 25 a $150 \mu A$. O valor recomendado pa-
ra esta corrente é de $65 \mu A$, assim o valor de R_{EXT} é dado pelo
produto, módulo de V_- vezes $15 K\Omega$.

A saída do conversor D/A é ligada a um lado do comparador através de um resistor de $4 K\Omega$ e o sinal analógico V_{in}
a ser convertido é aplicado no outro lado do comparador (pino
6). Para melhorar a estabilidade com a temperatura, a entrada
analógica A_{in} deve ser aplicada através de uma resistência
 $R_{in} = 3,9 K\Omega$.

Com a configuração básica mostrada na figura A.9, o
427 só aceitará sinal de entrada na faixa de zero a V_{REF} in.

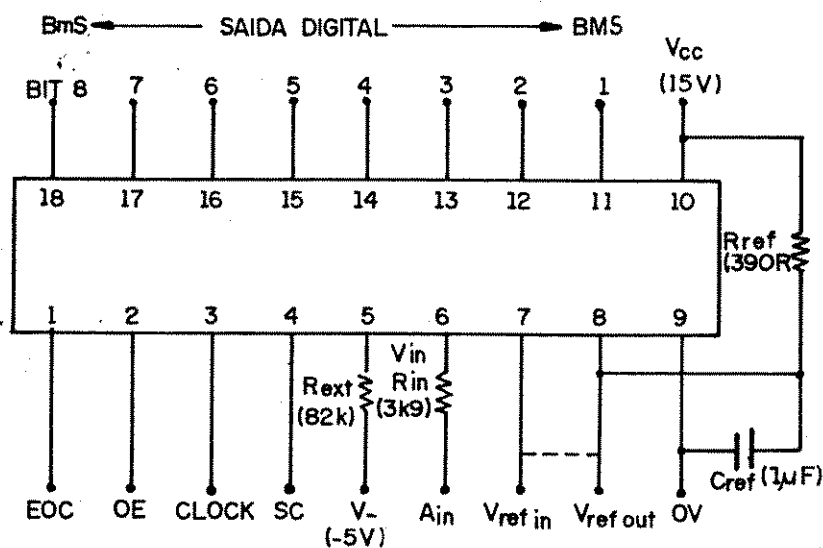


Figura A.9 - Configuração básica para operação do
427.

Entretanto, se este sinal for aplicado através de associações adequada de resistores, outras faixas serão permitidas.

A figura A.10 mostra uma forma adequada de ligação
destes resistores para operações unipolares. Os valores de R_1 e

R_2 são determinados de tal forma que, $V_{in} = V_{REF in}$ quando a en

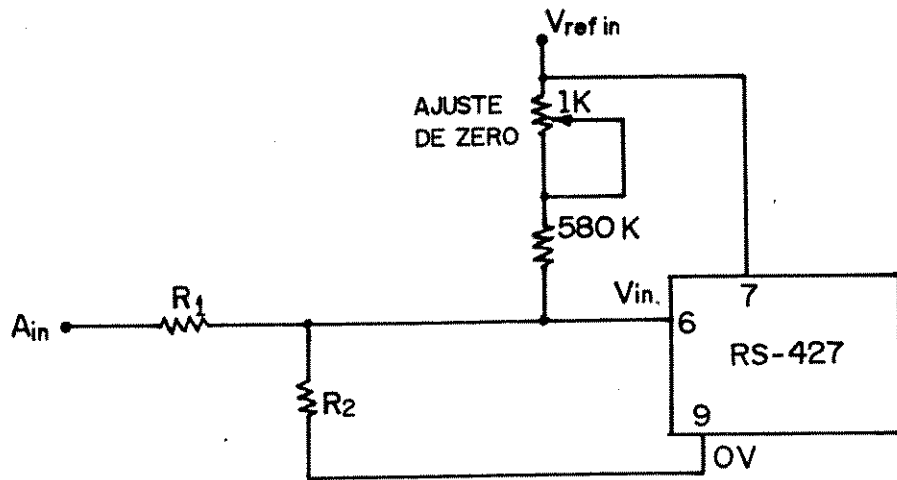


Figura A.10 - Configuração geral para operação unipolar do 427.

trada analógica A_{in} for máxima, resultando a seguinte equação.

$$A_{in(m\acute{a}x)} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{REF in} = G V_{REF in}$$

Para casamento de impedância é necessário que $R_1/R_2 = 4 \text{ K}\Omega$. Assim os valores nominais de R_1 e R_2 serão dados por: $R_1 = 46 \text{ K}\Omega$ e $R_2 = \frac{4}{G-1} \text{ K}\Omega$.

A figura A.11 mostra valores práticos destas resistências para $A_{in(m\acute{a}x)}$ de 5 e 10 volts. Os ajustes indicados devem ser realizados da seguinte maneira.

- (I) Aplicar pulsos SC periódicos com período longo suficiente para completar conversão e monitoração das saídas analógicas.

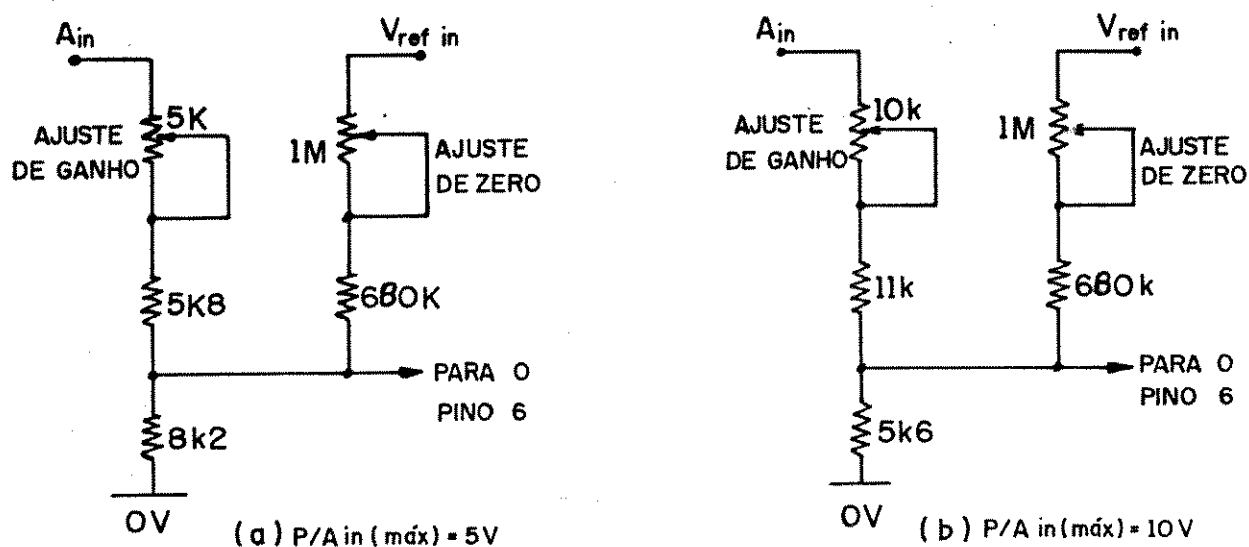


Figura A.11 - Valores práticos de resistores para $A_{in(\text{máx})}$ igual a 5 e 10 V (operação unipolar).

- (II) Aplicar $A_{in(\text{máx})}$ menos 1,5 da tensão correspondente ao bit menos significativo e ajustar o ganho até a saída bit 8 (LSB) alternar entre zero e 1 com todos os outros bits em 1.
- (III) Aplicar A_{in} igual a 0,5 da tensão correspondente ao LSB e ajustar o zero até o bit 8 alternar entre zero e 1 com todos os outros bits em zero.

Um arranjo adequado de resistores, para um sinal A_{in} bipolar, está representado na figura A.12. Os resistores R_1 , R_2 e R_3 devem ser dimensionados de tal modo que: quando A_{in} for máximo V_{in} seja igual a $V_{REF in}$ e quando A_{in} for mínimo (máximo negativo) V_{in} seja igual a zero.

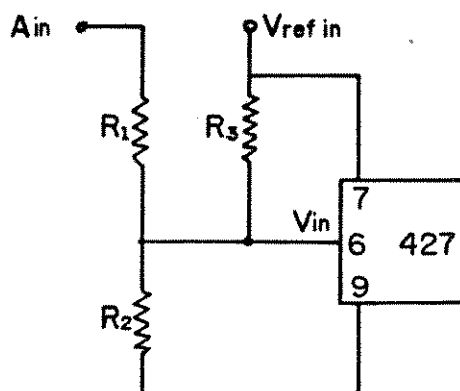


Figura A.12 - Arranjo de resistores para operação bipolar do 427.

Para A_{in} variando de $-G V_{REF in}$ a $+G V_{REF in}$ é necessário $R_1 = (G - 1) \cdot R_2$ e $R_1 = G R_3$. Para casamento de impedância, a resistência resultante da ligação paralela de R_1 , R_2 e R_3 deve ser igual a $4 \text{ K}\Omega$. Assim os valores nominais de R_1 , R_2 e R_3 serão dados por: $R_1 = 8G \text{ K}\Omega$, $R_2 = 8G / (G - 1) \text{ K}\Omega$ e $R_3 = 8 \text{ K}\Omega$.

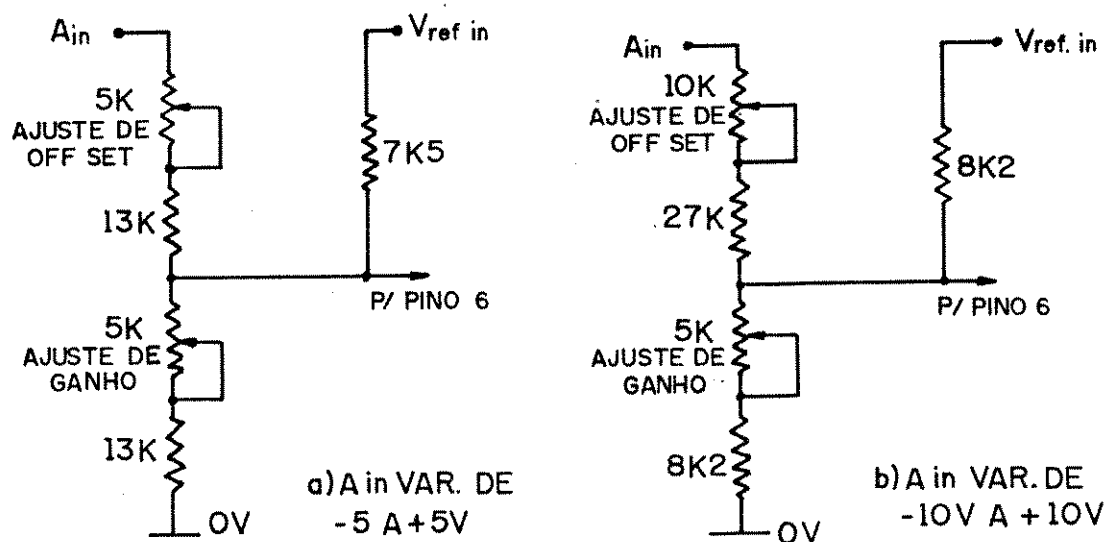


Figura A.13 - Arranjo prático de resistência para operação bipolar do 427.

A figura A.13 mostra valores práticos destes resistores para duas faixas de variação de A_{in} de -5 a +5 V e -10 a +10 V. Para realizar os ajustes indicados deve-se proceder do seguinte modo.

- (I) Aplicar pulsos SC periódicos com período que permita completa conversão e monitoramento das saídas digitais.
- (II) Aplicar A_{in} mínimo mais metade da tensão correspondente ao bit menos significativo e ajustar o *offset* até o bit 8 (LSB) alternar entre zero e 1 com todos os outros em zero.
- (III) Aplicar A_{in} máximo menos 1,5 da tensão correspondente ao bit menos significativo e ajustar o ganho até o bit 8 (LSB) alternar entre zero e 1 com todos os outros em 1.
- (IV) Repetir o passo (II).

A P Ê N D I C E B

PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA

A MICROPROCESSADOR SDK-85

B.1 - Introdução

Tendo em vista a disponibilidade no comércio de microcomputadores básicos baseado no microprocessador 8085 que se adaptam a várias aplicações, não se justifica descrever aqui técnicas de projeto de um microcomputador.

No entanto, no transcorrer deste trabalho, achou-se por bem fazer uma descrição rápida da estrutura básica do sistema a microprocessador utilizado.

B.2 - Estrutura Básica de um Microcomputador Baseado no 8085

A figura B.1 mostra a estrutura básica de um microcomputador, tendo como unidade central de processamento um microprocessador 8085.

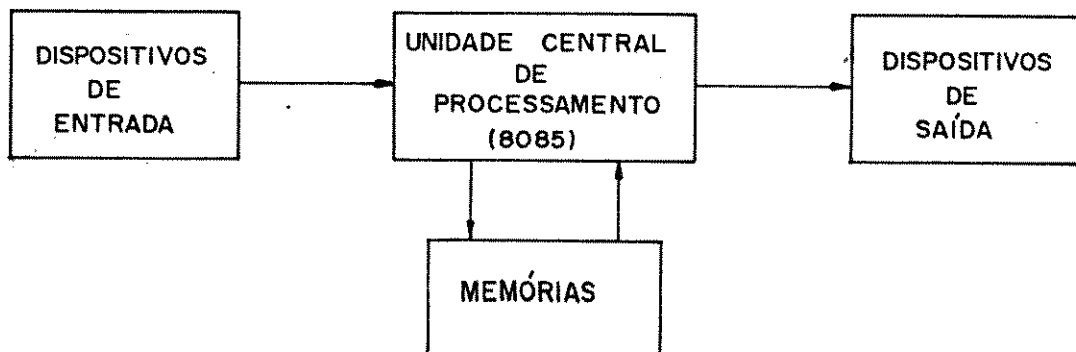


Figura B.1 - Estrutura básica de um microcomputador.

Nos microcomputadores básicos disponíveis é comum o bloco identificado como memórias conter apenas memórias a se micondutor que são de dois tipos ROM e RAM.

As memórias ROM (memórias apenas de leitura) são subdivididas em PROM (memória programável apenas de leitura) e EPROM (memória apenas de leitura programável e apagável). Como o próprio nome indica elas são acessadas apenas na fase de lei tura. Nestas memórias são armazenadas apenas os programas con siderados definitivos como os programas monitores, compiladores e programas desenvolvidos para uma aplicação específica que já passaram pela fase de teste, por isto são chamadas de memórias de programas.

Existem vários circuitos integrados (CI) para este tipo de memória como exemplo 2708, 2716, 2732 etc. A utiliza ção de um ou outro depende da aplicação.

As memórias RAM são memórias de acesso aleatórias. São acessadas tanto na fase de leitura quanto na fase de escri ta.

Nelas são armazenadas os programas provisórios e os dados provenientes do meio externo. Elas são chamadas de me mórias de dados.

Para este tipo de memória também existem vários cir cuitos integrados como 2016, 2114, 8185 etc, que são utiliza dos de acordo com a aplicação.

O microprocessador 8085 possui 16 "bits" para ende reçamento de memórias, portanto é possível endereçar 64K (2^{16}) posições de memórias diferentes, porém a quantidade necessária depende de cada aplicação.

Alguns microcomputadores básicos se apresentam com baixa capacidade de memória, tornando-se necessário, em algumas aplicações, expandir tal capacidade a exemplo do que foi feito neste trabalho.

O mapeamento (distribuição) das memórias nos 64K endereços deve ser feito de acordo com os CIs utilizados. Como exemplo suponha que se deseja usar o CI 2732 que possui 4K de ROM e o CI 2016 que possui 2K de RAM, neste caso o mapeamento será feito de 4K em 4K para a ROM e de 2K em 2K para a RAM como mostra a figura B.2, onde está indicado, em hexadecimal, o endereço inicial para cada CI mapeado.

0000	4K	ROM
1000	4K	ROM
2000	4K	ROM
3000	4K	ROM
4000	4K	ROM
5000	4K	ROM
6000	4K	ROM
7000	4K	ROM
8000	2K	RAM
8800	2K	RAM
9000	2K	RAM
9800	2K	RAM
A000	2K	RAM
A800	2K	RAM
B000	2K	RAM
B800	2K	RAM

Figura B.2 - Exemplo de mapa de memória.

Para selecionar cada faixa de endereço (cada CI) adequadamente é necessário usar circuitos decodificadores como por exemplo o CI 8205. Cada um deste CI permite selecionar 8 faixas de endereços. Portanto, o exemplo da figura B.2 será implementado com apenas 2 destes CIs.

Tendo em vista que o microprocessador 8085 possui 8 pinos que são multiplexados para endereço e dados, torna-se necessário a utilização de portas para separar as informações nestes pinos. Entre os CIs disponíveis para esta aplicação pode ser selecionado o CI 8212.

A comunicação do microprocessador com o meio externo é feita através dos dispositivos de entrada e saída. Como exemplos destes dispositivos podem ser citados teclado, impressora, leitora, circuitos integrados tais como 8155, 8251, 8253, 8255, etc.

A seleção destes dispositivos é feita através dos 8 bits menos significativos de endereço, possibilitando a ligação de até 256 destes dispositivos ao microprocessador.

O mapeamento dos dispositivos de entrada e saída também pode ser feito utilizando os mesmos decodificadores usados no mapeamento de memórias. O que difere um mapeamento do outro é a forma de usar o pino IO/ \bar{M} do microprocessador. Na seleção dos dispositivos de entrada e saída o nível lógico deste pino deve ser alto para ativar o decodificador, enquanto que na seleção de memórias este nível lógico deve ser baixo.

B.3 - Características do Sistema SDK da INTEL

O SDK-85 é um sistema básico de processamento desenvolvido pela INTEL CORPORATION que pode ser usado em várias aplicações, sua estrutura básica está representada na figura B.3.

Ele possui como CPU o microprocessador 8085 que opera com uma frequência de 3,072 MHz derivada de um oscilador de cristal de 6,144 MHz, resultando num período de relógio de 330 ns e um ciclo de instrução 1,3 µs.

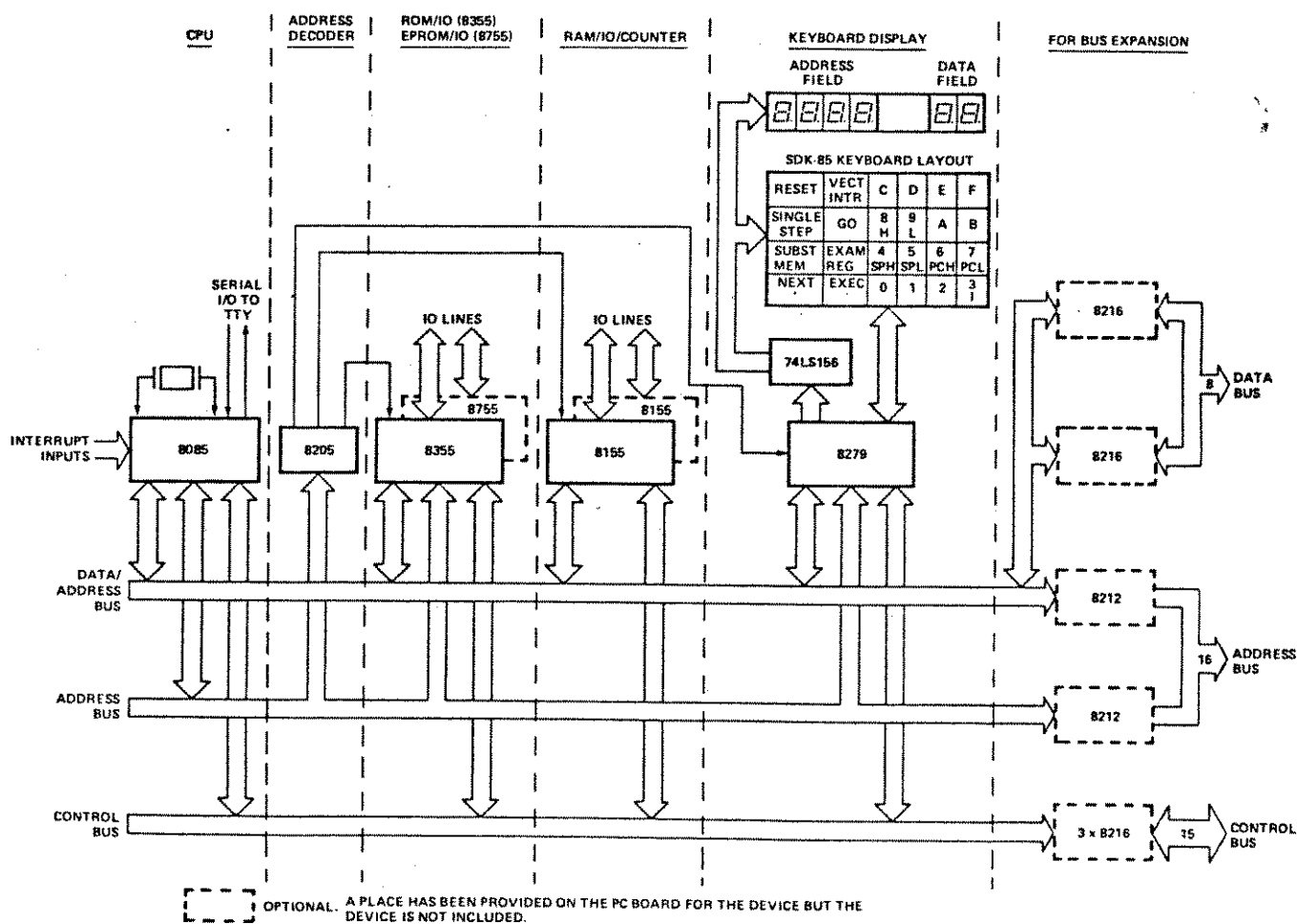


Figura B.3 - Diagrama funcional do SDK-85.

A decodificação de endereços é feita através do decodificador 8205.

Os CIs 8355 e 8755 são responsáveis pelas partes de memórias de programas. Eles têm a mesma função, contendo cada um 2K de memórias e duas portas de entrada e saída. A única diferença entre eles é que o 8755 é mais versátil porque seu conteúdo de memória pode ser apagado e reprogramado enquanto o 8355 não apresenta esta versatilidade. Embora, inicialmente, a capacidade de memória de programas do SDK-85 seja baixa (4K) ela pode ser expandida.

Originalmente a capacidade de memória do tipo RAM do SDK-85 é de $\frac{1}{2}$ K, constituída por 2 CI 8155. Cada um deste CI além de 256 bytes de RAM possui três portas de entrada e saída, e um temporizador/contador programável.

O acoplamento do teclado e do display ao 8085 é feito basicamente pelo CI 8279 com o auxílio do decodificador 74LS156.

Além dos componentes básicos já citados, o SDK-85 contém um conjunto de CIs constituídos dos CIs 8216 e 8212 que fornece os barramentos de dados, de endereços e de controle para futuras expansões, como indicado na figura B.3.

A figura B.4 mostra o mapa inicial de memória do SDK-85. Observa-se que nos endereços iniciais, o mapeamento foi feito com a utilização do CI 8205 de tal forma que cada saída deste decodificador seleciona 2K de endereços. Como consequência deste mapeamento surge faixas de endereços não usáveis quando se trabalha com os CIs 8155.

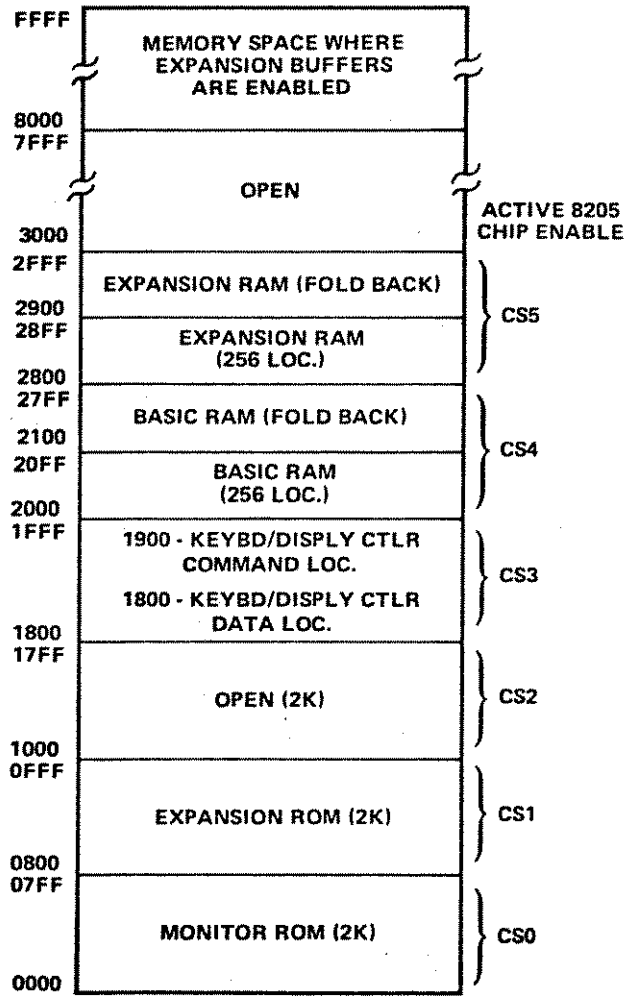


Figura B.4 - Mapa de memória do SDK-85.

A P Ê N D I C E C

LISTAGENS DE PROGRAMAS UTILIZADOS

C.1 - Programa de Controle do Compensador

Endereço	Instrução	Código Hexad.	Comentários
A800	MVI A, CO	3E	Programa a segunda 8155 tal que seu tempo rizador gere onda qua drada com frequência 1/200 da frequência do sinal de relógio usado pelo microprocessador. Esta onda quadrada se rá sinal de relógio dos Contadores 8253.
A801		CO	
A802	OUT 28	D3	
A803		28	
A804	MVI A, C8	3E	
A805		C8	
A806	OUT 2C	D3	
A807		2C	
A808	MVI A, 40	3E	
A809		40	
A80A	OUT 2D	D3	
A80B		2D	
A80C	LXI SP, 87FF	31	
A80D		FF	
A80E		87	
A80F	MVI A, OC	3E	
A810		OC	
A811	OUT 20	D3	
A812		20	

A813	MVI A, 18	3E	
A814		18	
A815	STA B003	32	Programa contador <u>ze</u>
A816		03	ro do primeiro e <u>se</u>
A817		B0	gundo circuito <u>inte</u>
A818	STA B803	32	grado 8253.
A819		03	
A81A		B8	
A81B	MVI A, 58	3E	
A81C		58	
A81D	STA B003	32	
A81E		03	Programa contador 1
A81F		B0	dos circuitos <u>integra</u>
A820	STA B803	32	dos 8253.
A821		03	
A822		B8	
A823	MVI A, 98	3E	
A824		98	
A825	STA B003	32	
A826		03	Programa contador 2
A827		B0	dos circuitos <u>integra</u>
A828	STA B803	32	dos 8253.
A829		03	
A82A		B8	
A82B	MVI A, 00	3E	
A82C		00	
A82D	STA 8270	32	

A82E		70	
A82F		82	
A830	MVI A, 00	3E	
A831		00	
A832	STA 8271	32	Inicializa i_a , i_b e
A833		71	i_c .
A834		82	
A835	MVI A, 00	3E	
A836		00	
A837	STA 8272	32	
A838		72	
A839		82	
A83A	MVI A, 50	3E	
A83B		50	
A83C	STA 8273	32	
A83D		73	
A83E		82	
A83F	MVI A, 50	3E	
A840		50	Inicializa α_a , α_b e
A841	STA 8274	32	α_c .
A842		74	
A843		82	
A844	MVI A, 50	3E	
A845		50	
A846	STA 8275	32	
A847		75	
A848		82	

A849	MVI A, 00	3E	
A84A		00	
A84B	OUT 23	D3	Zera a porta C.
A84C		23	
A84D	IN 21	DB	
A84E		21	
A84F	SUI 00	D6	Lê porta A até apare
A850		00	cer pulso (zero de ten
A851	JZ A84D	CA	são).
A852		4D	
A853		A8	
A854	MOV E, A	5F	
A855	MVI A, 02	3E	Pesquisa se v_b passou
A856		02	por zero.
A857	SUB E	93	
A858	JMP A85B	C3	
A859		5B	
A85A		A8	
A85B	JMP A85E	C3	Atraso para aguardar
A85C		5E	tempo de conversão do
A85D		A8	A/D
A85E	JMP A861	C3	
A85F		61	
A860		A8	
A861	JNZ A8F2	C2	Salta para o endereço
A862		F2	A8F2 se não for 0 de
A863		A8	v_b .

A864	MVI A, 02	3E	Carrega acumulador com
A865		02	02 para a leitura de i_b
A866	CALL AA50	CD	Chama subrotina prepa
A867		50	ração.
A868		AA	
A869	STA 8271	32	Guarda valor de i_b no
A86A		71	endereço 8271.
A86B		82	
A86C	MVI A, 04	3E	Habilita leitura de
A86D		04	i_c .
A86E	CALL AA50	CD	Chama subrotina prepa
A86F		50	ração.
A870		AA	
A871	STA 8272	32	Guarda o valor de i_c
A872		72	no endereço 8272.
A873		82	
A874	LDA 2000	3A	Lê valor de K.
A875		00	
A876		20	
A877	MOV D, A	57	Guarda K no REG D
A878	AMI 80	E6	Pesquisa sinal de K.
A879		80	
A87A	JNZ A898	C2	Salta para o endereço
A87B		98	A898 se K for negativa
A87C		A8	
A87D	LDA 8272	3A	Carrega acumulador com
A87E		72	i_c .
A87F		82	

A880	MOV C, A	4F	Guarda i_c no reg. C.
A881	ANI 80	E6	Pesquisa sinal de i_c .
A882		80	
A883	JZ A8AE	CA	Salta para o endereço A8AE se i_c for positivo.
A884		AE	
A885		A8	
A886	MOV A, C	79	Carrega acumulador com i_c .
A887	CMA	2F	Calcula complemento
A888	ADI, 01	C6	2 de i_c e guarda no reg. C.
A889		01	
A88A	MOV C, A	4F	
A88B	CALL AA00	CD	Chama subrotina multi plicação.
A88C		00	
A88D		AA	
A88E	MOV A, H	7C	Calcula complemento 2 do produto.
A88F	CMA	2F	
A890	ADI, 81	C6	
A891		01	
A892	JMP A895	C3	Equaliza tempo de pro cessamento.
A893		95	
A894		A8	
A895	JMP A8C0	C3	Salta para o endereço A8C0.
A896		C0	
A897		A8	
A898	MOV A, D	7A	Calcula complemento 2 de K e guarda no reg. D.
A899	CMA	2F	
A89A	ADI, 01	C6	
A89B		01	

A89C	MOV D, A	57	
A89D	LDA 8272	3A	Carrega acumulador com
A89E		72	i_c .
A89F		82	
A8A0	MOV C, A	4F	Guarda i_c no reg. C.
A8A1	ANI 80	E6	
A8A2		80	Pesquisa sinal de i_c .
A8A3	JZ A88B	CA	
A8A4		8B	Salta para o endereço
A8A5		A8	A88B se i_c for positivo.
A8A6	MOV A, C	79	
A8A7	CMA	2F	Calcula complemento 2
A8A8	ADI, 01	C6	de i_c e guarda no reg. C.
A8A9		01	
A8AA	MOV C, A	4F	
A8AB	JMP A8BC	C3	Salta para o endereço
A8AC		BC	A8BC.
A8AD		A8	
A9AE	JMP A8B1	C3	
A8AF		B1	
A8B0		A8	
A8B1	JMP A8B4	C3	
A8B2		B4	
A8B3		A8	Equaliza tempo de <u>pro</u>
A8B4	JMP A8B7	C3	cessamento.
A8B5		B7	
A8B6		A8	
A8B7	JMP A8BA	C3	

A8B8		BA	:	
A8B9		A8		
A8BA	MOV A, A	7F		
A8BB	MOV A, A	7F		
A8BC	CALL MULT	CD		Chama subrotina multi
A8BD		00		plicação.
A8BE		AA		
A8BF	MOV A, H	7C		Guarda produto nos reg.
A8C0	MOV B, A	47		A e B.
A8C1	LXI H, 8271	21		
A8C2		71		Carrega par HL com en
A8C3		82		dereço de i_b .
A8C4	ADD M	86		Efetua a soma ($i_b + K i_c$).
A8C5	STA 827A	32		
A8C6		7A		Guarda valor anterior
A8C7		82		em 827A.
A8C8	MOV A, M	7E		Guarda valor de i_b em A.
A8C9	SUB B	90		Efetua ($i_b - K i_c$) e
A8CA	STA 827B	32		guarda o valor em 827B.
A8CB		7B		
A8CC		82		
A8CD	LXI H, 827A	21		
A8CE		7A		Carrega par HL com en
A8CF		82		dereço de ($i_b + K i_c$).
A8D0	MOV A, M	7E		Transfere ($i_b + K i_c$) para A.
A8D1	LXI H, 827D	21		
A8D2		7D		Carrega par HL com en
A8D3		82		dereço de ($i_c - K i_b$).

A8D4	ADD M	86	Efetua $(i_b + Ki_c + i_c - Ki_b) = K_1$.
A8D5	LXI H, 8270	21	
A8D6		70	Carrega par HL com i_a .
A8D7		82	
A8D8	SUB M	96	Efetua $K_1 - i_a$.
A8D9	CALL AA20	CD	
A8DA		20	Chama subrotina <u>cálcu</u>
A8DB		AA	lo.
A8DC	STA 8274	32	
A8DD		74	Armazena α_b no <u>endere</u>
A8DE		82	ço 8274.
A8DF	SUI 1E	D6	
A8E0		1E	Desconta tempo de <u>pro</u>
A8E1	STA B001	32	cessamento.
A8E2		01	Envia número a ser <u>con</u>
A8E3		BO	tado pelo contador 1
A8E4	LDA 8273	3A	do 1º 8253.
A8E5		73	
A8E6		82	Carrega acumulador com
A8E7	ADI OC	C6	α_a .
A8E8		OC	Desconta tempo de <u>pro</u>
A8E9	STA B800	32	cessamento.
A8EA		00	Envia número a ser <u>con</u>
A8EB		B8	tado pelo contador 0
A8EC	JMP A8EF	C3	do 2º 8253.
A8ED		EF	
A8EE		A8	Equaliza tempo de <u>pro</u>
			cessamento.

A8EF	JMP A849	C3	Salta para o endereço A849.
A8F0		49	
A8F1		A8	
A8F2	JP A97C	F2	Salta para o endereço A97C se não for 0 de v_c .
A8F3		7C	
A8F4		A9	
A8F5	MVI A, 04	3E	Carrega acumulador com 04 para leitura de i_c .
A8F6		04	
A8F7	CALL AA50	CD	Chama subrotina <u>prepa</u> ração.
A8F8		50	
A8F9		AA	
A8FA	STA 8272	32	Guarda valor de i_c no endereço 8272.
A8FB		72	
A8FC		82	
A8FD	MVI A, 02	3E	Habilita leitura i_b .
A8FE		02	
A8FF	CALL AA50	CD	Chama subrotina <u>prepa</u> ração.
A900		50	
A901		AA	
A902	STA 8271	32	Guarda valor i_b no <u>en</u> dereço 8271.
A903		71	
A904		82	
A905	LDA 2000	3A	Lê valor de K.
A906		00	
A907		20	
A908	MOV D,A	57	Guarda K no reg. A.
A909	ANI 80	E6	Pesquisa sinal de K.

A90A		80	
A90B	JNZ A929	C2	Salta para o endereço
A90C		29	A929 se K for negativo.
A90D		A9	
A90E	LDA 8271	3A	Carrega acumulador com
A90F		71	i_b .
A910		82	
A911	MOV C, A	4F	Guarda i_a no reg. C.
A912	ANI 80	E6	Pesquisa sinal de i_b .
A913		80	
A914	JZ A93E	CA	Salta para o endereço
A915		3F	A93F se i_b for positivo
A916		A9	
A917	MOV A, C	79	
A918	CMA	2F	Calcula complemento 2
A919	ADI, 01	C6	de i_b e guarda no reg.
A91A		01	C.
A91B	MOV C, A	4F	
A91C	CALL AA00	CD	Chama subrotina multi
A91D		00	plicação.
A91E		AA	
A91F	MOV A, H	7C	
A920	CMA	2F	Calcula complemento 2
A921	ADI, 01	C6	do produto.
A922		01	
A923	JMP A926	C3	Salta para o endereço
A924		26	A926.
A925		A9	

A926	JMP A951	C3	Salta para o endereço A951.
A927		51	
A928		A9	
A929	MOV A, D	7A	
A92A	CMA	2F	Calcula complemento 2 de K e guarda no reg. D.
A92B	ADI, 01	C6	
A92C		01	
A92D	MOV D, A	57	
A92E	LDA 8271	3A	Carrega acumulador com i_b .
A92F		71	
A930		82	
A931	MOV C, A	4F	Guarda i_b no reg. C.
A932	ANI 80	E6	Pesquisa sinal de i_b .
A933		80	
A934	JZ A91C	CA	Salta para o endereço A91C se i_b for positivo.
A935		1C	
A936		A9	
A937	MOV A, C	79	
A938	CMA	2F	Calcula complemento 2 de i_b e guarda no reg. C.
A939	ADI, 01	C6	
A93A		01	
A93B	MOV C, A	4F	
A93C	JMP A94D	C3	Salta para o endereço A94D.
A93D		4D	
A93E		A9	

A93F	JMP A942	C3	
A940		42	
A941		A9	
A942	JMP A945	C3	
A943		45	
A944		A9	
A945	JMP A948	C3	Equaliza tempo de <u>pro</u>
A946		48	cessamento.
A947		A9	
A948	JMP A94B	C3	
A949		4B	
A94A		A9	
A94B	MOV A, A	7F	
A94C	MOV A, A	7F	
A94D	CALL MULT	CD	
A94E		00	Chama subrotina <u>multi</u>
A94F		AA	plicação.
A950	MOV A, H	7C	Guarda produto nos reg
A951	MOV B, A	47	A e B.
A952	LXI H, 8272	21	
A953		72	Carrega par HL com <u>en</u>
A954		82	dereço de i_c .
A955	ADD M	86	
A956	STA 827C	32	Efetua soma ($i_c + K i_b$)
A957		7C	e guarda o valor em 827C.
A958		82	

A959	MOV A, M	7E	Transfere i_c para A.
A95A	SUB B	90	
A95B	STA 827D	32	Efetua $(i_c - K i_b)$ e
A95C		7D	guarda o valor em 827D.
A95D		82	
A95E	LXI H, 8270	21	Carrega par HL com <u>en</u>
A95F		70	dereço i_a .
A960		82	
A961	ADD M	86	Efetua $(i_c - K i_b + i_a) = K_2$.
A962	LXI H, 827B	21	Carrega HL com <u>endere</u>
A963		7B	ço $(i_b - K i_c)$.
A964		82	
A965	SUB M	96	Efetua $K_2 - (i_b - K i_c)$.
A966	CALL AA20	CD	Chama subrotina <u>cálcu</u>
A967		20	lo.
A968		AA	
A969	STA 8275	32	Armazena α_c no <u>endere</u>
A96A		75	ço 8275.
A96B		82	
A96C	SUI 1E	D6	Desconta tempo de <u>pro</u>
A96D		1E	cessamento.
A96E	STA B002	32	Envia o número a ser
A96F		02	contado pelo contador
A970		B0	2 do 1º 8253.
A971	LDA 8274	3A	
A972		74	Carrega acumulador com
A973		82	α_b .

A974	ADI OC	C6	Desconta tempo de <u>pro</u>
A975		0C	cessamento.
A976	STA B801	32	Envia o número a ser
A977		01	contado pelo contador
A978		B8	1 do 2º 8253.
A979	JMP A849	C3	Salta para endereço
A97A		49	A849.
A97B		A8	
A97C	MVI A, 01	3E	Habilita leitura de i_a .
A97D		01	
A97E	CALL AA50	CD	Chama subrotina <u>proces</u>
A97F		50	samento.
A980		AA	
A981	STA 8270	32	Guarda i_a no endereço
A982		70	8270.
A983		82	
A984	LXI H, 827A	21	Carrega par HL com <u>en</u>
A985		7A	dereço de $(i_b + K i_c)$.
A986		82	
A987	ADD M	86	Efetua $(i_a + i_b + K i_c) = K_3$.
A988	LXI H, 827C	21	Carrega HL com <u>endere</u>
A989		7C	ço de $(i_c + K i_b)$.
A98A		82	
A98B	SUB M	96	Efetua $K_3 - (i_c - K i_b)$.
A98C	CALL AA20	CD	Chama subrotina <u>cálcu</u>
A98D		20	lo.
A98E		AA	

A98F	STA 8273	32	Guarda valor de α_a no endereço 8273.
A990		73	
A991		82	
A992	SUI 1E	D6	Desconta tempo de <u>pro</u> cessamento.
A993		1E	
A994	STA B000	32	Envia número a ser <u>con</u> tado pelo contador 0 do 1º 8253.
A995		00	
A996		B0	
A997	LDA 8275	3A	Carrega acumulador com α_c .
A998		75	
A999		82	
A99A	ADI OC	C6	Desconta tempo de <u>pro</u> cessamento.
A99B		OC	
A99C	STA B802	32	Envia número a ser <u>con</u> tado pelo contador 2 do 2º 8253.
A99D		02	
A99E		B8	
A99F	MVI B, 38	06	
A9A0		38	
A9A1	DCR B	05	
A9A2	JNZ A9A1	C2	Equaliza tempo de <u>pro</u> cessamento.
A9A3		A1	
A9A4		A9	
A9A5	MCI A,00	3E	
A9A6		00	
A9A7	MVI A, 00	3E	
A9A8		00	

A9A9	JMP A849	C3	Salta para o endereço A849.
A9AA		49	
A9AB		A8	
A9AC	RST 1	CF	Termina o programa.

Subrotina Multiplicação

AA00	MVI A, 08	3E	Carrega acumulador com nº de bits do multiplicador.
AA01		08	
AA02	MVI B, 00	06	Zera o registrador B.
AA03		00	
AA04	LXI H, 0000	21	Zera o par HL.
AA05		00	
AA06		00	
AA07	XCHG	EB	Troca conteúdo DE com HL.
AA08	DAD H	29	Roda HL para a esquerda.
AA09	XCHG	EB	Troca DE com HL.
AA0A	JNC AA0E	D2	Salta para o endereço AA0E se tiver rodado um 0.
AA0B		0E	
AA0C		AA	
AA0D	DAD B	09	Soma multiplicador.
AA0E	DCR A	3D	Decrementa A de 1.
AA0F	RZ	C8	Retorna se zerou contador.
AA10	DAD H	29	Roda par HL para a esquerda
AA11	JMP AA07	C3	Salta para o endereço AA07.
AA12		07	
AA13		AA	

Subrotina Cálculo

AA20	MOV B, A	47	Salva resultado em B.
AA21	ANI 80	E6	
AA22		80	Salta para o endereço
AA23	JNZ AA32	C2	AA32 se a diferença
AA24		32	for negativa.
AA25		AA	
AA26	MVI D, 68	16	Carrega reg. D com o
AA27		68	multiplicador.
AA28	MOV C, B	48	Carrega C com multiplicando
AA29	CALL AA00	CD	
AA2A		00	Chama subrotina multi
AA2B		AA	plicação.
AA2C	MOV A, H	7C	Transf. result. para reg. A.
AA2D	ADI 4A	C6	
AA2E		4A	Soma 4A.
AA2F	JMP AA41	C3	
AA30		41	Salta para endereço AA41.
AA31		AA	
AA32	MOV A, B	78	Recupera diferença.
AA33	CMA	2F	
AA34	ADI 01	C6	Determina complemento
AA35		01	2 e armazena em C.
AA36	MOV C, A	4F	
AA37	MVI D, 68	16	Carrega reg. D com mul
AA38		68	tiplicador.

AA39	CALL AA00	CD	Chama subrotina multi plicação.
AA3A		00	
AA3B		AA	
AA3C	MOV A, H	7C	Transf. Result. p/ A.
AA3D	MOV E, A	5F	Guarda valor em E.
AA3E	MVI A, 4A	3E	Carrega A com 4A.
AA3F		4A	
AA40	SUB E	93	Subtrai produto de 4A.
AA41	MOV L, A	6F	Det. ângulo de disparo.
AA42	MVI H, AB	26	Transforma em endereço.
AA43		AB	
AA44	MOV A, M	7E	Carrega A com α .
AA45	RET	C9	Retorna.

Subrotina Preparação

AA50	OUT 23	D3	Habilita a leitura e lê a corrente.
AA51		23	
AA52	IN 22	DB	
AA53		22	
AA54	MOV B, A	47	Guarda valor lido em B.
AA55	ANI 80	E6	Pesquisa sinal de cor rente.
AA56		80	
AA57	JZ AA61	CA	Salta para endereço
AA58		61	AA61 se o valor da cor
AA59		AA	rente for negativo.

AA5A	MOV A, B	78	Prepara valor positivo das correntes.
AA5B	SUI	D6	
AA5C		80	
AA5D	MOV A, A	7F	Equaliza tpo processamento.
AA5E	JMP AA67	C3	
AA5F		67	Salta para endereço AA67.
AA60		AA	
AA61	MVI A, 80	3E	
AA62		80	
AA63	SUB B	90	Prepara valor negativo das correntes.
AA64	CMA	2F	
AA65	ADI 01	C6	
AA66		01	
AA67	RET	C9	Retorna.

C.2 - Programa para Análise de Desempenho do Compensador para Tensões Desequilibradas

```

C      DEBUG INIT
C      END DEBUG
      IMPLICIT REAL*8 (A-H,O-Z),INTEGER*2(I-N)
      COMPLEX*16 IA,IB,IC,I1,I2,H,H2
      REAL*8 C(3,3),I(3),MODA,MODB,MODC,IAR,IAI,IBR,IBI,ICR,ICI
      REAL*8 I1R,I1I,I2R,I2I,K,TETA,B(3)
      REAL*4 X(101),B1(101,5),B2(101,5),B3(101,5)
      REAL*4 D1(101,5),D2(101,5),D3(101,5)
      CHARACTER*8 ARQ1,ARQ2,ARQ3
      DATA ARQ1/'      BAB'/',ARQ2/'      BBC'/',ARQ3/'      BCA'/'
      PI = DACOS(-1.D0)
      GR = PI/180.D0
      RG = 180.D0/PI
      V=1.D0
      HR = DCOS(120.D0*GR)
      HI = DSIN(120.D0*GR)
      H = DCMLPX(HR,HI)
      HR2 = DCOS(240.D0*GR)
      HI2 = DSIN(240.D0*GR)
      H2 = DCMLPX(HR2,HI2)
      R3 = DSQRT(3.D0)
      READ(1,100)MODA,ANGA,MODB,ANGB,MODC,ANGC
100  FORMAT(6(F10.0,2X))
      IAR = MODA*DCOS(ANGA*GR)
      IAI = MODA*DSIN(ANGA*GR)
      IA = DCMLPX(IAR,IAI)
      IBR = MODB*DCOS(ANGB*GR)
      IBI = MODB*DSIN(ANGB*GR)
      IB = DCMLPX(IBR,IBI)
      ICR = MODC*DCOS(ANGC*GR)
      ICI = MODC*DSIN(ANGC*GR)
      IC = DCMLPX(ICR,ICI)
      I1 = IA + H*IB + H2*IC
      I2 = IA + H2*IB + H*IC
      I1R = DREAL(I1)
      I1I = DIMAG(I1)
      I2R = DREAL(I2)
      I2I = DIMAG(I2)
      ANGUL = 30.D0*GR
      DO 1 NTETA=1,5
      TETA = ANGUL*(NTETA - 1)
      DO 1 NK=1,101
      K = (NK - 1)/1000.
      ST=SIN(TETA)
      CT=COS(TETA)
      A=-R3-2.D0*R3**K**K-R3**K**K**K-4.D0*R3**K*CT-4.D0*R3**K**K**K*CT
&      -4.D0*R3**K**K*(CT)*CT+2.D0**K*ST+2.D0**K**K**K*ST+
&      4.D0**K**K*CT*ST
      BE=-1.D0+K**K**K**K-2.D0**K*CT+2.D0**K**K**K*CT
      CE=-1.D0-2.D0**K*CT-K**K
      D=1.D0+2.D0**K*CT+K**K
      I(1) = A * I1I + BE * I1R
      I(2) = CE * I2I
      I(3) = D * I2R
      C(1,1) = (V/R3)*(R3*2.D0+3.D0*R3**K**K+R3**K**K**K**K+7.D0*R3**K*CT

```

```

&+5.D0*R3*K*K*K*CT+6.D0*R3*K*K*CT*CT-3.D0*K*ST
& -3.D0*K*K*K*ST-6.D0*K*K*ST*CT)
C(1,2) = (V/R3)*(2.D0*R3-2.D0*R3*K*K*K*K+4.D0*R3*K*CT-4.D0
&*R3*K*K*K*CT)
C(1,3) = (V/R3)*(2.D0*R3+3.D0
& *R3*K*K*K+R3*K*K*K*K+4.D0*R3*K*CT+2.D0*R3*K*K*K*CT
& -6.D0*K*ST-6.D0*K*K*K*ST-12.D0*K*K*CT*ST)
C(2,1) = ((3.D0*V)/(2.D0*R3))*(1.D0+2.D0*K*CT+K*K)
C(2,2) = ((3.D0*V)/(2.D0*R3))*(K*K-1.D0)
C(2,3) = ((3.D0*V)/(2.D0*R3))*(K*K+K*CT-R3*K*ST)
C(3,1) = (V/2.D0)*(1.D0+2.D0*K*CT+K*K)
C(3,2) = (V/2.D0)*(1.D0+K*K+2.D0*K*CT+2.D0*R3*K*ST)
C(3,3) = (V/2.D0)*(-2.D0+K*K-K*CT+R3*K*ST)
CALL SIM( 3, C, B, 1.D-4, -1, 3 )
CALL MATVED (C,I,B)
C WRITE(6,1023)K, IETA, (B(L),L=1,3)
C1023 FORMAT(5(F10.5,2X))
X(NK) = SNGL(K)
B1(NK,NTETA) = SNGL(B(1))
B2(NK,NTETA) = SNGL(B(2))
B3(NK,NTETA) = SNGL(B(3))
D1(NK,NTETA) = ((B1(NK,NTETA)-B1(1,NTETA))/(B1(1,NTETA)))*100.
D2(NK,NTETA) = ((B2(NK,NTETA)-B2(1,NTETA))/(B2(1,NTETA)))*100.
D3(NK,NTETA) = ((B3(NK,NTETA)-B3(1,NTETA))/(B3(1,NTETA)))*100.
1 CONTINUE
CALL GRAF(X,D1,ARQ1)
CALL GRAF(X,D2,ARQ2)
CALL GRAF(X,D3,ARQ3)
STOP
END
SUBROUTINE GRAF(X,Y,ARQ)
C-----DECLARACAO DE COMPRIMENTO DOS STRINGS
CHARACTER*80 TP, TX, TY
CHARACTER*8 ARQ
CHARACTER*12 TITLEG(5)
C-----DIMENSIONAMENTO DOS CONJUNTOS DE DADOS
REAL*4 X(101), Y(101,5), RANGE(4), AJUSTL(2)
INTEGER*4 CNTRL(12), PARML(7)
C-----DEFINICAO DO TITULO PRINCIPAL DO GRAFIC
TP = ' SUSCEPTANCIA DE COMPENSACAO'
C-----DEFINICAO DO TITULO PARA O EIXO X
TX = 'GRAU DE DESEQUILIBRIO DE TENSAO'
C-----DEFINICAO DO TITULO PARA O EIXO Y
TY = 'VARIACAO PERCENTUAL DA SUSCEPTANCIA'
C-----NUMERO DE CARACTERES DO TITULO PRINCIPAL
CNTRL(3) = 28
C-----NUMERO DE CARACTERES DO TITULO PARA O EIXO X
CNTRL(4) = 32
C-----NUMERO DE CARACTERES DO TITULO PARA O EIXO Y
CNTRL(5) = 36
C-----DEFINICAO DOS LIMITES PARA O EIXO X
RANGE(1) = 0.00
RANGE(2) = 0.10
C-----DEFINICAO DOS LIMITES PARA O EIXO Y
RANGE(3) = -5.00

```

```

RANGE(4) = 5.00
C-----ESCOLHA DO FORMATO DO GRAFIC (0=PEQUENO, 1=GRANDE)
  CNTRL(1) = 0
C-----OPCAO PARA A MOLDURA DO GRAFIC (0=SEM, 1=COM)
  CNTRL(2) = 1
C-----NUMERO DE CURVAS
  CNTRL(6) = 5
C-----NUMERO DE PONTOS
  CNTRL(7) = 101
C-----ESCALAS DOS EIXOS (0=LIN/LIN, 1=LIN/LOG, 2=LOG/LIN, 3=LOG/LOG)
  CNTRL(8) = 0
C-----NUMERO DE SEGMENTOS A SEREM INTERPOLADOS ENTRE OS PONTOS
  CNTRL(9) = 1
C-----CORES DAS CURVAS (-1=VARIAVEL, 0=SEM, 1-4=COM)
  CNTRL(10) = -1
C-----TIPO DE TRACADO DAS CURVAS (-1=VARIAVEL, 0=SEM, 1-7=COM)
  CNTRL(11) = -1
C-----TIPO DE MARCA DOS PONTOS (-1=VARIAVEL, 0=SEM, 1-8=COM)
  CNTRL(12) = 0
C-----NUMERO DE ITENS DA LEGENDA
  NILEG = 5
C-----NUMERO DE CARACTERES DOS ITENS DA LEGENDA
  NCHARL = 12
C-----OPCAO PARA A MOLDURA DA LEGENDA (0=SEM, 1=COM)
  PARML(1) = 1
C-----OPACIDADE DA LEGENDA (0=TRANSPARENTE, 1=OPACA)
  PARML(2) = 1
C-----ORIENTACAO DAS LEGENDAS (0=VERTICAL, 1=HORIZONTAL)
  PARML(3) = 0
C-----ORDEM DAS LEGENDAS (0=INVERTIDA, 1=NORMAL)
  PARML(4) = 0
C-----LARGURA MAXIMA DE UMA LEGENDA HORIZONTAL (EM CARACTERES BASICOS)
  PARML(5) = 0
C-----ALTURA MAXIMA DE UMA LEGENDA VERTICAL (EM CARACTERES BASICOS)
  PARML(6) = 0
C-----POSICAO BASICA DAS LEGENDAS (1-6=CONFORME ESQUEMA)
  PARML(7) = 3
C-----AJUSTE FINAL DAS LEGENDAS (DESLOCAMENTO EM CARACTERES BASICOS)
  AJUSTL(1) = 12.
  AJUSTL(2) = 7.
C-----DEFINICAO DOS TITULOS DAS LEGENDAS
  TITLEG(1) = 'TETA = 0'
  TITLEG(2) = 'TETA = 30'
  TITLEG(3) = 'TETA = 60'
  TITLEG(4) = 'TETA = 90'
  TITLEG(5) = 'TETA = 120'
  C  TITLEG(6) = 'TETA = 180'
  C  TITLEG(7) = 'TETA = 216'
  C  TITLEG(8) = 'TETA = 252'
  C  TITLEG(9) = 'TETA = 288'
  C  TITLEG(10) = 'TETA = 324'
C-----PASSAGEM DAS INFORMACOES DE CONSTRUCAO DA LEGENDA
  CALL LEGENT (NILEG, NCHARL, TITLEG, PARML, AJUSTL)
  CALL LEGENC (NILEG, NCHARL, TITLEG, PARML, AJUSTL)
C-----CRIACAO DO ARQUIVO GRAFIC PARA IMPRESSORA OU VIDEO

```



```

      CALL GRAFIT (ARQ, TP, TX, TY, X, Y, RANGE, CNTRL)
      CALL GRAFIC (ARQ, TP, TX, TY, X, Y, RANGE, CNTRL)
C-----FIM DO PROGRAMA
      RETURN
      END
C*****
C      SUBROTINA PARA IMPRESSAO DE MATRIZES REAIS
C*****
      SUBROUTINE IMPMAT(XMAT)
      REAL*8 XMAT
      CHARACTER*6 COL,LIN*5
      DATA COL,LIN/'COLUNA','LINHA'/
      DIMENSION XMAT(3,3)
      M = 3
      N = 3
C***** PREPARACAO PARA IMPRESSAO
      L = N / 4
      IF(4*L.LT.N)L = L + 1
      J1 = -3
      DO 100 K = 1,L
      J1 = J1 + 4
      J2 = J1 + 3
      IF(K.EQ.L)J2 = N
C*****IMPRESSAO DA MATRIZ
      WRITE(6,150)
      150 FORMAT(//)
      WRITE(6,200)(COL,J,J=J1,J2)
      200 FORMAT(9X,4(7X,A6,I4))
      WRITE(6,400)
      400 FORMAT(1X)
      DO 100 I = 1,M
      WRITE(6,300)LIN,I,(XMAT(I,J),J=J1,J2)
      300 FORMAT(1X,A5,1X,I3,4(4X,1PE13.6))
      100 CONTINUE
      RETURN
      END
      SUBROUTINE MATVED (A,X,Z)
      REAL*8 A(3,3), X(3),Z(3)
C ..... Z(M) = A(M,N) * X(N) .....
      DO 5 I = 1,3
      5 Z(I) = 0.
      DO 6 I = 1,3
      DO 6 J = 1,3
      6 Z(I) = A(I,J)*X(J) + Z(I)
      RETURN
      END
      SUBROUTINE SIM( N, A, X, EPS, INDIC, NRC )
C
C      QUANDO INDIC E NEGATIVO, SIMUL CALCULA A MATRIZ INVERSA DE A DE
C      DIMENS&AO. N POR N. QUANDO INDIC E ZERO, SIMUL CALCULA A SOLU&CA.O
C      DE UM SISTEMA LINEAR E CALCULA A INVERSA DA MATRIZ DOS
C      COEFICIENTES. SE INDIC E POSITIVO, APENAS A SOLU&CA.O DO SISTEMA E
C      CALCULADA. IROW E JCOL GUARDAM OS VALORES DAS LINHAS E COLUNAS
C      DOS SUCESSIVOS ELEMENTOS PIVOTS.K E O CONTADOR DE PIVOTS. PIVOT
C      E O VALOR ALGEBRICO DO ELEMENTO PIVOT. MAX E O NUMERO DE COLUNAS

```

```

C      DE A E DETER E O DETERMINANTE DA MATRIZ DE COEFICIENTES. O VALOR
C      DO DETERMINANTE E VOLTADO COMO VALOR DA FUN&CA.O. SE O MAIOR PIVOT
C      FOR MENOR QUE EPS, A MATRIZ SERA CONSIDERADA SINGULAR E O VALOR
C      ZERO E VOLTADO COMO VALOR DA FUN&CA.O.
C
C      IMPLICIT REAL*8(A-H, D-Z)
C      REAL*8 A, X, EPS, SIMUL
C      DIMENSION IROW(50), JCOL(50), JORD(50), Y(50), A(NRC,NRC), X(N)
C
C      MAX = N
C      IF ( INDIC.GE.0 ) MAX = N + 1
C
C      .....SE N MAIOR QUE 50 .....
C      IF ( N.LE.50 ) GO TO 5
C      WRITE (6,200)
C      SIMUL = 0.
C      RETURN
C
C      ..... INICIO DA ELIMINA&CA.O .....
C      DETER = 1.
C      DO 18 K = 1, N
C      KM1 = K - 1
C
C      ..... PESQUISA PARA O ELEMENTO PIVOT ...
C      PIVOT = 0.
C      DO 11 I = 1, N
C      DO 11 J = 1, N
C      ..... EXAMINA IROW E JROW PARA PIVOTS INVALIDOS .....
C      IF ( K.EQ.1 ) GO TO 9
C      DO 8 ISCAN = 1, KM1
C      DO 8 JSCAN = 1, KM1
C      IF ( I.EQ.IROW(ISCAN) ) GO TO 11
C      IF ( J.EQ.JCOL(JSCAN) ) GO TO 11
C      CONTINUE
C      IF ( DABS(A(I,J)).LE.DABS(PIVOT) ) GO TO 11
C      PIVOT = A(I,J)
C      IROW(K) = I
C      JCOL(K) = J
C      CONTINUE
C      11
C
C      ..... TESTA SE O PIVOT E MAIOR QUE EPS ....
C      IF ( DABS(PIVOT).GT.EPS ) GO TO 13
C      SIMUL = 0.
C      RETURN
C
C      ..... CALCULA O DETERMINANTE .....
C      13 IROWK = IROW(K)
C      JCOLK = JCOL(K)
C      DETER = DETER*PIVOT
C
C      ..... NORMALIZA A LINHA DO ELEMENTO PIVOT .....
C      DO 14 J = 1, MAX
C      14 A(IROWK,J) = A(IROWK,J)/PIVOT
C
C      ..... DESENVOLVIMENTO DA INVERSA .....

```

```

A(IROWK, JCOLK) = 1./PIVOT
DO 18 I = 1, N
  AIJCK = A(I, JCOLK)
  IF ( I.EQ.IROWK ) GO TO 18
  A(I, JCOLK) = - AIJCK/PIVOT
DO 17 J = 1, MAX
  IF ( J.NE.JCOLK ) A(I, J) = A(I, J) - AIJCK*A(IROWK, J)
17 CONTINUE
18
C
..... ORDENA&CA.O DOS VALORES SOLU&CO.ES E CRIA&CA.O DO VETOR JORD
DO 20 I = 1, N
  IROWI = IROW(I)
  JCOLI = JCOL(I)
  JORD(IROWI) = JCOLI
20 IF ( INDIC.GE.0 ) X(JCOLI) = A(IROWI, MAX)
C
..... AJUSTE DO SINAL DOS DETERMINANTES .....
INTCH = 0
NM1 = N - 1
DO 22 I = 1, NM1
  IP1 = I + 1
  DO 22 J = IP1, N
  IF ( JORD(J).GE.JORD(I)) GO TO 22
  JTEMP = JORD(J)
  JORD(J) = JORD(I)
  JORD(I) = JTEMP
  INTCH = INTCH + 1
22 CONTINUE
IF ( INTCH/2*2.NE.INTCH ) DETER = - DETER
C
C
..... SE INDIC E POSITIVO ,RETORNA COM OS RESULTADOS .....
IF ( INDIC.LE.0 ) GO TO 26
SIMUL = DETER
RETURN
C
C
..... SE INDIC E NEGATIVO OU ZERO, POSICIONA A INVERSA
PRIMEIRO POR COLUNAS .....
26 DO 28 J = 1, N
  DO 27 I = 1, N
  IROWI = IROW(I)
  JCOLI = JCOL(I)
27 Y(JCOLI) = A(IROWI, J)
  DO 28 I = 1, N
  A(I, J) = Y(I)
C
..... POR LINHAS .....
DO 30 I = 1, N
  DO 29 J = 1, N
  IROWJ = IROW(J)
  JCOLJ = JCOL(J)
29 Y(IROWJ) = A(I, JCOLJ)
  DO 30 J = 1, N
  A(I, J) = Y(J)
30
C
..... RETORNA PARA INDIC NEGATIVO OU ZERO .....
SIMUL = DETER
RETURN
C
C
..... FORMATO DE SAIDA .....
200 FORMAT(/'N MUITO GRANDE ')
C
END

```