

JOSÉ AQUILES BAESSO GRIMONI

— Engenheiro Eletricista, Escola Politécnica da USP, 1980

ANÁLISE DE COMPENSADORES DE REATIVOS E SIMULAÇÃO
CICLO A CICLO DE UM REATOR CONTROLADO A TIRISTORES

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da USP para obtenção do
Título de Mestre em Engenharia.

Orientador: Prof. Dr. WALDIR PÓ
Prof. Assistente Doutor do Departamento
de Engenharia de Eletricidade da E.P.U.S.P.

CONSULTA
FD-947

São Paulo, 1987

Este trabalho é dedicado a

Vera e Guilherme

Por suportarem os períodos
de minha ausência dedica-
dos a execução do trabalho.

pd 947

AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Waldir Pó pela sua orientação e compreensão durante o trabalho.

- Aos colegas Aderbal de Arruda Penteado Jr., Rui Del Trono Groshe, Nelson Falcão, Francisco Grion e Dorel Soares Ramos pelas discussões e pela bibliografia cedida.

- Ao colega Walter Kaiser pela ajuda na confecção dos desenhos e pelo incentivo durante o trabalho.

- A Neusa Yoscimoto pela ajuda na revisão bibliográfica.

- A Luzia do Carmo Namiki pelo trabalho de datilografia.

- A Comissão Nacional de Energia Nuclear (CNEN), que através do programa PRONUCLEAR forneceu o suporte financeiro para a realização dos cursos de Pós-Graduação.

- Ao Centro de Computação Eletrônica da USP e a Companhia Energética de São Paulo pela utilização dos seus recursos computacionais.

- A todos amigos pelo incentivo e amizade durante os momentos difíceis do trabalho.

RESUMO

Este trabalho analisa a necessidade da aplicação dos compensadores estáticos de reativos em sistemas elétricos industriais e em sistemas de potência.

Vários tipos de compensadores de reativos são apresentados e também é feita uma comparação entre eles.

O trabalho está centralizado no estudo dos compensadores estáticos tiristorizados, principalmente o Reator Controlado a Tiristores (RCT) e o Capacitor Chaveado a Tiristores (CCT).

São discutidas as influências de alguns parâmetros nas formas de onda do RCT.

É feita a dedução das equações das componentes harmônicas de corrente e tensão do RCT. São também analisados os efeitos das harmônicas e os meios de atenuá-las, de modo a mantê-las dentro de níveis razoáveis.

Modelos para a simulação de um RCT, para vários tipos de fenômenos em circuitos monofásicos e trifásicos, são apresentados.

São mostrados gráficos e tabelas de algumas simulações utilizando o programa CSMP (Continuous System Modeling Program) e um programa desenvolvido ciclo a ciclo, utilizando o método passo a passo.

As simulações permitem avaliar com razoável precisão o comportamento do RCT associado a um capacitor fixo.

Sugestões de estudos afins são apresentadas no final do trabalho.

ABSTRACT

This work analyses the need of using VAR systems in industrial and in power electric systems.

Various types of VAR systems are presented and also a comparison among them is done.

The work is centralized in the study of thyristor static VAR systems. The thyristor controlled reactor (TCR) and the thyristor switched capacitor (TSC) are analysed in more details.

Parametric influences in the wave forms of TCR are discussed.

TCR voltage and current harmonic equations are deduced. Harmonic effects and also the methods of producing their attenuation are analysed.

TCR simulation models for multiple types of phenomena in one phase and three phase circuits are presented.

Some graphics and tables using the CSMP (Continuous System Modeling Program), and a cycle by cycle program that uses the step by step method are showed.

The simulations can evaluate with a reasonable precision the behavior of a TCR with a fixed capacitor (FC).

Suggestions of other studies are presented at the end of the work.

ÍNDICE DE SÍMBOLOS

- B_c, B_{cap} - susceptância do capacitor
- B_{comp} - susceptância do compensador
- B_ℓ - susceptância da carga
- B_o - somatório das susceptâncias da carga, do RCT e do CF
- B_r, B_R - susceptância do RCT
- $B_r(\alpha)$ - susceptância do RCT em função do ângulo de disparo α .
- CCAT - corrente contínua em alta tensão
- CCT - capacitor chaveado a tiristores
- CF - capacitor fixo
- DEGR - passo de integração em graus
- $e_{Th}(t), e(t)$ - tensão Thevenin
- GDC - grau de desequilíbrio de corrente
- GDT - grau de desequilíbrio de tensão
- i - corrente total igual a soma das correntes da carga, do CF e do RCT
- i_c - corrente no CF
- i_ℓ - corrente na carga
- i_r - corrente no RCT
- $I_{A_n}, I_{B_n}, I_{C_n}$ - harmônicas de ordem n de linha
- $I_{AB_n}, I_{BC_n}, I_{CA_n}$ - harmônicas de ordem n de fase
- I_1, I_{FUND} - corrente fundamental
- I_o - componente contínua
- I_{C_n} - componente de cosseno de ordem n
- I_{S_n} - componente de seno de ordem n
- I_{ef} - corrente eficaz

K	- ganho do regulador automático de tensão do controle do RCT
L_r	- indutância do reator do RCT
L_T	- indutância do transformador
L_{Th}	- indutância da impedância Thevenin
Q_C	- potência reativa do CF
Q_{comp}	- potência reativa do compensador
Q_ℓ	- potência reativa da carga
Q_r, Q_R	- potência reativa do RCT
Q_{TOT}	- somatória de Q_ℓ e Q_{comp}
R_{cc}, R_{Th}	- resistência de curto-circuito ou Thevenin
RCT	- reator controlado a tiristores
R_r	- resistência do reator do RCT
R_T	- resistência do transformador
TCT	- transformador controlado a tiristores
T, T_1, T_2	- constantes de tempo do regulador automático de tensão do controle do RCT
$\tan \delta$	- fator de perdas
V_{NOM}	- tensão nominal
$V(t)$	- tensão na carga
V_{REF}	- tensão de referência do controlador do RCT
X_{cc}, X_{Th}	- reatância de curto-circuito ou Thevenin
X_I	- impedância de 'droop' da malha de corrente do controlador do RCT
X_T	- reatância do transformador
Z_{cc}	- impedância de curto-circuito
Z_r	- impedância do RCT
Z_{Th}	- impedância Thevenin

$\alpha, \alpha_1, \alpha_2$ - ângulos de disparo genérico, do primeiro e do segundo ciclo, referidos aos zeros de tensão de cada ciclo

β, β_1, β_2 - ângulos de extinção genérico, do primeiro e do segundo ciclo, referidos aos zeros de tensão de cada ciclo

Δt - passo de integração em segundos

ψ - ângulo da impedância do RCT

ϕ - ângulo da impedância Thevenin ou da impedância de curto-circuito

$\gamma, \gamma_1, \gamma_2$ - ângulos de condução genérico, do primeiro e do segundo ciclo

ÍNDICE

	Pág.
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1.1
1.1 Generalidades	1.1
1.2 Causas de Perturbação dos Sistemas Elétricos	1.3
1.3 Histórico dos Compensadores de Reativos	1.4
1.4 Proposta de Análise para a Implantação de um Sistema de Compensação	1.6
1.5 Estudos Realizados no Trabalho	1.8
CAPÍTULO 2 - TIPOS DE COMPENSADORES E COMPARAÇÕES	2.1
2.1 Generalidades	2.1
2.2 Capacitores e Reatores Paralelo	2.1
2.3 Capacitores Série	2.3
2.4 Compensadores Síncronos	2.8
2.5 Reatores Saturáveis	2.9
2.6 Compensadores Estáticos Tiristorizados	2.12
2.6.1 Generalidades	2.12
2.6.2 Reator Controlado a Tiristores e Capacitor Fixo	2.13
2.6.3 Sistema de 12 Pulsos para RCT	2.15
2.6.4 Transformador Controlado a Tiristores	2.16
2.6.5 Capacitor Chaveado a Tiristores e Reator Controlado a Tiristores	2.17
2.6.6 Compensadores com Conversores C.A./C.C., Inversores C.C./C.A. e Conversores de Frequência ...	2.23
2.7 Comparação entre os Vários Tipos de Compensadores	2.24
CAPÍTULO 3 - APLICAÇÕES DOS COMPENSADORES DE REATIVOS.	3.1
3.1 Generalidades	3.1
3.2 Correção do Fator de Potência	3.2
3.3 Regulação de Tensão	3.4
3.3.1 Generalidades	3.4

	Pág.
3.3.2 Análise de um RCT e um CF ligados em um Sistema	3.5
3.3.3 --Equacionamento Básico	3.7
3.4 Desequilíbrio entre Fases	3.11
3.4.1 Generalidades	3.11
3.4.2 Limites Adotados para o Desequilíbrio	3.16
3.5 Efeito Flicker	3.17
3.6 Estabilidade e Suporte Reativo para Linhas de Transmissão de C.A. e Sistemas de C.C.	3.24
3.6.1 Análise de Estabilidade e Suporte de Reativos em Linhas de Transmissão de C.A.	3.24
3.6.2 Suporte de Reativos em Sistemas de C.C.	3.32
3.7 Outras Aplicações	3.34
CAPÍTULO 4 - ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA DE COMPENSADO- RES ESTÁTICOS TIRISTORISADOS	4.1
4.1 Generalidades	4.1
4.2 Formas de Onda do RCT	4.1
4.2.1 Equacionamento Básico	4.1
4.2.2 Relações entre α e ψ	4.6
4.2.2.1 Considerando $\alpha < \psi$	4.6
4.2.2.2 Considerando $\alpha = \psi$	4.9
4.2.2.3 Considerando $\alpha > \psi$	4.9
4.2.3 Valores Médios e Eficazes de Corrente e de Ten- são	4.10
4.2.4 Influência do Fator de Qualidade do Reator	4.15
4.2.5 Influência da Impedância Thevenin	4.18
4.3 Formas de Onda do Capacitor Fixo e Reator Contro- lado	4.20
4.3.1 Generalidades	4.20
4.3.1.1 Corrente Máxima do RCT Maior que a Máxima do CF	4.21
4.3.1.2 Corrente Máxima do RCT é Igual a Máxima do CF	4.21
4.3.1.3 Corrente Máxima do Capacitor é Maior que o Mā- ximo do Reator	4.22
4.3.2 Equacionamento do RCT e do CF	4.23

	Pág.
4.3.2.1 Análise Desprezando a Impedância Thevenin ...	4.23
4.3.2.2 Análise com Impedância Thevenin Indutiva	4.27
4.4 Circuito Trifásico e Formas de Onda	4.33
CAPÍTULO 5 - HARMÔNICAS DO REATOR CONTROLADO A TIRISTO RES	5.1
5.1 Generalidades	5.1
5.2 Cálculo das Componentes Harmônicas de Corrente ..	5.1
5.2.1 Definições Básicas	5.1
5.2.2 Componentes Harmônicas da Corrente do Reator Controlado a Tiristores (RCT)	5.2
5.2.2.1 A Componente Contínua	5.3
5.2.2.2 Componentes Harmônicas de Cosseno	5.5
5.2.2.3 Componentes Harmônicas de Seno	5.13
5.2.2.4 Harmônicas de Corrente no Circuito Trifásico.	5.16
5.3 Efeitos das Harmônicas	5.18
5.3.1 Generalidades	5.18
5.3.2 Índices para Avaliação do Nível de Harmônicas .	5.19
5.3.3 Meios para Evitar as Harmônicas e seus Efeitos.	5.24
5.3.3.1 Generalidades	5.24
5.3.3.2 Filtros de Harmônicas	5.24
5.3.3.3 Métodos Alternativos para se Eliminar Harmôni cas	5.28
CAPÍTULO 6 - MODELAGEM DE COMPENSADORES ESTÁTICOS	6.1
6.1 Generalidades	6.1
6.2 Tipos de Modelos para Simulação	6.2
6.2.1 Modelo para Regime Permanente	6.5
6.2.2 Modelo para Transitórios Eletromecânicos	6.6
6.2.3 Modelo para Transitórios Eletromagnéticos	6.12
6.3 Modelo Desenvolvido para a Simulação Ciclo a Ci- clo Monofásica	6.13
6.3.1 Modelo do Circuito de Potência	6.13
6.3.2 Modelo do Controle para a Simulação Monofásica Ciclo a Ciclo	6.19

	Pág.
6.4 Modelo Desenvolvido para a Simulação Ciclo a Ciclo Trifásica	6.23
6.4.1 Modelo do Circuito de Potência para a Simulação Trifásica Ciclo a Ciclo	6.23
6.4.2 Modelo do Controle Trifásico para a Simulação Ciclo a Ciclo	6.27
 CAPÍTULO 7 - SIMULAÇÕES E CONCLUSÕES GERAIS	 7.1
7.1 Generalidades	7.1
7.2 Simulações com o CSMP	7.2
7.2.1 Descrição do Circuito em Estudo	7.2
7.2.2 Simulação Básica	7.3
7.2.3 Simulação com Desligamento da Carga	7.4
7.2.4 Simulação com Realimentação de Corrente e Desligamento e Religamento da Carga	7.5
7.2.5 Simulação com T_2 igual a 0.001 com Desligamento e Religamento da Carga	7.7
7.3 Simulações com o Método Ciclo a Ciclo	7.9
7.3.1 Bases para o Programa de Simulação	7.9
7.3.2 Simulação do Caso Básico	7.13
7.3.3 Simulação com K igual a 500	7.15
7.3.4 Simulação com K igual a 50 e T_1 igual a 0.004 .	7.17
7.3.5 Simulação com K igual a 50, T_1 igual a 0.004 e Desligamento de Carga	7.19
7.3.6 Simulação com T_1 igual a 0.04 e Desligamento de Carga	7.21
7.3.7 Simulação com Aumento da Impedância de Transferência entre o Compensador e a Rede	7.23
7.3.8 Simulação com Potência da Carga Decrescente e com Menor Passo de Integração	7.25
7.3.9 Simulação com Potência da Carga Crescente e com Menor Passo de Integração	7.27
7.3.10 Simulação para Impedância de Curto-Circuito Decrescente entre Compensador e a Rede	7.30
7.3.11 Simulação com Potência da Carga Crescente com Passo de Integração de 0.5°	7.33

	Pág.
7.3.12 Curvas de Variação das Constantes do Circuito de Controle	7.36
7.4 Considerações Finais e Sugestões de Trabalhos .	7.40
APÊNDICE 1 - DEDUÇÃO DA CORRENTE EM UM REATOR CONTROLADO A TIRISTORES (RCT)	A1.1
Al.1 Generalidades	A1.1
Al.2 Semiciclo Positivo	A1.2
Al.3 Semiciclo Negativo	A1.4
BIBLIOGRAFIA	B.1

CAPÍTULO 1

I N T R O D U Ç Ã O

1.1 GENERALIDADES

Devido ao elevado endividamento externo do país e a dificuldade de obter novos recursos, o crescimento do sistema elétrico tanto a nível de geração, como de transmissão e distribuição não pode acompanhar o crescimento do mercado consumidor de energia elétrica. Principalmente depois de 1985 a política de substituição de energia importada por energia produzida no país foi abandonada, pois não havia condições de alimentar essa carga crescente e sustentar custos subsidiados. Mais recentemente também foi eliminado o sistema tipo EGTD (Energia Garantida por Tempo Determinado), oferecido às indústrias pelas empresas concessionárias de energia.

Apesar da política de construção, ainda não muito clara, de micro e mini-usinas e recentes investimentos da Eletrobrás a nível de reforçar e aumentar o sistema de transmissão e distribuição, pode-se dizer que o sistema, principalmente na região Sul-Sudeste, está saturado.

Para enfrentar esse problema pode-se considerar basicamente duas alternativas.

- reforçar a rede elétrica através da construção de mais linhas de transmissão que facilitem o envio de "blocos de

energia" de regiões de baixo consumo e com produção em excesso, duplicar linhas já existentes, ampliar o sistema de geração construindo novas hidroelétricas e reforçar e ampliar o sistema de distribuição. Esta é uma alternativa de longo prazo e onerosa.

- reforçar pontos chaves da rede com sistemas de compensação de reativos, que ao mesmo tempo aumentam a capacidade de transmissão do sistema, regulam a tensão, corrigem o fator de potência, evitam a transmissão excessiva de potência reativa, que é quase toda gerada nos pontos de ligação dos compensadores e contribuem para melhorar a estabilidade estática e dinâmica do sistema quando sujeito a perturbações. Além disso é uma solução de médio prazo e mais econômica que a anterior.

Já o consumidor a nível industrial está tentando otimizar a utilização da energia elétrica, distribuindo a demanda para obter melhores fatores de carga e utilizando suportes reativos para corrigir o fator de potência ou ainda tentando reduzir perturbações como o flicker e desequilíbrios, produzidos por cargas não-lineares e assimétricas como os fornos a arco.

Há dois tipos básicos de sistema de compensação de reativos, aqueles que absorvem e os que geram reativos, há também sistemas mistos que fazem as duas funções.

Convencionou-se que os elementos que geram reativos se comportam como capacitâncias e os elementos que absorvem reativos como indutâncias.

1.2 CAUSAS DE PERTURBAÇÃO DOS SISTEMAS ELÉTRICOS

Pode-se dizer que o estudo de compensadores de reativos está intimamente ligado com o estudo dos sistemas elétricos de potência, seus equipamentos e as cargas industriais, principalmente as não-lineares e assimétricas.

As principais cargas não-lineares e lineares que ocasionam perturbações como geração de harmônicas, flicker, de equilíbrio, flutuação de tensão, baixo fator de potência e outras, são listadas abaixo.

- fornos a arco
- fornos de indução
- solda a arco
- iluminação não incandescente
- laminadores
- guinchos de mina
- sistemas elétricos de transporte (troleibus, metrô, ferrovias C.A. e C.C.)
- motores de indução de grande potência (liga-desliga intermitente)
- escavadoras
- serralherias
- fundição de alumínio
- laboratórios de Física de alta energia, como aceleradores de partículas
- acionamento de motores C.A. e C.C.

Alguns elementos dos sistemas elétricos de potência introduzem perturbações como os descritos a seguir:

- linhas de transmissão acima ou abaixo da sua potência característica
- linhas desequilibradas (não transpostas)
- geradores super ou sub-excitados
- transformadores fora do tap nominal
- sistemas de CCAT (Retificadores/Inversores)
- rejeições de carga e/ou geração
- aumento de carga e/ou geração
- curtos-circuitos no sistema
- transitórios e ondas-trafegantes devido a chaveamentos e/ou descargas atmosféricas.

1.3 HISTÓRICO DOS COMPENSADORES DE REATIVOS

Antes da descoberta do tiristor na década de 60 os equipamentos mais utilizados para a compensação de reativos eram o reator e capacitor shunt, compensador síncrono, reator saturado com controle por C.A., reator saturado com controle por C.C. e o capacitor série. Com a implantação dos primeiros sistemas de CCAT a válvula e os primeiros sistemas de acionamento de motores CC, iniciaram-se estudos sobre a viabilidade do controle de reativos chaveando capacitores ou controlando reatores por meio de chaves eletrônicas. Na década de 70 começaram a ser utilizados os primeiros sistemas de capacitores

chaveados a tiristores (CCT) e em seguida o reator controlado a tiristores (RCT) e o transformador controlado a tiristores (TCT). Na década de 80 surgiram os sistemas utilizando conversores de frequência, ainda em fase de estudo, para trabalhar em alta-frequência com um circuito ressonante L-C e também sistemas com conversores e inversores. Surgiram também muitos estudos sobre configurações alternativas para reduzir o nível de harmônicas, gerado principalmente pelo RCT.

Com a evolução da tecnologia de semicondutores a capacidade dos tiristores está hoje na faixa de 4000 A para corrente e 6000 V para tensão, o que permite uma redução no número de tiristores utilizados para altas potências e também um aumento da confiabilidade do sistema.

Os tiristores são associados em série e em paralelo para obter o que se chama de 'válvula', que suporta a tensão e corrente que é exigida. A figura 1.1 mostra uma associação série de tiristores com elementos para limitar o dv/dt e distribuir a tensão e também uma associação paralela com elementos para redistribuir a corrente.

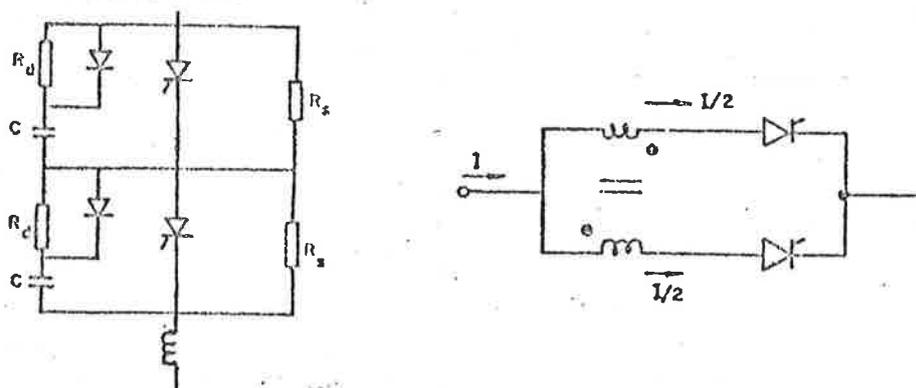


Fig. 1.1 - Associações série e paralelo com elementos para equalizar a tensão e a corrente.

1.4 PROPOSTA DE ANÁLISE PARA A IMPLANTAÇÃO DE UM SISTEMA DE COMPENSAÇÃO

Quando se vislumbra a possibilidade da aplicação de compensadores de reativos em sistemas elétricos tanto a nível industrial como a nível de potência, é indispensável a fase de estudos, que geralmente engloba as seguintes etapas.

- comparação técnico-econômica com outras soluções como expansão da rede, duplicação de linhas, construção de novas usinas ou micro-usinas, aumento da capacidade das sub-estações, interligação com outros sistemas, redistribuição de cargas e outras.

- estudos sobre localização dos compensadores e da faixa de variação de reativos.

- determinação das melhores configurações de compensação, levando em conta vários fatores técnico-econômicos como capacidade, tempo de resposta, custo de perdas, perturbações ocasionadas pelo equipamento, confiabilidade, manutenção e outros.

- definido um grupo de soluções viáveis, estudam-se o comportamento dos equipamentos e a sua capacidade de suportar as várias situações a que estarão sujeitos; como transitórios devido a chaveamentos na rede, flutuações nas cargas, curtos-circuitos em linhas, sobrecargas no sistema, desequilíbrios e outros.

Os estudos que são feitos com as várias soluções viáveis estão todos baseados em modelos que simulam as características dos equipamentos e podem ser implementados basicamente

por dois tipos de modelagem para simulação:

- . simulação digital, ou seja, via programas de computador, que se baseiam nos modelos matemáticos dos equipamentos, das possíveis situações que podem ocorrer na rede e do circuito em estudo.
- . simulação física, ou seja, utiliza-se um modelo em escala no qual procura-se copiar as características do equipamento real, da rede a que ele está ligado e as possíveis situações, que podem ocorrer na rede. Pode ainda ser feito um estudo utilizando um computador analógico, que simula equações diferenciais dos modelos matemáticos de equipamentos, da rede estudada e suas possíveis situações.

Algumas vezes são necessários fazer estudos utilizando os dois tipos de simulação.

Ao analisar as soluções viáveis, deve-se verificar o comportamento dos sistemas de controle de cada tipo de compensador variando seus parâmetros e até a filosofia de controle dependendo da situação.

- Após a escolha da melhor solução, ou em paralelo, deve-se fazer estudos sobre as possíveis perturbações que o compensador escolhido pode ocasionar no sistema. Por exemplo, pode ser necessário um estudo de harmônicas geradas pelo compensador e os meios de evitá-las, ou ainda, estudar possíveis ressonâncias na rede com a introdução do compensador.

1.5 ESTUDOS REALIZADOS NO TRABALHO

No capítulo 2 analisa-se com alguns detalhes os vários tipos de compensadores de reativos, seus métodos básicos de funcionamento e ainda é feita uma comparação entre eles.

No capítulo 3 é feita uma análise sobre as principais aplicações dos compensadores estáticos e são apresentados também alguns equacionamentos dessas aplicações.

No capítulo 4 concentra-se o trabalho na análise das formas de onda de um grupo específico de compensadores, que são os tiristorizados tipo RCT e suas diversas configurações.

No capítulo 5 é feito um equacionamento das harmônicas de corrente geradas pelo RCT e também é feita uma discussão sobre os principais efeitos das harmônicas, como evitá-las, como medí-las e também sobre os principais parâmetros utilizados para avaliar o conteúdo de harmônicas introduzido em um circuito.

No capítulo 6 é feita análise sobre tipos de modelos. São discutidos os principais tipos de problemas e os modelos adequados de um RCT e seu sistema de controle, quando necessário, e a metodologia de estudo utilizada.

No capítulo 7 é apresentado um estudo de uma carga ligada a uma rede equivalente na qual é utilizado um compensador estático tiristorizado do tipo RCT mais um capacitor fixo. O principal estudo é feito utilizando o método ciclo a ciclo para diversas situações. São feitas algumas discussões

sobre as simulações do sistema para diversas situações e sobre os possíveis trabalhos futuros nesta área de estudos.

CAPÍTULO 2

TIPOS DE COMPENSADORES E COMPARAÇÕES

2.1 GENERALIDADES

Este capítulo descreve o princípio de funcionamento de vários tipos de sistemas de compensação de reativos e compara suas características técnico-econômicas gerais. Através desta comparação, pode-se avaliar quais são as configurações viáveis para uma aplicação específica.

Básicamente pode-se dizer que há dois tipos gerais de compensadores: os fixos e os variáveis. Na tabela 2.1 abaixo são mostrados os compensadores que pertencem a cada tipo.

Compensadores fixos	Capacitores e reatores paralelo e série
Compensadores variáveis	Compensadores síncronos Reatores saturáveis - CA e CC Compensadores estáticos tiris-torizados

Tabela 2.1 - Tipos de compensadores

2.2 CAPACITORES E REATORES PARALELO

Os capacitores fixos paralelos são muito utilizados

a nível de distribuição para elevar o nível de tensão em circuitos radiais longos. Na figura 2.1 pode-se ver um diagrama de distribuição de tensão em um circuito radial sem e com capacitores paralelo.

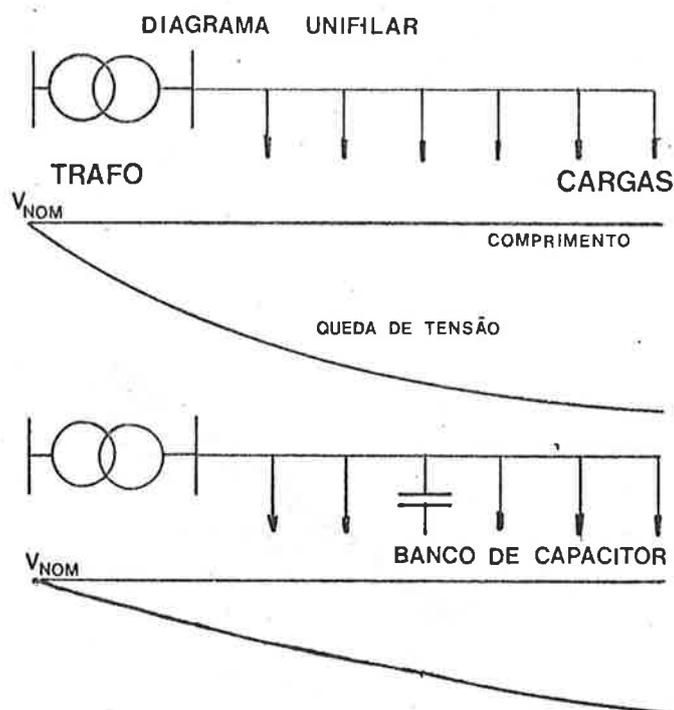


Fig. 2.1 - Efeito de um banco de capacitores paralelo em uma rede radial de distribuição.

Os capacitores paralelos também são muito usados em indústrias para corrigir o fator de potência, assim como, nas subestações de energia.

Os reatores paralelo são muito usados em linhas de transmissão, principalmente as longas, para cancelar parte do efeito Ferranti (40 a 60%), ocasionado pela capacitância distribuída das linhas, que eleva a tensão a níveis indesejáveis, quando

em vazio ou em carga leve. Quando a carga se torna pesada o reator paralelo contribui para diminuir mais a tensão na linha prejudicando o sistema. Para se evitar este problema deve-se dimensionar o reator nas três condições de carga: pesada, leve e em vazio determinando um valor que respeite a faixa de tolerância da tensão.

2.3 CAPACITORES SÉRIE

São muito utilizados para aumentar a capacidade das linhas de transmissão, pois diminui a reatância série e também regulam a tensão nas linhas devido a sua capacidade de auto-regulação.

Quanto a localização dos bancos de capacitores série tem-se 3 possibilidades descritas abaixo [2]

- Ao longo da linha

- . ponto médio - 50% da compensação
- . 1/3 da linha - 33% da compensação (1 ou 2 bancos)
- . 2/3 da linha - 66% da compensação (1 ou 2 bancos)

Nesta configuração a proteção é mais fácil e as correntes de curto são menores.

- Em um dos extremos ou nos dois das subestações

Nesta configuração a proteção é mais sofisticada e as correntes de curto são mais elevadas devido a menor impedância de curto-circuito, contudo há a vantagem da proximidade para a manutenção

- Entre barramentos nas subestações

Nesta configuração há problemas de localização e o equipamento de manobra é mais caro.

Em sistemas que utilizam compensação com capacitor série podem surgir ressonâncias subsíncronas, que ocasionam esforços torsionais elevados em geradores. Em geral em turbogeradores a frequência de oscilação mecânica varia de 20 a 40Hz.

O capacitor série tem que suportar toda a corrente transmitida pela linha, o que leva ao dimensionamento pelo máximo valor previsto.

Existem sistemas para inserir ou retirar um capacitor série da linha, quando necessário. Estes sistemas utilizam chaves seccionadoras, pára-raios, resistores não lineares e disjuntores que permitem introduzir ou retirar o capacitor série.

A reinserção pode ser rápida (80-100ms) ou lenta (300-400ms), mas mesmo a rápida que é da ordem de 5 ciclos é considerada lenta para um fenômeno eletromagnético.

As figuras 2.2, 2.3 e 2.4 mostram três possíveis configurações, uma para reinserção lenta (300-400ms), uma de reinserção rápida (80-100ms) e uma com um resistor de ZnO para limitar a tensão [2].

DIAGRAMA UNIFILAR - CAPACITOR SÉRIE COM CENTELHADOR SIMPLES

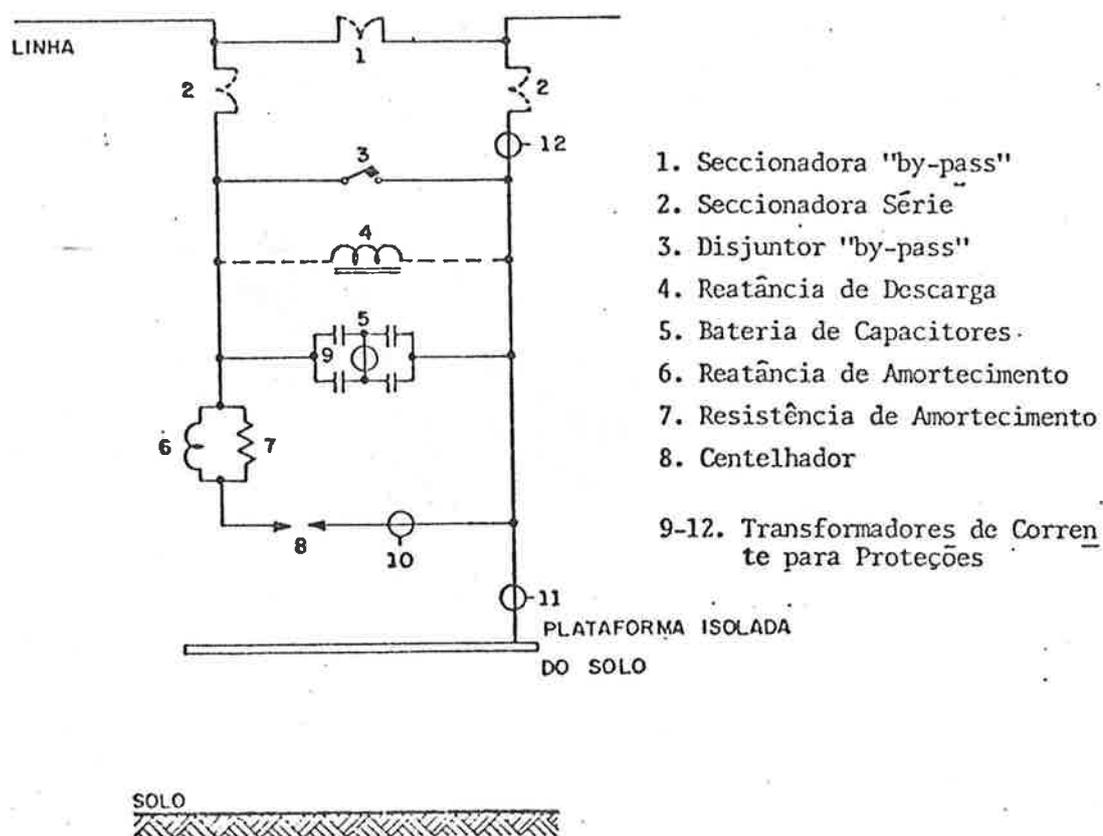


Fig. 2.2 - Configuração com centelhador simples para reinserção lenta (300-400ms).

DIAGRAMA UNIFILAR - CAPACITOR SÉRIE COM CENTELHIADOR DUPLO

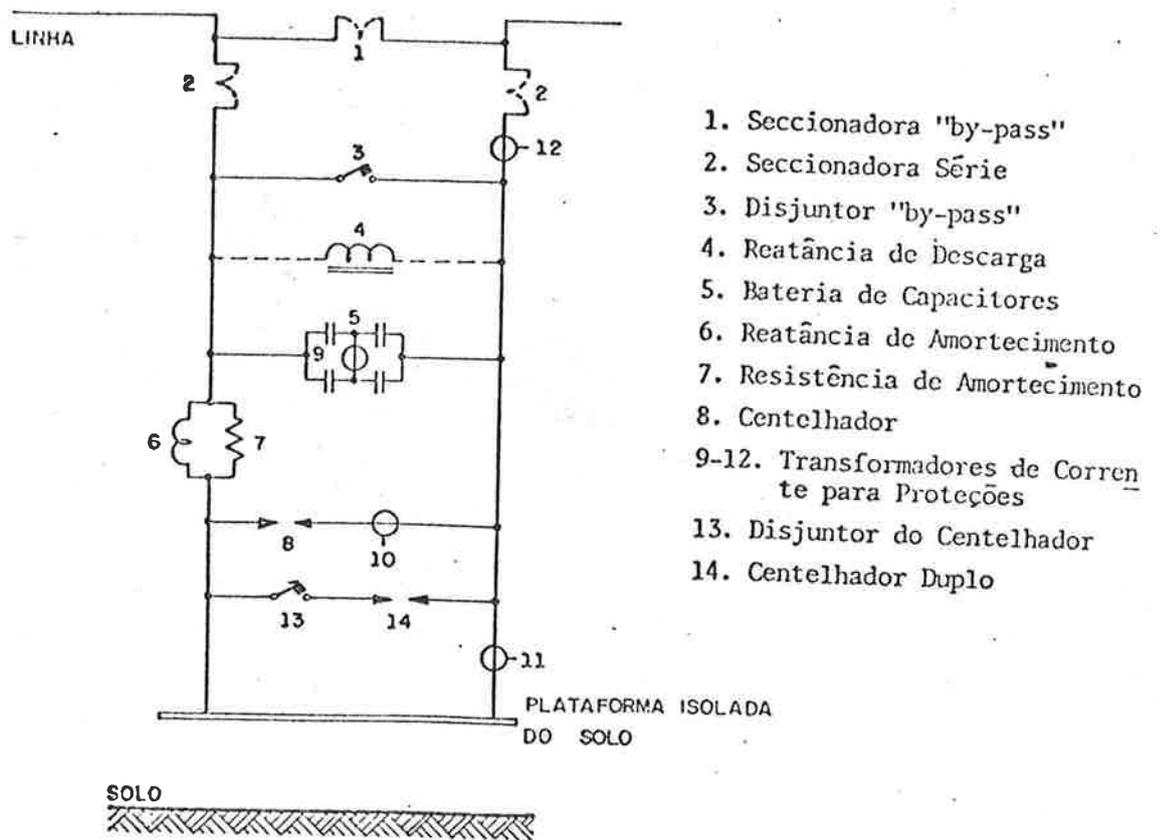
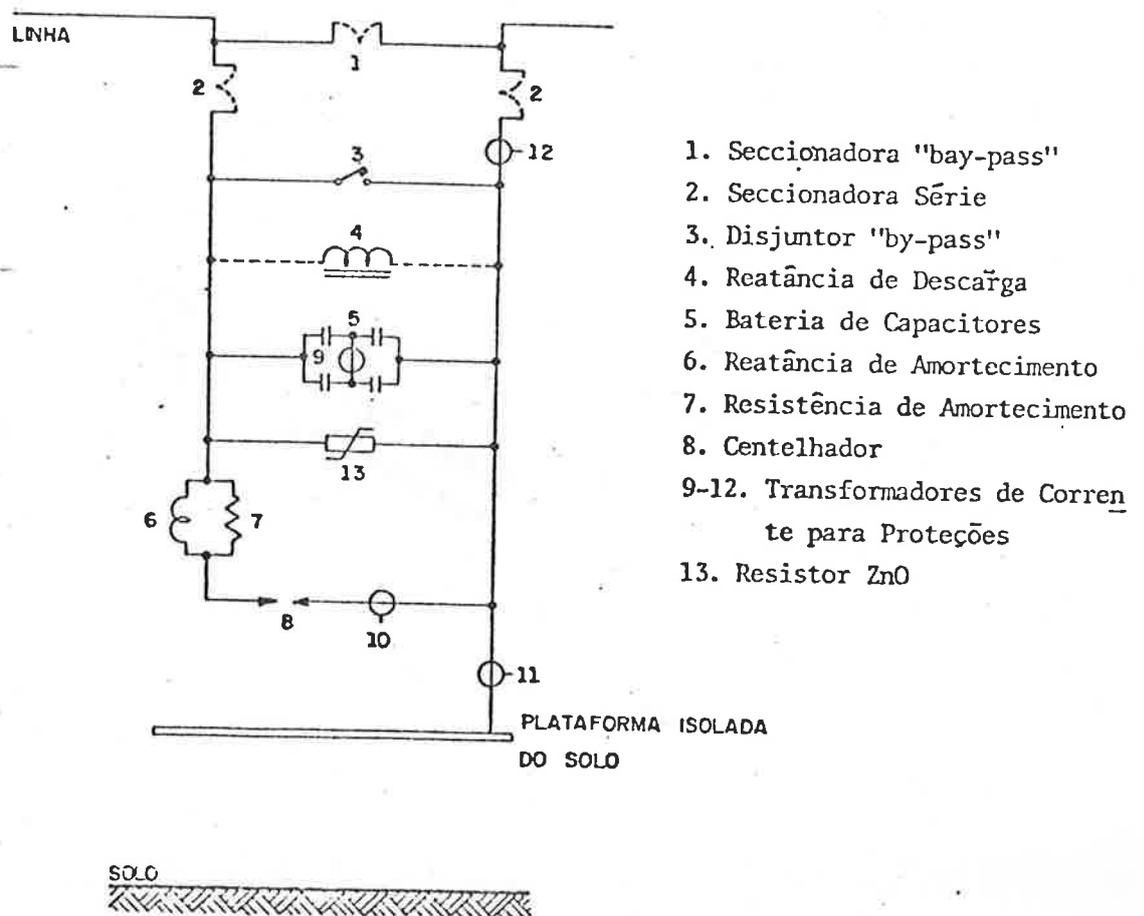


Fig. 2.3 - Configuração com centelhador duplo para reinserção rápida (80-100ms).

DIAGRAMA UNIFILAR - CAPACITOR SÉRIE COM PROTEÇÃO A ZnO

Fig. 2.4 - Configuração com resistor de Z_n0 para limitar a tensão.

A análise dos efeitos do capacitor série na estabilidade estática e dinâmica de uma linha e as respectivas distribuições de tensão será feita no capítulo seguinte, que trata das aplicações dos compensadores.

2.4 COMPENSADORES SÍNCRONOS

Os compensadores síncronos são geralmente motores síncronos que trabalham em vazio e são ligados à rede através de um transformador. Controlando-se a corrente de excitação o compensador síncrono pode se comportar como um capacitor ou como um indutor, ou seja, pode gerar ou absorver reativos da rede.

Os maiores compensadores construídos são da ordem de 300 MVA e com uma tensão não maior que 20KV. As constantes de tempo do compensador síncrono estão na faixa de 100 a 150 ms, dependendo se o rotor da máquina é de pólos lisos ou de pólos salientes.

A capacidade de absorção [3] situa-se na faixa de 50 a 75% da potência nominal. Em algumas situações o compensador síncrono pode gerar de 2 a 3 vezes a sua capacidade em um intervalo de poucos segundos. No caso da absorção isto não ocorre devido a perda de estabilidade [4], como pode ser visto nas curvas de corrente de armadura por corrente de excitação.

A manutenção de um compensador síncrono, pode durar várias semanas, o que torna sua disponibilidade muito baixa.

2.5 REATORES SATURÁVEIS

Em 1960 Erich Friedlander da GEC desenvolveu um compensador de reativos baseado em um reator saturável.

— Basicamente há dois tipos de reatores saturáveis, um controlado por C.A. e outro por um enrolamento de C.C. .

O reator saturável trifásico por C.A. tem duas configurações:

- 'Twin-Tripler': tem seis pernas com enrolamentos em estrela interligados.
- 'Treble-Tripler': tem nove pernas com enrolamentos em estrela interligados.

Um capacitor é utilizado em série com o reator para corrigir a inclinação da curva VxI , após o joelho, que é da ordem de 8% para a faixa de 0 a 5% . Também é utilizado um filtro em paralelo com esse capacitor para eliminar sub-harmônicas.

A figura 2.5 [5] mostra o esquema do enrolamento de um reator saturável tipo 'Treble-Tripler' e as curvas de tensão e das correntes 0, 0.25, 0.5, 0.75, 1.0 e 1.25 pu.

Os maiores reatores saturáveis são da ordem de 100 MVA, e seu tempo de resposta é da ordem de um ou dois ciclos, dependendo de variáveis do sistema e do compensador.

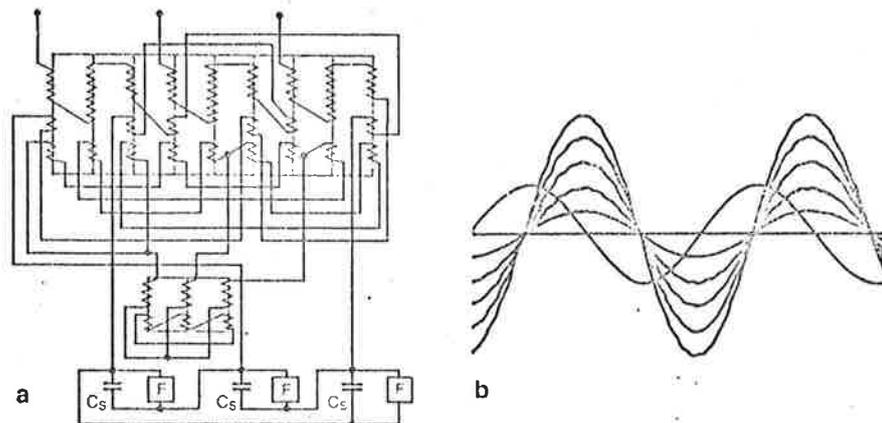


Fig. 2.5 - a) Esquema de um enrolamento de um reator tipo 'Treble-Tripler' com um capacitor de correção da inclinação da curva $V \times I$ (C_s) e um filtro (F).

b) Curvas de tensão e correntes 0, 0.25, 0.5, 0.75, 1.0 e 1.25 pu.

Na figura 2.6 pode-se ver os diagramas unifilares básicos de um reator saturável com e sem capacitor em paralelo e suas curvas $V \times I$ [6].

O capacitor paralelo permite a este tipo de compensador trabalhar na região de reativos capacitivos.

O reator saturável não suporta sobrecarga de produção de reativos, mas pode absorver até 3 vezes o seu valor nominal de potência. Acima disso pára-raios atuam para evitar sobretensões no capacitor.

O reator saturável com controle por C.C. é composto por dois enrolamentos em C.A. e outro de C.C. .

O controle do enrolamento de C.C. é feito por um regulador de tensão que atua sobre um retificador controlado.

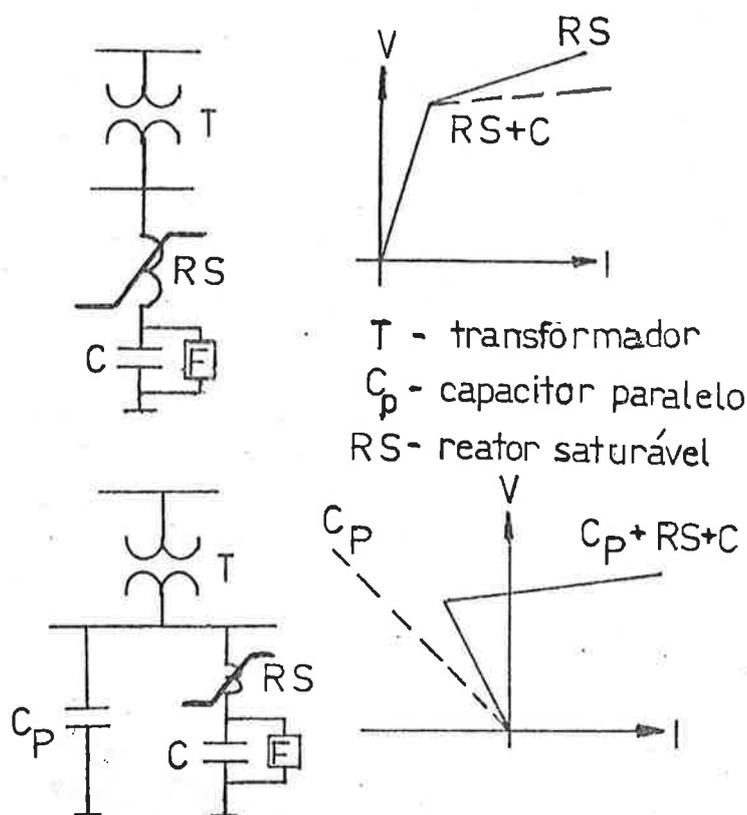


Fig. 2.6 - Diagramas de um reator saturável

A figura 2.7 [6] ilustra o diagrama trifilar de um reator saturável controlado por C.C. e a curva característica das correntes.

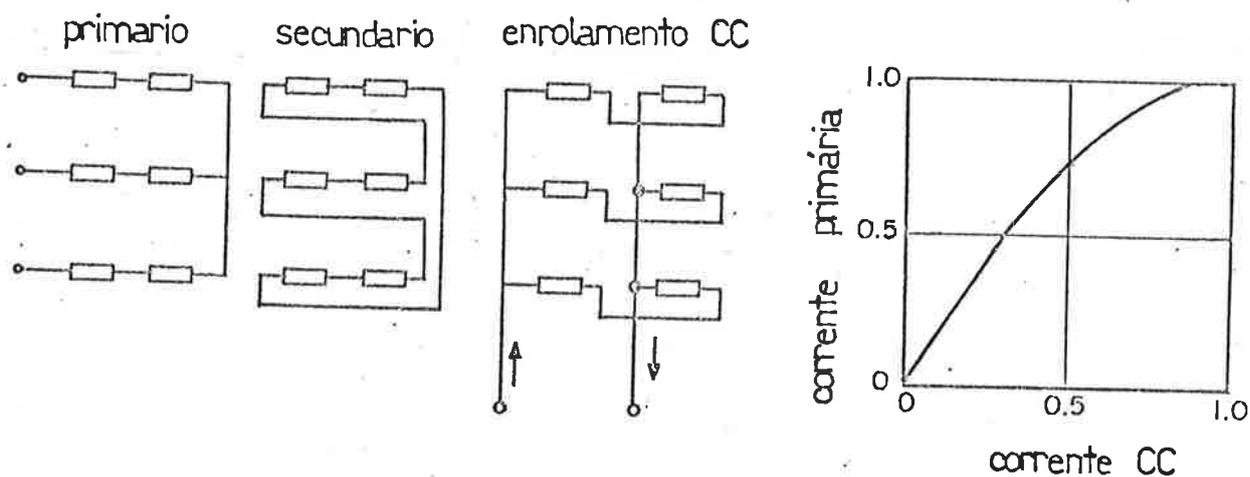


Fig. 2.7 - Diagrama trifilar e curva $I_{CA} \times I_{CC}$

O reator saturável com controle de C.C. pode também operar com um banco de capacitores em paralelo. Este reator não possui capacidade extra para produzir reativos, mas pode absorver mais que sua capacidade nominal dependendo do projeto e da faixa de atuação do controle do enrolamento de C.C. .

2.6 COMPENSADORES ESTÁTICOS TIRISTORISADOS

2.6.1 Generalidades

O surgimento de chaves estáticas tornou possível uma nova classe de compensador, que tem basicamente os seguintes tipos:

- Reator Controlado a Tiristores (RCT)
- Capacitor Chaveado a Tiristores (CCT)
- Transformador Controlado a Tiristores (TCT)
- Conversores CA/CC, Inversores CC/CA e Conversores de Frequência.

Devido a necessidade de trabalhar tanto na faixa indutiva como na capacitiva, no caso dos compensadores estáticos com características indutivas, utiliza-se um banco de capacitores fixos em paralelo.

No caso do RCT existe a configuração de 12 pulsos, descrita adiante, para redução de harmônicas.

A seguir são descritas algumas configurações de compensadores estáticos tiristorisados.

2.6.2 Reator Controlado a Tiristores e Capacitor Fixo

Esta é uma configuração muito usada pois é econômica e tecnicamente boa. O diagrama representativo e as curvas características ($V_1 \times Q$, $V_1 \times I$ e I_{xt}) são mostradas na figura 2.8.

O ângulo de disparo pode mudar a cada meio ciclo. As formas de onda serão melhor analisadas no capítulo 4.

Nota-se que a tensão a ser controlada é a da barra V_2 , logo as curvas de tensão tem uma ligeira diferença entre V_2 e V_1 devido a queda de tensão no transformador. Este é necessário para interligar o compensador estático que, em geral, trabalha com tensões baixas em relação aquelas do sistema.

No trecho I até o ponto A só atua o capacitor fixo e a potência reativa varia com o quadrado da tensão ($Q = -B_{CAP} * V^2$), o que gera problemas quando há altas quedas de tensão no sistema. Ainda no trecho I, do ponto A ao ponto B a potência reativa varia linearmente com a tensão e nesse trecho o reator começa a atuar, provocando correntes harmônicas, que dependem do ângulo de disparo, e também perdas no próprio reator.

As curvas de tensão e corrente serão melhor analisadas nos capítulos seguintes.

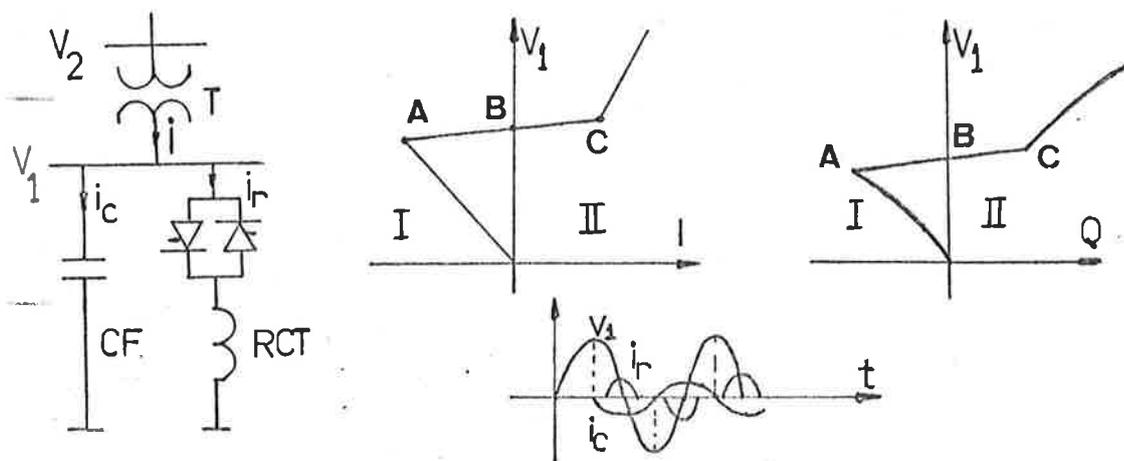


Fig. 2.8 - Diagrama representativo de um RCT+CF e curvas $V_1 \times I$, $V_1 \times Q$ e $i \times t$.

No ponto B o reator consumirá toda potência reativa do capacitor, ou seja, no mínimo o reator deve possuir capacidade nominal igual a do capacitor. Este é um dos principais problemas dessa configuração, pois na situação em que o sistema não necessita de reativos o próprio compensador tem que absorver a potência reativa do capacitor fixo.

Do ponto B ao ponto C no trecho II a potência reativa do reator torna-se maior que a do capacitor fixo (baixo ângulo de disparo).

No trecho II após o ponto C o reator é totalmente introduzido (ângulo de disparo igual a 90°) e a potência reativa volta a variar com o quadrado da tensão ($Q = (B_R - B_{CAP}) \cdot V^2$). No caso em que surgir uma sobre-tensão no sistema a potência reativa no reator subirá, podendo ocasionar correntes excessivas.

Colocando-se um reator em série com o capacitor fixo é formado um filtro, que deve atuar como um curto-circuito nas frequências maiores que a fundamental e terá predominância capacitiva na frequência fundamental.

Nessa configuração para uma faixa de variação de -100 MVAR a 100 MVAR deve-se ter um banco de capacitores de 100MVAR e um reator de 200MVAR, pois no caso em que for necessário absorver 100MVAR da rede também devem ser absorvidos os 100 MVAR do banco de capacitores.

2.6.3 Sistema de 12 Pulsos para RCT

Esse é um sistema alternativo que é usado quando se necessita reduzir o nível de harmônicas, no caso a 5ª e 7ª, que podem tornar desnecessários filtros para estas harmônicas.

Em compensação o custo dessa configuração é relativamente elevado, principalmente devido ao custo do transformador com terciário e ligação $\gamma/\gamma/\Delta$ e dos dois circuitos de RCT.

Na figura 2.9. pode-se ver um diagrama da configuração básica do sistema de 12 pulsos.

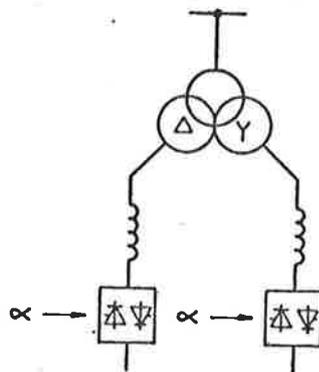


Fig. 2.9 - Diagrama representativo do sistema de 12 pulsos

Esta configuração pode ter um banco de capacitores em paralelo ou ainda filtros capacitivos na frequência fundamental.

2.6.4 Transformador Controlado a Tiristores

Nessa configuração utiliza-se o secundário de um transformador com alta reatância de curto-circuito como reator trifásico controlado pelos tiristores. Na figura 2.10 é apresentado um diagrama representativo dessa configuração, as suas curvas características são as mesmas que as do RCT+CF quando se trabalha com um banco de capacitores fixos em paralelo [7].

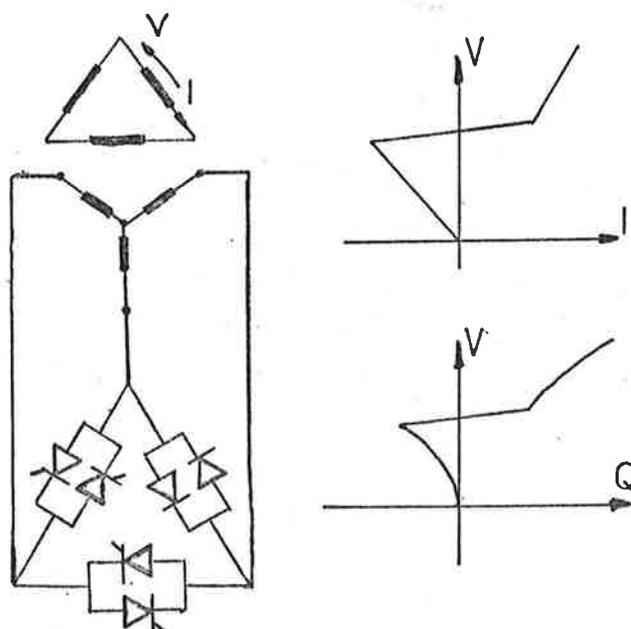


Fig. 2.10 - Diagrama trifásico do TCT.

O TCT quando em manutenção exige seu total desligamento devido a estrutura trifásica do núcleo do transformador sendo que o custo torna proibitiva a utilização de três transformadores monofásicos.

2.6.5 Capacitor Chaveado a Tiristores e Reator Controlado a Tiristores

Essa configuração é a de maior flexibilidade de atuação, pois permite desligar o capacitor quando necessário e só trabalhar com o indutor, ou desligar os dois. No caso dessa configuração o valor nominal de um compensador na faixa de -100 MVar a 100 MVar, não precisa ter um reator de 200 MVar, mas sim de 100 MVar, pois pode-se desligar o CCT.

O capacitor controlado a tiristores só pode ser ligado no instante em que a tensão na linha for máxima e igual a tensão do capacitor, para não ocasionar transitórios, pois a corrente nesse instante passa por zero. Essa exigência pode levar a um atraso de até um ciclo da introdução ou na retirada do capacitor no sistema.

Na figura 2.11 é mostrado um diagrama representativo de um RCT+CCT e um gráfico que mostra o instante de ligação do CCT no sistema.

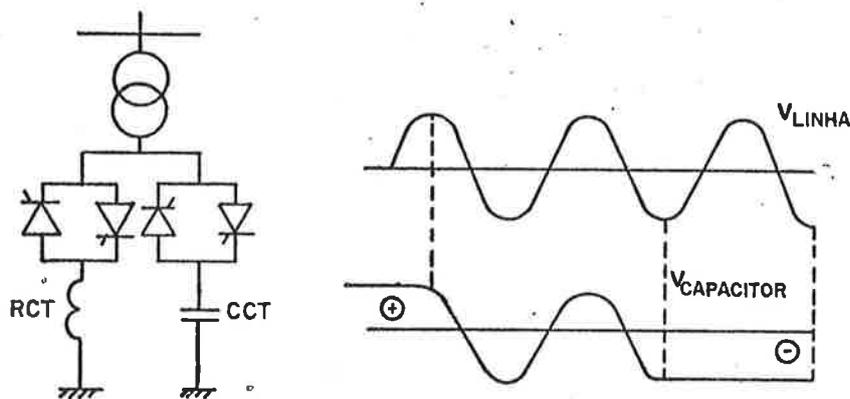


Fig. 2.11 - Diagrama representativo de um RCT+CCT e curvas de V_{linha}^{xt} e $V_{\text{capacitor}}^{xt}$.

Quando há erros na comparação das tensões do capacitor e da linha, ou um atraso elevado para o chaveamento do capacitor surgem transitórios de tensão. Na figura 2.12 são mostradas as três situações possíveis [8].

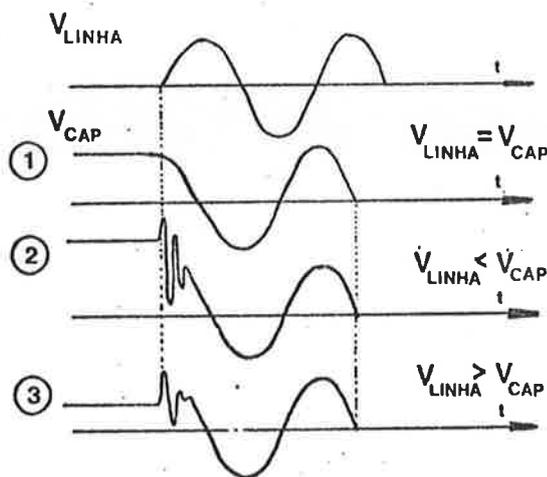


Fig. 2.12 - Transitórios devido as diferenças entre a tensão na linha e a do capacitor no chaveamento do CCT.

O CCT possui além do capacitor um reator em série para limitar a corrente nos tiristores e prevenir ressonâncias com a rede e ainda um resistor de descarga em paralelo com o capacitor, por motivos de segurança.

O CCT é muito utilizado em aplicações industriais, para correção de fator de potência e pode também trabalhar na correção de desequilíbrios.

As curvas $V_x I$ e $V_x Q$ para essa configuração tem basicamente o mesmo formato que para o RCT+CF. No ponto 2 da figura 2.13 onde os reativos gerados e absorvidos são nulos o RCT e o CCT estão desligados, dessa maneira as perdas diminuem e o valor nominal do RCT também diminui.

Essa configuração permite trabalhar com vários CCT de potência menor, podendo assim diminuir o valor nominal do RCT se necessário. Na figura 2.13 é apresentada uma curva de admitância por potência reativa ($B_x Q$) e o diagrama representativo de um RCT e 2 CCT.

Do ponto 1 ao 2 só trabalha o RCT, do ponto 2 ao 3 trabalha o RCT e um CCT e do ponto 3 ao 4 trabalha o RCT e os dois CCT. No ponto 2 o RCT é totalmente inserido junto com o primeiro CCT para que a curva $B_x Q$ seja contínua sem um degrau que a levaria para o ponto 2', o mesmo ocorre no ponto 3 com o segundo CCT e o RCT. O RCT terá seu ângulo de disparo variando de 90° a 180° entre 2 e 3 e entre 3 e 4 para manter a curva contínua.

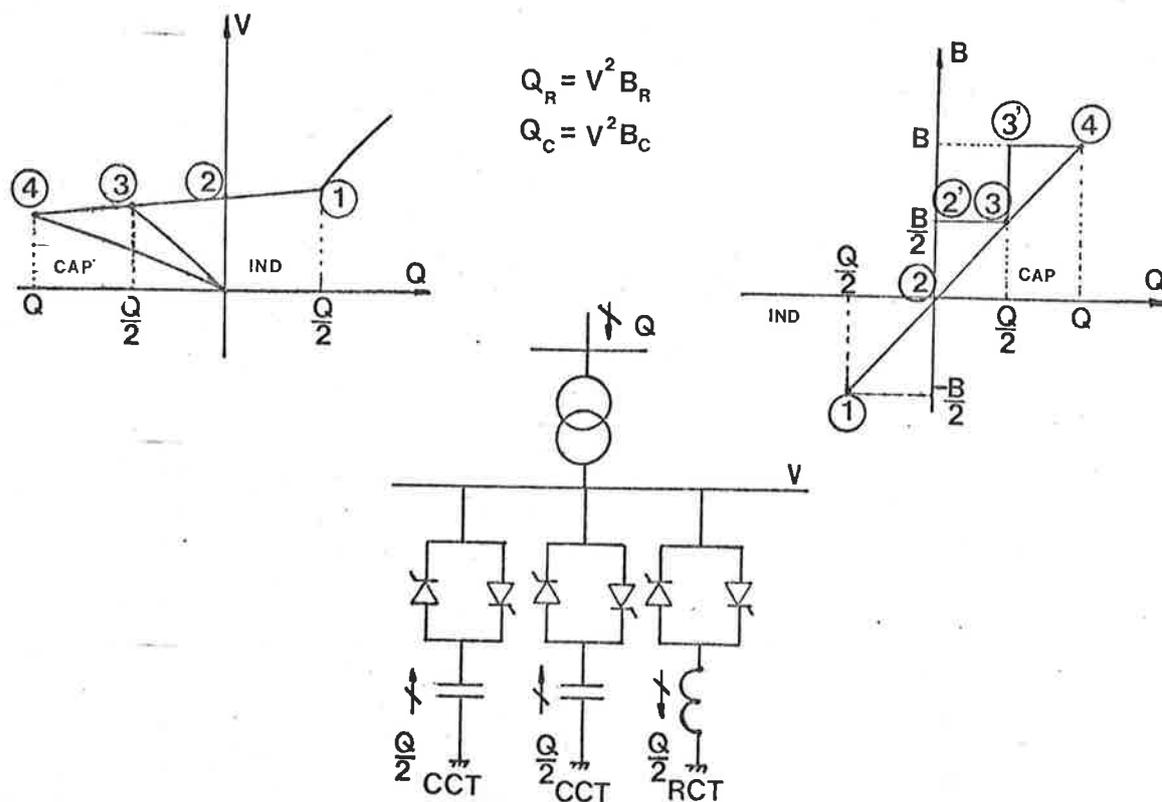


Fig. 2.13 - Curvas $V \times Q$ e $B \times Q$ da configuração do diagrama unifilar.

Uma configuração similar pode ser adotada com vários RCT menores e um CCT. Com essa configuração consegue-se diminuir o nível de harmônicas geradas. Como no caso anterior o custo deve ser bem analisado, pois ele aumenta muito ao multiplicar os circuitos, em compensação os tiristores são de capacidade de corrente menor. Quando há vários CCT o valor dos bancos em VA diminui.

Na figura 2.14 são apresentadas as curvas $B \times Q$, $V \times Q$ e o diagrama unifilar de uma configuração com dois RCT e um CCT.

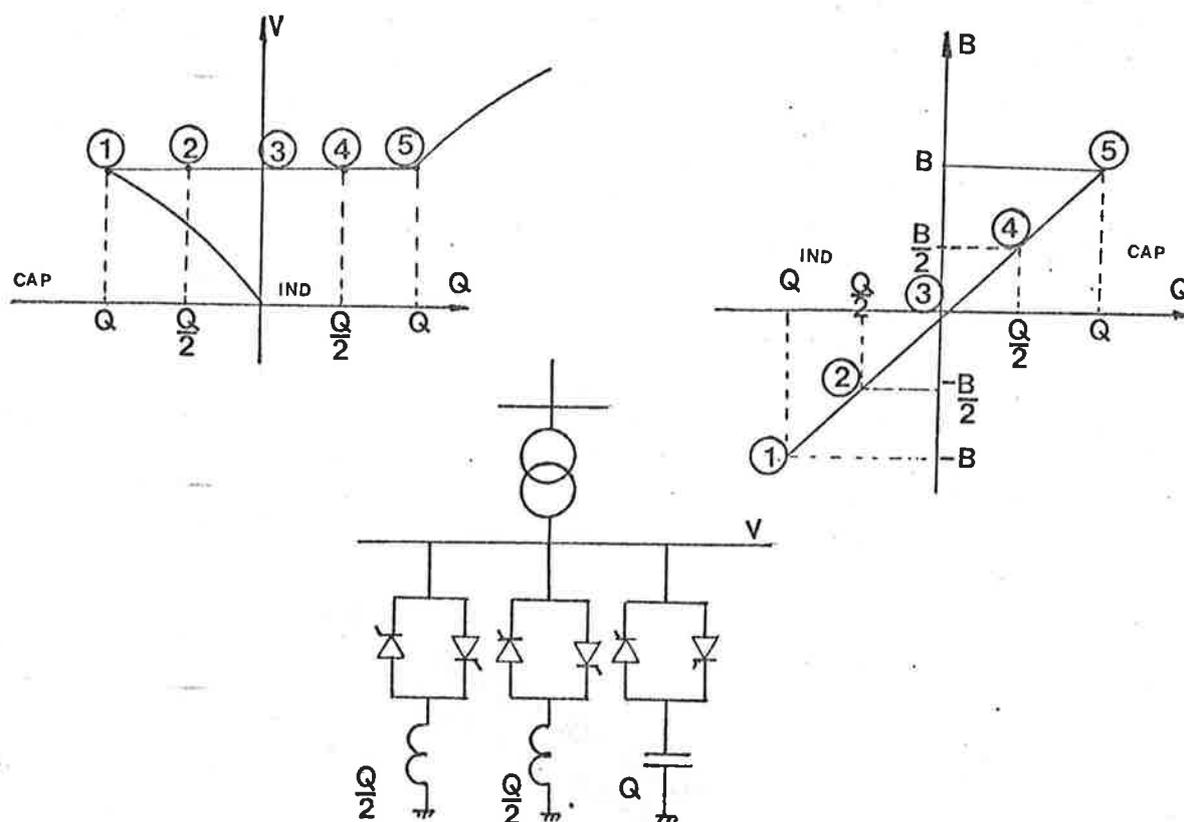


Fig. 2.14 - Curvas VxQ e BxQ da configuração do diagrama unifilar.

No lado capacitivo o CCT é ligado e do ponto 1 ao 2 há um RCT ligado e do ponto 2 ao 3 há dois RCT ligados. No lado indutivo o CCT é desligado, do ponto 3 ao 4 é ligado um RCT do ponto 4 ao 5 são ligados os dois RCT.

O ângulo de disparo varia conforme a tabela 2.1 mostrada abaixo.

TRECHOS		1 - 2	2 - 3	3 - 4	4 - 5
ângulo de disparo	RCT_1	$180^\circ - 90^\circ$	90°	$180^\circ - 90^\circ$	90°
	RCT_2	180°	$180^\circ - 90^\circ$	180°	$180^\circ - 90^\circ$

Tabela 2.1 - Variação dos ângulos de disparo de dois RCT's e um CCT.

Na figura 2.15 é feita uma comparação das formas de onda da tensão e corrente de um único RCT de valor Q e dois RCT de valor $Q/2$ cada, absorvendo $Q/2$ em cada configuração.

Nota-se que na segunda configuração para $Q/2$, não há geração de harmônicas e mesmo operando entre 0 e $Q/2$ e entre $Q/2$ e Q a geração de harmônicas será menor pois as correntes são menores em cada RCT de valor $Q/2$.

Dessa maneira os filtros para redução de harmônicas serão menores, os tiristores dos RCT's serão de valor menor e tem-se maior confiabilidade, mas o controle será um pouco mais sofisticado e as indutâncias dos reatores deverão ser maiores, para obter menor valor de potência reativa para a mesma tensão ($Q = V^2/\omega L$).

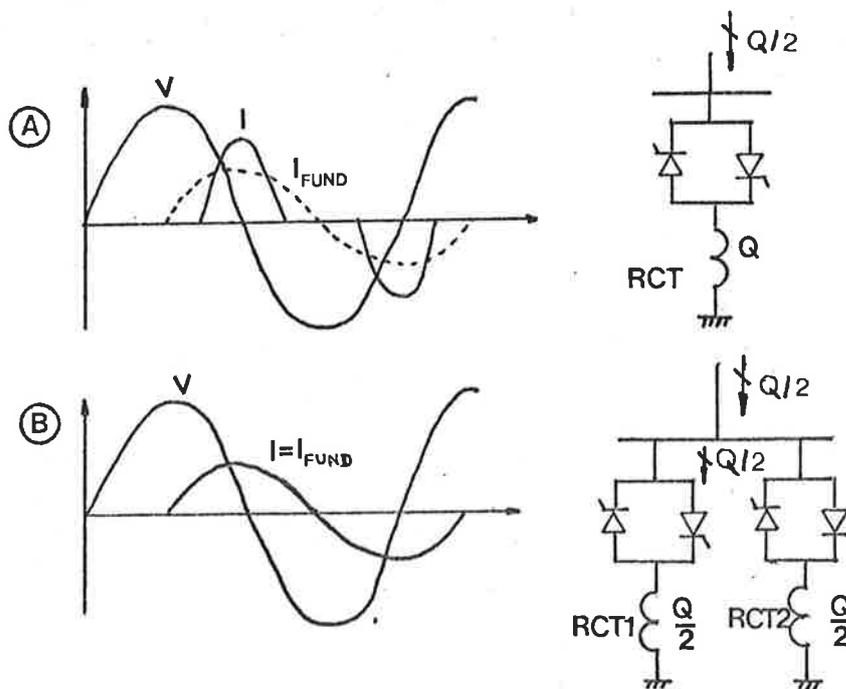


Fig. 2.15 - Comparação entre as formas de onda entre um RCT de valor Q e dois RCT de valor $Q/2$ absorvendo $Q/2$.

2.6.6 Compensadores com Conversores C.A./C.C., Inversores C.C./C.A. e Conversores de Frequência.

Esses tipos de compensadores devido a sua complexidade de ainda não se tornaram viáveis comercialmente, estando ainda em nível de pesquisa e estudos de protótipos em laboratórios.

Os conversores C.A./C.C. podem trabalhar em comutação natural (pela rede) ou por comutação forçada, no primeiro caso eles trabalham como absorvedores de reativos (corrente atrasada) e no segundo caso como geradores de reativos (corrente adiantada). No caso da comutação natural pode-se utilizar capacitores do lado trifásico para a operação capacitiva e no caso da comutação forçada é necessário a operação com um ângulo de disparo adiantado de 90° , o que permite uma faixa de $0-360^\circ$ do ângulo de disparo, permitindo a operação como capacitor e como indutor [9].

O conversor C.A./C.C. é uma boa configuração para aplicação em correção de fator de potência, apesar de gerar um alto índice de harmônicas e não ser aplicável para correção de desbalanceamentos.

Basicamente o Inversor C.C./C.A. [9] faz com que o indutor ou capacitor trabalhem em C.C.

O inversor é um gerador de grande conteúdo de harmônicas e é muito sensível a flutuação de tensão podendo sofrer falhas de comutação com facilidade e não é usado devido a alta complexidade do controle e proteção. No caso de aplicações para correção de desequilíbrio não é aconselhável aplicá-lo devido aos altos custos.

Os conversores de frequência trabalham com um circuito ressonante L-C em alta frequência, seu funcionamento é semelhante ao de um gerador em alta frequência interligado a rede através de um conversor de frequência. Pode-se controlar a troca de reativos com o sistema, pois uma variação de tensão ocasiona uma variação de frequência no circuito L-C, que assim muda sua reatância.

2.7 COMPARAÇÃO ENTRE OS VÁRIOS TIPOS DE COMPENSADORES

Em aplicações de desequilíbrios os compensadores estáticos com controle por fase não possuem concorrentes.

No caso de aplicações para regulação de tensão, correção de fator de potência, aumento de estabilidade e outras, os estudos devem ser mais minuciosos, levando sempre em conta os fatores mais importantes na aplicação, como [10], [11], [12]:

- custo de instalação e perdas
- rapidez de resposta
- manutenção
- confiabilidade
- perturbações introduzidas
- obras civis
- expansibilidade
- aumento da potência de curto

Analisando-se vários estudos já feitos quando se com

para o compensador síncrono com o estático, percebe-se que a potência instalada do compensador estático deve ser maior que aquela do síncrono, apesar de sua maior velocidade de resposta, principalmente quando o ponto de ligação não é muito forte (baixa potência de curto-circuito). Alguns especialistas sugerem um esquema misto, que aumenta a velocidade e a potência de curto-circuito.

Há também o problema do comportamento do compensador estático fora da faixa de controle. Se a tensão cair abaixo do limite mínimo da faixa linear de um RCT+CF, o compensador fica capacitivo e sua potência reativa será proporcional ao quadrado da tensão. Logo quanto mais baixa a tensão menor será a injeção de reativos na barra:

A seguir é apresentada a tabela 2.2 que compara as características dos principais tipos de compensadores.

A contribuição para curto-circuito está relacionada com a possível capacidade do compensador de aumentar a potência de curto-circuito no ponto de sua instalação. No caso do compensador síncrono a sua inércia mecânica é uma reserva de energia para o sistema, logo ele aumenta a capacidade de curto-circuito.

O tempo de resposta é dependente diretamente das constantes de tempo elétricas e mecânicas de cada tipo de compensador e de seu controle. Comparativamente para uma mesma situação o compensador síncrono tem um tempo de resposta bem maior que o dos compensadores tiristorizados e o dos reatores saturáveis devido as constantes de tempo do circuito magnético do campo.

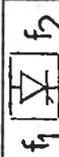
								
CARACTERÍSTICAS	COMPENSADOR SÍNCRONO	REATOR SATURADO	REATOR SAT. CONTR. P/C.C.	REATOR CONTR. A TIRIST.	CAPACITOR CHAVEA. A TIRIST.	INVERSOR CC/CA	CONVERSOR CA/CC	CONVERSOR DE FREQU.
Faixa de Controle	Indutiva Capacitiva	Indutiva	Indutiva	Indutiva	Capacitiva	Indutiva ou Capacitiva	Indutiva e/ou Capacitiva	Indutiva e Capacitiva
Tipo de Controle	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Contínuo	Discreto	Contínuo	Contínuo	Contínuo
Controle por Fase	Não	Não	Não	Sim	Sim	Não	Não	Não
Tempo de Resposta	>100 ms	menor que o síncrono	menor que o síncrono	menor que o síncrono	menor que o síncrono	Depende do nº de pulsos	Depende do nº de pulsos	Depende do nº de pulsos
Geração de Harmônicas	quase nenhuma	Baixa	Baixa	Alta	Nenhuma	Alta	Alta	Alta
Perdas	Altas	Baixas	Baixas	Baixas	Baixas	Baixas	Baixas	Baixas
Manutenção	Difícil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Contribuição p/ Curto Circuito	Sim	Não	Não	Não	Não	Não	Não	Não
Entrada em Serviço	Lenta	Rápida	Rápida	Rápida	Rápida	Rápida	Rápida	Rápida
Obras Civis	Grandes	Peq.	Peq.	Peq.	Peq.	Peq.	Peq.	Peq.
Expansibilidade	Não	Não	Não	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim

Tabela 2.2 - Características básicas de vários tipos de compensadores

O gráfico da figura 2.16 compara as perdas entre um RCT, um compensador síncrono (CS) e um RCT+CCT [10].

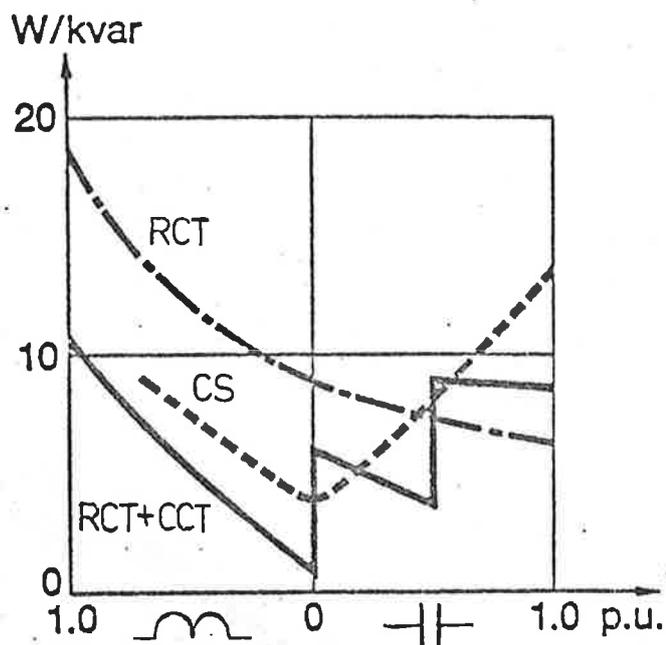


Fig. 2.16 - Curva de perdas de um C.S. , de um RCT e de um RCT+CF incluindo um transformador abaixador.

Pode-se perceber que quanto maior o número de reativos indutivos maiores serão as perdas, pois a corrente aumenta (menor ângulo de disparo) no RCT, logo as perdas Joule aumentam. Quando se utiliza o CCT, pode-se diminuir a corrente no RCT diminuindo as perdas.

CAPÍTULO 3

APLICAÇÕES DOS COMPENSADORES DE REATIVOS

3.1 GENERALIDADES

Básicamente as aplicações concentram-se em dois níveis de potência:

- industrial (dezenas de KVA até a dezenas de MVA)
- redes de transmissão de potência (dezenas a centenas de MVA)

Abaixo é apresentada a tabela 3.1 com as principais aplicações para os compensadores [13]

PRINCIPAIS CAMPOS DE APLICAÇÃO	
REDES DE TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA	REDES INDUSTRIAIS
<ul style="list-style-type: none">• Regulação de tensão• Controle dinâmico de potência reativa (compensação de reativos em linhas)• Reforçar estabilidade estática e dinâmica• Aumentar capacidade de transmissão• Amortecer ressonâncias subsíncronas (SSR) e oscilações torsionais• Prover de reativos um sistema descentralizado• Suporte reativo p/ sistemas CCAT.	<ul style="list-style-type: none">• Regulação de tensão• Correção de fator de potência• Controle dinâmico de potência reativa, como no caso de conversores estáticos p/ motores C.C. e partidas de motores assíncronos• Aumentar a estabilidade estática e transitória• Redução de Flicker• Compensação p/ cargas desbalanceadas (fornos)

Tabela 3.1 - Aplicações dos compensadores

A exata definição do tipo de aplicação e do local de instalação permite a seleção dos tipos de compensadores mais adequados, seus valores nominais, o tipo de controle e os sinais utilizados como variáveis de controle.

— Devem-se estudar também as várias situações do sistema para que se possa determinar os valores limites das variáveis de controle como ganhos, constantes de tempo e possivelmente a necessidade da utilização de outros sinais de controle como frequência, potência ativa, potência reativa e ainda a derivada e/ou integral desses sinais.

— A seguir são analisadas algumas das principais aplicações dos compensadores.

3.2 CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

É uma das principais aplicações industriais, pois além de produzir localmente os reativos necessários pelos equipamentos, assim aliviando os alimentadores, também regula a tensão do sistema, pois diminui as flutuações de tensão do sistema.

Os compensadores mais usados são o capacitor paralelo e o capacitor chaveado por tiristores (CCT).

Indústrias como siderúrgicas, químicas, de papel e celulose, laminadores e outras que tenham grande carga reativa flutuante tem no compensador um meio de reduzir despesas com energia, devido a diminuição da corrente reativa que é consumida na entrada das indústrias.

A potência reativa de um compensador puramente reativo, que é colocado em paralelo com uma carga, é dada por:

$$Q_{\text{compensador}} = B_{\text{comp}} |V|^2 = \frac{|V|^2}{X_{\text{comp}}} \quad (3.1)$$

Como as perdas são proporcionais ao quadrado da corrente ($\text{Perdas} = RI^2$), a potência dissipada nos cabos será proporcional a $1/\cos^2\psi$, pois

$$I = \frac{I_{\text{ativo}}}{\cos\psi} \Rightarrow \text{Perdas} = RI^2 = R \frac{I_{\text{ativo}}^2}{\cos^2\psi} \quad (3.2)$$

Portanto quanto maior o $\cos\psi$, menores serão as perdas.

A quantidade de reativos necessária para corrigir o fator de potência de um valor inicial $\cos\psi_i$ para um valor final $\cos\psi_f$, pode ser determinada como segue abaixo.

$$\tan \psi_i = \frac{Q_i}{P} \qquad \tan \psi_f = \frac{Q_f}{P}$$

Logo:

$$Q_{\text{compensador}} = Q_{\text{inicial}} - Q_{\text{final}} = P(\tan\psi_i - \tan\psi_f)$$

Ou da equação (3.2)

$$B_{\text{comp}} = \frac{P}{|V|^2} (\tan\psi_i - \tan\psi_f) \quad (3.3)$$

No caso trifásico utilizando-se uma ligação estrela ou triângulo:

$$B_{\text{comp}\Delta} = \frac{P_{\text{total}}}{3xV_{\ell}^2} (\tan\psi_i - \tan\psi_f) \quad (3.4)$$

$$B_{\text{comp}\gamma} = \frac{P_{\text{total}}}{3xV_f^2} (\tan\psi_i - \tan\psi_f) \quad (3.5)$$

Onde: V_{ℓ} - tensão de linha
 V_f - tensão de fase
 B_{comp} - admitância do compensador

Se houver desequilíbrio entre as fases o compensador deverá atuar individualmente por fase . Portanto quando for feito o equilíbrio das cargas pelo compensador, só em seguida é que será feita a correção de fator de potência.

3.3 REGULAÇÃO DE TENSÃO

3.3.1 Generalidades

A regulação de tensão é necessária para manter as cargas operando dentro de uma faixa, que garanta sua operação sem correr o risco de danificar os equipamentos. Também é necessária para reduzir o fluxo de reativos nos sistemas de transmissão e distribuição de energia devido a variações de carga, da geração ou da configuração do sistema em estudo.

Há vários equipamentos utilizados para regular a tensão como capacitores e reatores fixos, transformadores com tomada variável, autotransformadores, reguladores de tensão utilizados em geradores ou em motores (compensadores síncronos) e os compensadores estáticos.

Deve-se avaliar a sensibilidade do sistema em estudo para que se possam definir os melhores locais de instalação dos sistemas de regulação de tensão.

A seguir como ilustração será mostrado o comportamento de um RCT e um CF ligados a um sistema, e em seguida o equacionamento básico para a regulação de tensão utilizando compensadores.

3.3.2 Análise de um RCT e um CF ligados em um Sistema

Na figura 3.1 pode-se observar o esquema e as curvas de tensão em função do tempo de um compensador do tipo RCT+CF e do sistema. O compensador tem a potência reativa indutiva Q_R e reativa capacitiva Q_C . Os pontos de cruzamento da curva do sistema com a do compensador definem o ponto de trabalho da configuração. São mostrados duas situações do sistema devido a pequena perturbação sofrida pelo mesmo.

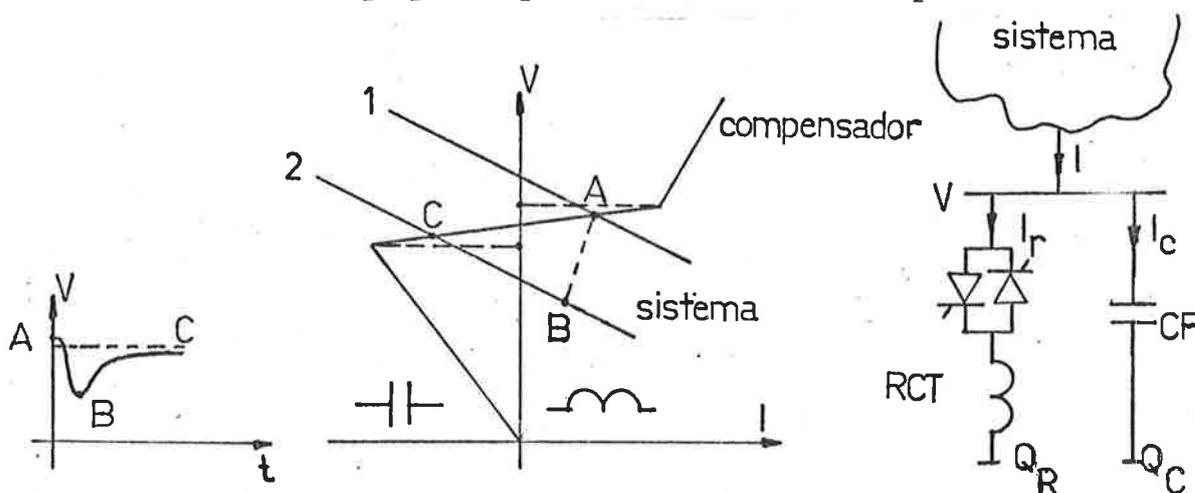


Fig. 3.1 - Curvas $V \times I$, $V \times t$ e configuração de um sistema com um RCT+CF

No ponto A, em que o sistema opera na curva 1, define o ponto de operação, o compensador tem uma característica indutiva pois a tensão está acima da nominal, mas ainda menor que a máxima admissível. Após uma perturbação a curva do sistema passa a ser a 2, que é uma curva de tensão menor, e o regulador de tensão começa a atuar levando o compensador a atuar capacitivamente definindo um novo ponto de trabalho C. O ponto B define a tensão logo após a perturbação, ou seja, é o ponto em que o regulador de tensão começa a atuar.

Na figura 3.2 são apresentadas as curvas de $V \times I$ para uma queda e um aumento de tensão devido a grandes perturbações (fora da faixa de $V_{\text{mínimo}}$ a $V_{\text{máximo}}$), como um curto-circuito ou uma desenergização de uma carga respectivamente.

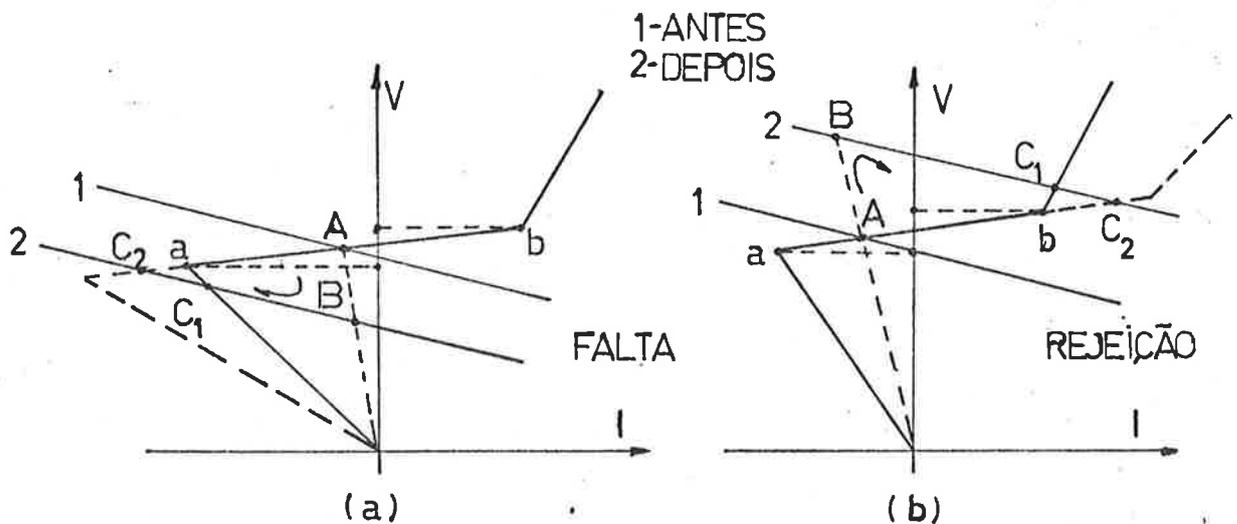


Fig. 3.2 - Curvas $V \times I$ para um sistema e um RCT mais um CF em duas situações: a) queda de tensão e b) aumento de tensão.

No gráfico da figura 3.2(a) ocorre uma falta trifásica, que força o sistema a deixar de operar na curva 1 para trabalhar na 2. O ponto de operação passa de A para B e caminha para C_1 , se a capacidade do CF for pequena em relação a perturbação, ou caminha para C_2 , se a capacitância for maior. Nota-se que a tensão em C_2 é maior que em C_1 e mais próxima do ponto limite inferior de tensão (a).

— No gráfico da figura 3.2(b) ocorre uma rejeição grande de carga, que leva o sistema da curva 1 para a curva 2. O ponto de trabalho vai de A para B e caminha para C_1 , que é fora da faixa linear de atuação do compensador, ou seja, o reator está totalmente inserido ($\alpha=90^\circ$). No caso de um reator com mais reativos, pode-se chegar em C_2 , que é um ponto de tensão menor que C_1 [7]

3.3.3 Equacionamento Básico

Baseado no esquema da figura 3.3 [7] podem-se desenvolver as equações para determinar a potência reativa necessária ao compensador para regular a tensão.

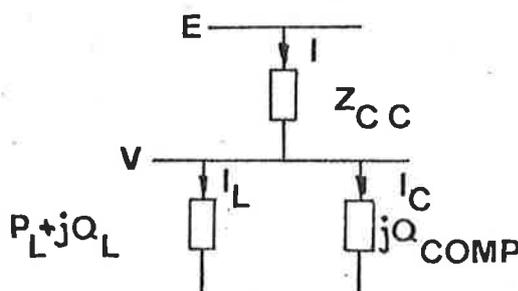


Fig. 3.3 - Esquema de um circuito com uma carga, um compensador e a representação do sistema por uma impedância de curto-circuito e a tensão E .

A tensão E pode ser tirada de um programa de fluxo de potência e a impedância de curto-circuito da matriz Z_{BUS} do sistema.

A equação da queda de tensão ocasionada só pela corrente \underline{I}_L é descrita abaixo:

$$\Delta V = E - V = Z_{CC} I_L$$

$$\text{Mas: } I_L = \frac{P_L - jQ_L}{V^*} \quad \text{e} \quad \dot{V} = V \angle 0^\circ \quad V^* = \dot{V}$$

Portanto,

$$\Delta V = (R_{CC} + jX_{CC}) \left[\frac{P_L - jQ_L}{V} \right]$$

Ou:

$$E = V + \frac{R_{CC} P_L + X_{CC} Q_L}{V} + j \frac{(X_{CC} P_L - R_{CC} Q_L)}{V} \quad (3.6)$$

Quando o compensador atua pode-se substituir Q_L por $Q_L + Q_{Comp}$ ou Q_{TOT} na equação (3.6).

Calculando o módulo da tensão E , tem-se:

$$|E| = \left[\left(V + \frac{R_{CC} P_L + X_{CC} Q_{TOT}}{V} \right)^2 + \left(\frac{X_{CC} P_L - R_{CC} Q_{TOT}}{V} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (3.7)$$

A potência de curto-circuito é dada por:

$$S_{CC} = P_{CC} + jQ_{CC} = \frac{E^2}{Z_{CC}^*}$$

Logo:

$$R_{cc} = \frac{E^2}{S_{cc}} \cos \theta_{cc} \quad \text{e} \quad X_{cc} = \frac{E^2}{S_{cc}} \sin \theta_{cc}$$

Da equação (3.7), vem que:

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{S_{cc}} [(P_L \cos \theta_{cc} + Q_L \sin \theta_{cc}) + j(P_L \sin \theta_{cc} - Q_L \cos \theta_{cc})]$$

Desprezando-se a parte reativa da queda de tensão, pois ela praticamente só produz defasagem e sendo o ângulo da impedância de curto-circuito, em geral, maior que 79° , pode-se desprezar $P_L \cos \theta_{cc}$, logo

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{Q_L}{S_{cc}}$$

Ou ainda com o compensador

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{Q_L + Q_{comp}}{S_{cc}} \quad (3.8)$$

Essa equação indica que quanto maior a potência de curto-circuito (S_{cc}), menor é a flutuação de tensão e também quanto mais próximo de zero for a soma de Q_L e Q_{comp} , menor a flutuação de tensão.

Rearranjando a equação 3.8, resulta:

$$V = \frac{E}{\left(1 + \frac{Q_L + Q_{comp}}{S_{cc}}\right)}$$

Ou ainda, para $Q_L + Q_{comp} \ll S_{cc}$, desenvolvendo em série de Maclaurin, tem-se:

$$V = E \left(1 - \frac{Q_L + Q_{\text{comp}}}{S_{\text{CC}}} \right) \quad (3.9)$$

Esta é a equação linearizada e simplificada da tensão em função da potência reativa total e da potência de curto-circuito. Ela justifica as curvas de carga mostradas anteriormente, que são segmentos de retas decrescentes com o aumento da potência reativa.

Desenvolvendo-se ainda a equação (3.7), pode-se determinar Q_{TOT} em função de R_{CC} , X_{CC} , V , E , Q_L e P_L .

$$|E|^2 = V^2 + 2(R_{\text{CC}}P_L + X_{\text{CC}}Q_{\text{TOT}}) + \frac{(R_{\text{CC}}P_L + X_{\text{CC}}Q_{\text{TOT}})^2}{V^2} + \frac{(X_{\text{CC}}P_L - R_{\text{CC}}Q_{\text{TOT}})^2}{V^2}$$

Ou ainda:

$$(X_{\text{CC}}^2 + R_{\text{CC}}^2)Q_{\text{TOT}}^2 + 2X_{\text{CC}}V^2Q_{\text{TOT}} + (V^2 + R_{\text{CC}}P_L)^2 + X_{\text{CC}}^2P_L^2 - E^2V^2 = 0 \quad (3.10)$$

O valor escolhido é o menor dos valores das raízes da equação (3.10).

Para uma dada carga e S_{CC} , fixa-se a variação da tensão V , ou seja, limita-se o ΔV , calcula-se a potência Q_{TOT} e determina-se o valor de Q_{comp} .

Variando-se a carga na sua faixa de potência, pode-se determinar a faixa de potência reativa do compensador fixando-se as tensões limites de regulação.

3.4 DESEQUILÍBRIO ENTRE FASES

3.4.1 Generalidades

— Os compensadores são aplicados para corrigir desequi
líbrios em instalações industriais, que possuem cargas que pos
suam impedância variável por fase como os fornos a arco, que
podem ter uma das barras em curto com a sucata e as outras em
situações totalmente distintas. As ferrovias em C.A. monofási
cas e aquelas em C.C. podem ocasionar desequilíbrios nos sistema
s, assim como linhas não transpostas, cargas mal distribuí
das entre as fases de um circuito de distribuição ou ainda des
balanceamentos ocasionados por outras perturbações em uma das
fases.

No início do século C.P. Steinmetz investigou e pro
pôs uma solução para o problema do desequilíbrio entre fases e
a compensação de reativos em uma carga desequilibrada, ligada
a um sistema trifásico, que pode ser:

- monofásica
- bifásica
- trifásica

Steinmetz concluiu que:

"Pode-se equilibrar e corrigir o $\cos\psi$ para 1 em uma
carga desequilibrada simplesmente somando admitâncias reativas
entre as fases. A associação final obtida será uma carga resis
tiva". [7].

Se na verdade for necessário obter um $\cos\psi$ mínimo menor que 1, bastará acrescentar uma admitância reativa igual nas três fases após o equilíbrio das fases.

Portanto para uma carga trifásica em ligação delta (Y_{AB}, Y_{BC}, Y_{CA}), como na figura 3.4 colocando-se admitâncias reativas em paralelo que equilibrem a carga e compensem os reativos, obtém-se uma carga trifásica equivalente em estrela, com admitâncias iguais e resistivas de valor $G_{AB}+G_{BC}+G_{CA}$, que são as condutâncias originais das cargas.

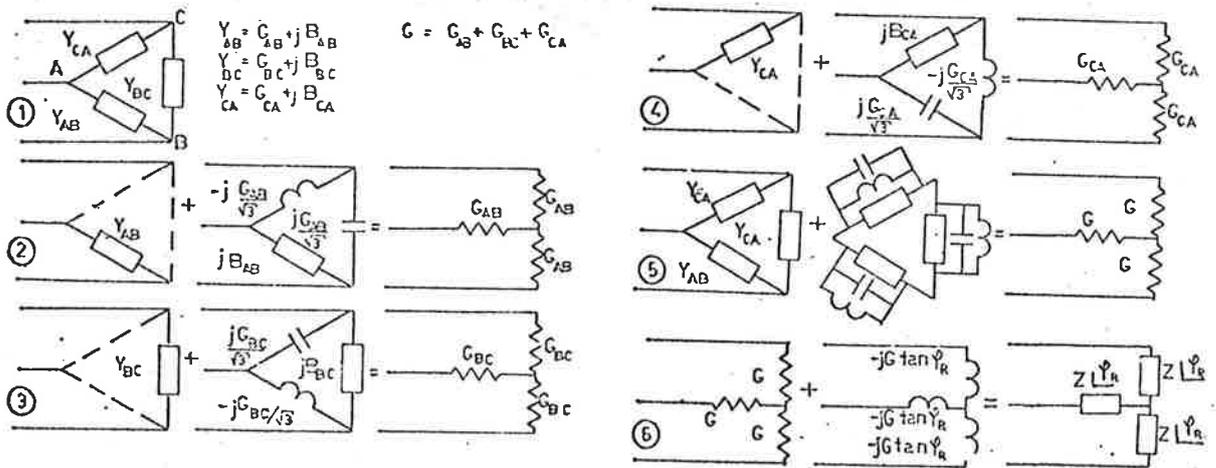


Fig. 3.4 - 1) Carga original; 2) Compensação em A-B; 3) Compensação em B-C; 4) Compensação em C-A; 5) Compensação total e 6) Compensação para $\cos\psi_{REF}$

Se for necessário manter um $\cos \psi$ de referência, deve-se somar uma admitância reativa de valor $(G_{AB} + G_{BC} + G_{CA}) \tan \psi_{REF}$ a cada um dos três ramos da estrela, que transformadas em delta, pois como pode ser visto na figura 3.4 as admitâncias acrescentadas para equilibrar a carga fazem parte de um delta, serão

$$B_{\text{correção do } \cos \psi} = - \frac{G \tan \psi_R}{3} \quad (3.11)$$

Neste caso, esta admitância será negativa para obter $\cos \psi$ indutivo.

Pode-se escrever as equações das admitâncias dos compensadores para um $\cos \psi$ genérico como abaixo.

$$\begin{aligned} B_{AB \text{ comp}} &= -B_{AB} + (G_{CA} - G_{BC}) / \sqrt{3} + G/3 \tan \psi_R \\ B_{BC \text{ comp}} &= -B_{BC} + (G_{AB} - G_{CA}) / \sqrt{3} + G/3 \tan \psi_R \\ B_{CA \text{ comp}} &= -B_{CA} + (G_{BC} - G_{AB}) / \sqrt{3} + G/3 \tan \psi_R \end{aligned} \quad (3.12)$$

Onde:

$$G = G_{AB} + G_{BC} + G_{CA}$$

Pode-se ainda escrever as equações acima na forma matricial [30], [33].

$$\begin{bmatrix} B_{AB \text{ comp}} \\ B_{BC \text{ comp}} \\ B_{CA \text{ com}} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} B_{AB} \\ B_{BC} \\ B_{CA} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{AB} \\ G_{BC} \\ G_{CA} \end{bmatrix} - \frac{\tan \psi_R}{3} \begin{bmatrix} G \\ G \\ G \end{bmatrix}$$

Trabalhando-se com componentes simétricas deve-se impor duas condições:

- $I_2 \text{ comp} + I_2 \text{ carga} = 0$, para o balanceamento
- Imaginário $(I_1 \text{ carga} + I_1 \text{ comp}) = 0$, para a compensação de reativos (correção do $\cos \psi$ para 1)

Onde: I_2 - componente de sequência negativa
 I_1 - componente de sequência direta

As equações utilizando componentes simétricas foram desenvolvidas por Gyugyi, Otto e Putman [14] para uma carga em delta ou estrela não aterrada (componente de sequência zero é nula) e são mostradas abaixo.

$$\begin{cases} B_{AB \text{ comp}} = -\frac{1}{3V} [I_m(I_1) + I_m(I_2) - \sqrt{3} R_e(I_2)] \\ B_{BC \text{ comp}} = -\frac{1}{3V} [I_m(I_1) - 2I_m(I_2)] \\ B_{CA \text{ comp}} = -\frac{1}{3V} [I_m(I_1) + I_m(I_2) + \sqrt{3} R_e(I_2)] \end{cases} \quad (3.13)$$

Onde:
 V - tensão de fase em estrela
 I_m - parte imaginária
 R_e - parte real

Voltando as componentes A,B,C as equações ficam:

$$\begin{cases} B_{AB \text{ comp}} = -\frac{1}{3V} [I_m(I_A) + I_m(\alpha I_B) - I_m(\alpha^2 I_C)] \\ B_{BC \text{ comp}} = -\frac{1}{3V} [I_m(\alpha I_B) + I_m(\alpha^2 I_C) - I_m(I_A)] \\ B_{CA \text{ comp}} = -\frac{1}{3V} [I_m(\alpha^2 I_C) + I_m(I_A) - I_m(\alpha I_B)] \end{cases} \quad (3.14)$$

Onde:

$$\alpha = 1 \angle 120^\circ$$

$$\alpha^2 = 1 \angle -120^\circ$$

Estes dois blocos de equações podem ser implementados em um sistema de controle de compensador utilizando circuitos para cálculo de valores eficazes, defasadores, multiplicadores e filtros para atenuar interferências, ou ainda utilizar um microprocessador para simular essas equações.

As equações acima podem ser transformadas ainda de modo que as admitâncias sejam função das correntes e tensões instantâneas.

$$\begin{cases} B_{AB \text{ comp}} = \frac{1}{3V^2} [I_m(V_a I_a^*) + I_m(V_b I_b^*) - I_m(V_c I_c^*)] \\ B_{BC \text{ comp}} = \frac{1}{3V^2} [-I_m(V_a I_a^*) + I_m(V_b I_b^*) - I_m(V_c I_c^*)] \\ B_{CA \text{ comp}} = \frac{1}{3V^2} [I_m(V_a I_a^*) - I_m(V_b I_b^*) + I_m(V_c I_c^*)] \end{cases}$$

Ou ainda:

$$\begin{cases} B_{AB} = \frac{1}{3\sqrt{3} V^2} \frac{1}{T} \int_0^T (V_{bc} i_a(t) + V_{ca} i_b(t) - V_{ba} i_c(t)) dt \\ B_{BC} = \frac{1}{3\sqrt{3} V^2} \frac{1}{T} \int_0^T (V_{ca} i_b(t) + V_{ab} i_c(t) - V_{bc} i_a(t)) dt \\ B_{CA} = \frac{1}{3\sqrt{3} V^2} \frac{1}{T} \int_0^T (V_{ab} i_c(t) + V_{bc} i_a(t) - V_{ca} i_b(t)) dt \end{cases} \quad (3.15)$$

Pois:

$$I_m(V_a I_a^*) = \frac{1}{T} \int_0^T V_a(-\pi/2) i_a(t) dt$$

$$e \quad V_a(-\pi/2) = \frac{V_{bc}}{\sqrt{3}}, \quad V_b(-\pi/2) = \frac{V_{ca}}{\sqrt{3}},$$

$$V_c(-\pi/2) = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}}$$

— Pode-se implementar essa solução utilizando integradores eletrônicos, não sendo necessário utilizar como constante de tempo o período de um ciclo da frequência. Se não for zerado o integrador a cada ciclo, obtém-se um sinal constante de admitância (potência reativa). No caso de aplicações que requrem maior rapidez (fornos a arco por exemplo), deve-se diminuir a constante de tempo dos integradores.

3.4.2 Limites Adotados para o Desequilíbrio

Para avaliar o grau de desequilíbrio, utilizam-se fatores como o grau de desequilíbrio de tensão (GDT) e o de corrente (GDC) como definidos abaixo.

$$\text{GDT}(\%) = \frac{V_2}{V_1} \times 100\% \quad (3.16)$$

Onde:

V_2 - componente de sequência negativa de tensão

V_1 - componente de sequência positiva de tensão

$$\text{GDC}(\%) = \frac{I_2}{I_1} \times 100\% \quad (3.17)$$

Onde:

I_2 - componente de sequência negativa de corrente

I_1 - componente de sequência positiva de corrente

Foram definidas duas outras formas para estimar o GDT.

$$a) \text{ GDT}(\%) = \frac{P_2}{P_{cc}} \times 100\%$$

P_2 - potência de sequência negativa no ponto

P_{cc} - potência de curto-circuito no ponto

$$b) \text{ GDT}(\%) = \frac{\text{DMT}}{V_{\text{MED}}} \times 100\%$$

DMT - maior desvio de tensão na barra em relação ao valor médio (V_{MED})

$$V_{\text{MED}} = \frac{V_{AB} + V_{BC} + V_{CA}}{3}$$

O valor frequentemente adotado como limite para o GDT é 2% [15].

3.5 EFEITO FLICKER

O efeito flicker é principalmente conhecido pelo desconforto visual ocasionado pela cintilação das lâmpadas in

candescentes, devido a uma flutuação de tensão de baixa frequência ocasionada por alguns equipamentos.

Pode-se dizer que há dois tipos de flicker :

- Flicker cíclico: é resultado de flutuações periódicas de tensão, como em motores que acionam compressores, ou em fornos a arco.
- Flicker não cíclico: é resultado de flutuações ocasionais de tensão, como em partidas de motores, ou em fornos a arco.

Pode-se citar como as principais fontes que ocasionam flicker

- fornos a arco
- partida de motores de grande potência
- solda a arco
- solda a ponto
- motores que trabalhem com alta corrente e baixo fator de potência na partida como em bombas, compressores, ar-condicionados, refrigeradores, elevadores, ventiladores, etc.

Na figura 3.5 [16] são mostradas as curvas de flicker do limite de irritação e visibilidade e as fontes típicas que produzem flicker e suas faixas de flutuação.

Os principais efeitos ocasionados pelo flicker são:

- tremulação das imagens em televisores e em lâmpadas incandescentes.

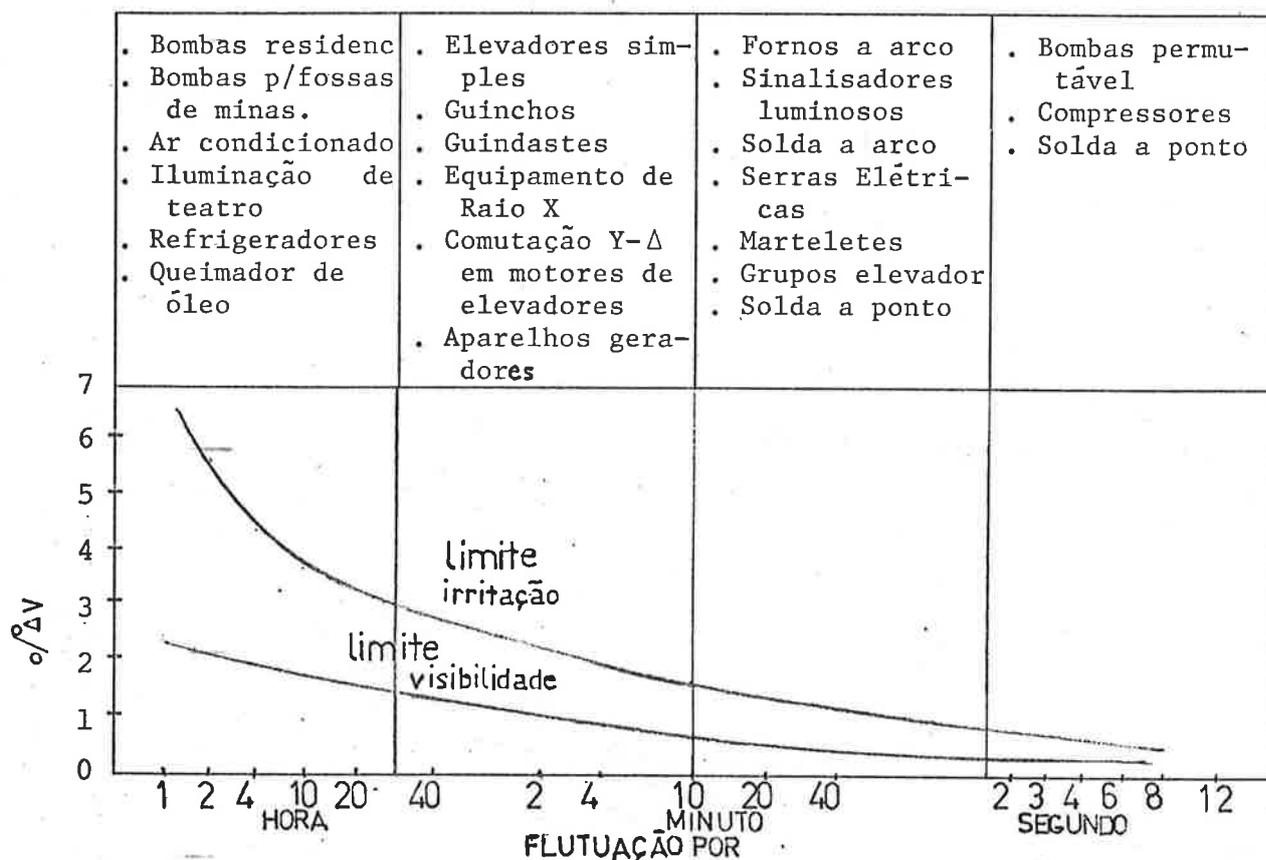


Fig. 3.5 - Diferentes fontes de flicker e suas faixas de variação e a flutuação de tensão ocasionada.

- perdas de dados, atrasos em execução de processos controlados por computadores.
- aumento de perdas e fadiga elétrica de máquinas elétricas e o possível desligamento de equipamentos sensíveis a tensão como relés, contadores, etc.

A faixa de frequência na qual o flicker é mais perceptível vai até 25Hz. No caso de um forno a arco esta faixa chega até 10Hz como mostrado na figura 3.6 em que se superpõe uma curva característica de flutuação de tensão de um forno a

arco e a curva do limiar de sensibilidade do olho humano [17].

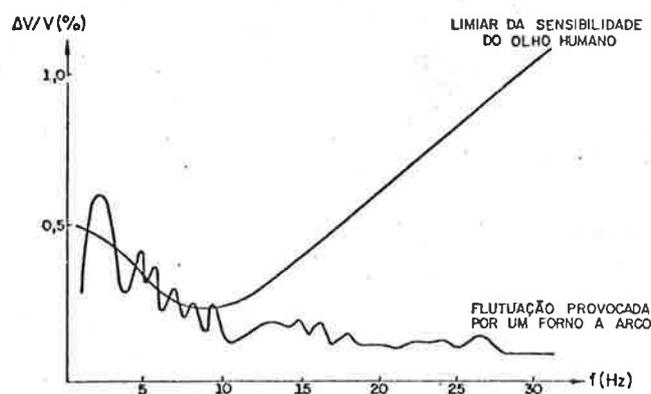


Fig. 3.6 - Curvas de flutuação de tensão de um forno a arco e a curva de limiar de sensibilidade do olho humano.

O forno a arco é uma carga muito especial e deve ser analisada com mais detalhes do que foi neste trabalho.

A equação básica que dá a flutuação de tensão de um forno a arco é descrita abaixo e é baseada no diagrama unifilar e no diagrama vetorial da figura 3.7.

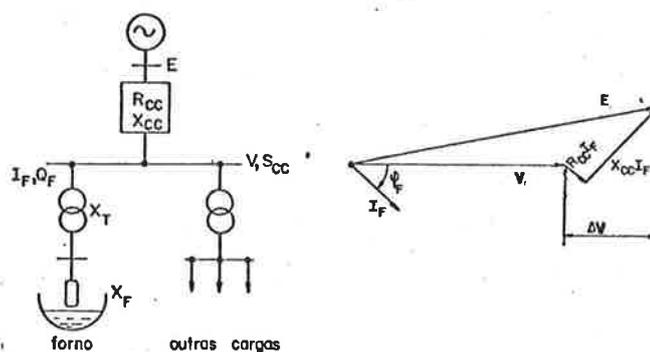


Fig. 3.7 - Circuito e diagrama vetorial de um forno a arco

$$\Delta V = I_F (X_{CC} \text{sen} \psi_F + R_{CC} \text{cos} \psi_F) \quad (3.18)$$

Onde:

ΔV - queda de tensão

I_F - corrente do forno

X_{CC} - reatância do sistema

R_{CC} - resistência do sistema

S_{CC} - potência de curto-circuito

ψ_F - defasagem da corrente I_F e da tensão V

X_F, X_T - reatância do forno e do transformador

Como:

$$S_{CC} \cong \frac{E^2}{X_{CC}} \quad \text{e} \quad Q \cong EI_F \text{sen} \psi_F$$

Substituindo em (3.19), vem:

$$\frac{\Delta V}{E} \cong \frac{Q}{X_{CC}}$$

A literatura em geral sugere que a potência de curto circuito do ponto de ligação do forno deve ser, considerando-se valores aceitáveis para flutuação, maior que 100 vezes [18] a potência nominal do forno pois com esse valor tem-se um valor aceitável de flutuação (<1,0%).

Devido a constante variação da reatância do forno e da resistência do arco nas três fases, o consumo de potência ativa e reativa também é variável, logo, o compensador de reativos utilizado com o forno deve trabalhar independentemente nas três fases para corrigir o desequilíbrio entre elas.

Os primeiros fornos a arco industriais eram em cor

rente contínua e de baixa potência ou ainda em corrente alternada e monofásicos, mais recentemente surgiram os fornos trifásicos de alta potência.

— Alguns autores baseados em medidas estatísticas situam a faixa de variação de potência reativa de zero a 1,7 vezes a potência nominal do forno [19].

— A problemática da avaliação do flicker levou ao desenvolvimento de vários métodos de medição. Podem-se citar 5 métodos entre os mais conhecidos [18].

— Método ERA (inglês) - usa o valor eficaz da forma de onda na faixa de 0,5 a 27Hz com uma constante de tempo da ordem de 100s.

— Método EDF (francês) - detecta flutuações de tensão na faixa de 0,5 a 25Hz calculando uma média quadrática.

— Método FGH (alemão) - baseia-se na medida da flutuação de uma lâmpada em que é aplicada a tensão de medição, utilizando-se uma fotocélula e um grupo de filtros de 0,7 a 28Hz , com diferentes sensibilidades. Dessa maneira consegue-se medidas instantâneas de flicker .

— Método ΔV_{10} (japonês) - similar a versão EDF, a maior diferença está na utilização de uma curva de sensibilidade de uma lâmpada de filamento de 110V.

— Método da UIE - o comitê de estudos de perturbações

da UIE desenvolveu um método, que é descrito abaixo.

- . indicação do valor instantâneo de flicker
- . o aparelho grava o intervalo de duração do flicker em um período longo.
- . indicação da função da flutuação de tensão (1 a 25 Hz).
- . possibilidade de avaliações estatísticas depois de
- um número razoável de medidas.

Staffan Granström [17] desenvolveu um programa para o estudo de fornos a arco em conjunto com compensadores estáti cos com filtros e síncronos, utilizando vários modelos para a corrente do forno e para os compensadores estáticos. Ele tam bém simulou os medidores de flicker via ERA, EDF e FGH.

Além das flutuações de baixa frequência, que ocasionam o flicker, o forno a arco gera harmônicas pares e ímpares devi do a sua assimetria na forma de onda. A tabela 3.2 mostra valo res característicos de harmônicas de um forno a arco. A produ ção de harmônicas por um forno a arco não pode ser colocada em uma simples equação. Na verdade só se podem determinar faixas de variação através de medições reais.

ORDEM DA HARMÔNICA	% DA FUNDAMENTAL
2	2-5%
3	3-8%
4	2-5%
5	2-6%
6	1-3%
7	1-4%

Tabela 3.2 - Valores característicos de harmônicas geradas por um forno a arco [19].

Quando se coloca um compensador em paralelo com um forno a arco além de corrigir desequilíbrios e regular a tensão, a produção do forno aumenta em virtude da elevação da potência ativa para a mesma potência aparente. Na figura 3.8 pode-se ver as curvas características de um forno a arco genérico com e sem o compensador. Pode-se ver que há um aumento na curva de potência ativa do forno.

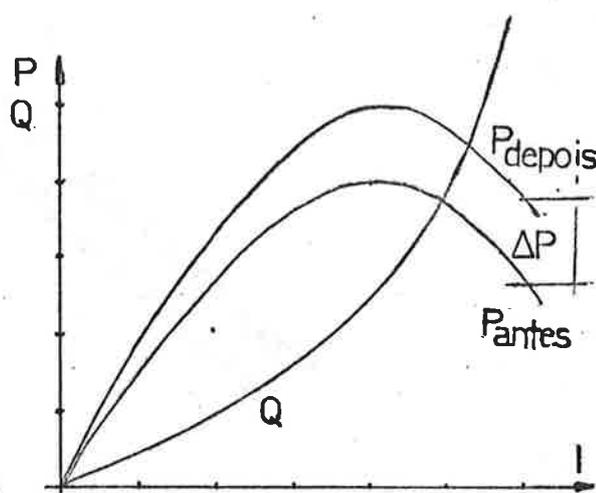


Fig. 3.8 - Curvas $P, Q \times I$ de um forno a arco antes e depois do uso de um CCT. [20].

3.6 ESTABILIDADE E SUPORTE REATIVO PARA LINHAS DE TRANSMISSÃO DE C.A. E SISTEMAS DE C.C.

3.6.1 Análise de Estabilidade e Suporte de Reativos em Linhas de Transmissão de C.A.

Devido a capacitância distribuída das linhas, principalmente as longas, surgem tensões elevadas no extremo da carga quando em vazio ou com carga leve ($P_{\text{carga}} < P_{\text{característica}}$). Para reduzir o valor dessa capacitância distribuída, utilizam-

se reatores shunt na faixa de 40 a 60% da potência característica da linha em seus extremos, mas em compensação a capacidade de transmissão cai de aproximadamente 20%.

Quando a linha atua com carga pesada ($P_{\text{carga}} > P_{\text{característica}}$) os reatores paralelo podem aumentar a queda de tensão a valores proibitivos. A solução para evitar este inconveniente é colocar compensadores na linha, para injetar ou absorver reativos dependendo da tensão.

A compensação de reativos pode também aumentar a capacidade de transmissão da linha. Na compensação série é fácil visualizar isto, pois a reatância série diminui, logo a corrente aumenta para uma mesma diferença de tensões e portanto aumenta a potência ativa transmitida. A equação básica da potência ativa transmitida é descrita abaixo.

$$P_{12} = \frac{V_1 V_2}{X_L} \text{ sen } \delta \quad (3.19)$$

Onde:

P_{12} - potência transmitida

X_L - reatância série da linha

V_1 - tensão no extremo 1 da linha

V_2 - tensão no extremo 2 da linha

δ - ângulo entre V_1 e V_2

No caso da compensação série a equação torna-se

$$P_{12} = \frac{V_1 V_2}{(X_L - X_S)} \text{ sen } \delta$$

Onde:

X_S - reatância da compensação série.

A compensação série deve suportar toda a corrente transmitida pela linha, o que torna maiores suas dimensões físicas.

A figura 3.9 mostra as curvas, de $P_{12} \times \delta$ com e sem compensação série, de uma linha de transmissão.

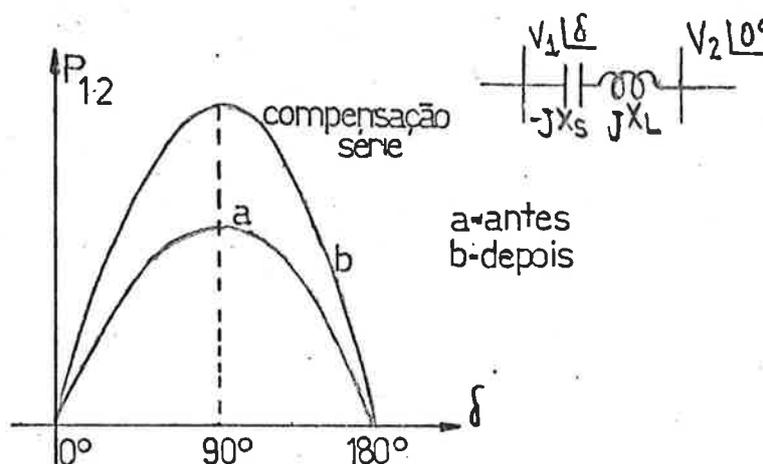


Fig. 3.9 - Curvas de $P_{12} \times \delta$ com e sem compensação série

Se a compensação for por exemplo de 50% da impedância série, a potência máxima a ser transmitida passa a duas vezes a daquela sem compensação.

No caso da compensação paralela além da possibilidade de do aumento da potência transmitida há também o aumento dos ângulos limites de estabilidade.

Na figura 3.10 pode-se ver o diagrama básico de uma linha de transmissão com compensação paralela em um barramento central e tensões V_1 e V_2 em seus extremos e V_m em seu barramento central.

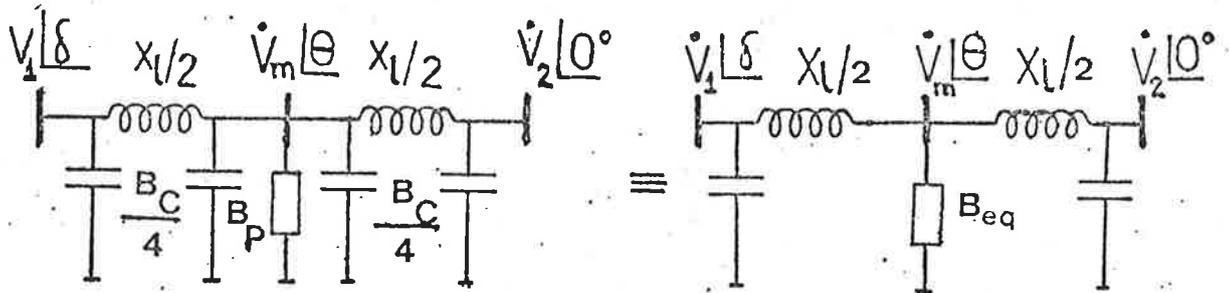


Fig. 3.10 - Diagrama de uma linha com compensação paralela em um barramento central e um diagrama equivalente.

Para modelar a linha foi adotado o modelo PI para cada metade da linha. O valor da admitância resultante da associação entre o compensador paralelo e as capacitâncias distribuídas será:

$$B_{eq} = B_p + \frac{B_c}{2} = \frac{B_c}{2}(1 + K) \quad (3.20)$$

onde: $K = 2B_p/B_c$

O valor de K será negativo se B_p for indutivo e será positivo se B_p for capacitivo.

A tensão no barramento intermediário, para $|V_1| = |V_2| = E$, será:

$$V_m \angle \theta = (E \angle \delta + E \angle 0^\circ) / 2(1 - B_{eq} X_{l/2})$$

ou melhor:

$$V_m \angle \theta = \frac{E \cos \delta/2 \angle \delta/2}{(1 - (1+K)B_c X\ell/8)}$$

ou ainda:

$$V_m \angle \theta = \frac{E \cos(\delta/2) \angle \delta/2}{(1 - B_c X\ell/8 + B_p X\ell/4)} \quad (3.21)$$

Controlando o valor de B_p , pode-se controlar o módulo de V_m . Por exemplo se o termo que multiplica E for maior que 1, o módulo de V_m será maior que E . Para que o módulo de V_m seja igual a 1, deve-se ter:

$$\frac{\cos \delta/2}{1 - B_c X\ell/8 + B_p X\ell/4} = 1$$

Ou seja:

$$B_p = \frac{\cos(\delta/2) - 1 + B_c X\ell/8}{X\ell/4}$$

A potência ativa transmitida pela linha é dada por:

$$P = \text{Re}(\hat{V}_m \hat{I}_m^*)$$

onde:
$$I_m = \frac{E \angle \delta - V_m \angle \theta}{j X\ell/2}$$

Como $\hat{V}_m = V_m \angle \delta/2$, tem-se:

$$P = \frac{2 E V_m}{X\ell} \text{sen}(\delta/2) \quad (3.22)$$

Substituindo (3.21) em (3.22):

$$P = \frac{E^2 \operatorname{sen} \delta}{X\ell(1 - K')}$$

Onde: $K' = B_c X\ell/8 - B_p X\ell/4$

Se K' é igual a zero, o que significa eliminar o termo equivalente intermediário da linha, ou seja eliminar as admitâncias do compensador e as duas admitâncias capacitivas do módulo PI, tem-se a equação da transmissão de potência para uma linha sem compensação intermediária, ou seja:

$$P = \frac{E^2}{X\ell} \operatorname{sen} \delta \quad (3.23)$$

Na equação (3.22), quando V_m é igual a E , tem-se:

$$P = \frac{2 E^2 \operatorname{sen} \delta/2}{X\ell} \quad (3.24)$$

Na figura 3.11, pode-se ver um gráfico de potência em p.u. de $E^2/X\ell$ em função de δ para as duas equações (3.23) e (3.24), representadas. Variando o valor de V_m através do controle de B_p , podem-se obter curvas intermediárias de potência transmitida pela linha.

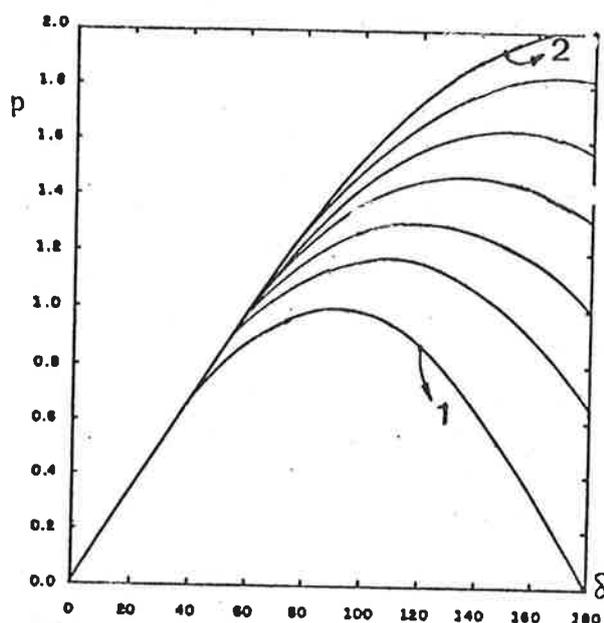


Fig. 3.11 - Curvas de potência em p.u. de $E^2/X\ell$ em função do ângulo δ entre as tensões V_1 e V_2 , para vários valores de V_m , ou B_p .
 (1) - B_p para $V_m = E$
 (2) - B_{eq} igual a zero.

Observando-se a equação (3.21), percebe-se que, quando o ângulo δ for igual a 180° o valor de V_m será zero, o que significaria colocar o barramento central da linha no potencial da terra. Na verdade o compensador deverá assumir uma impedância nula para zerar a tensão V_m , na prática o compensador tem impedâncias limites de trabalho, ou melhor no caso de RCT ângulos limites de disparo, logo na prática a curva 1 da figura 3.11 é inviável.

Analisando-se pelo método das áreas iguais utilizado para determinar os ângulos limites de oscilação e o ângulo final δ para uma dada falta num circuito de linha dupla, pode-se construir as curvas $Px\delta$ sem compensação e com compensação paralela mostradas na figura 3.12.

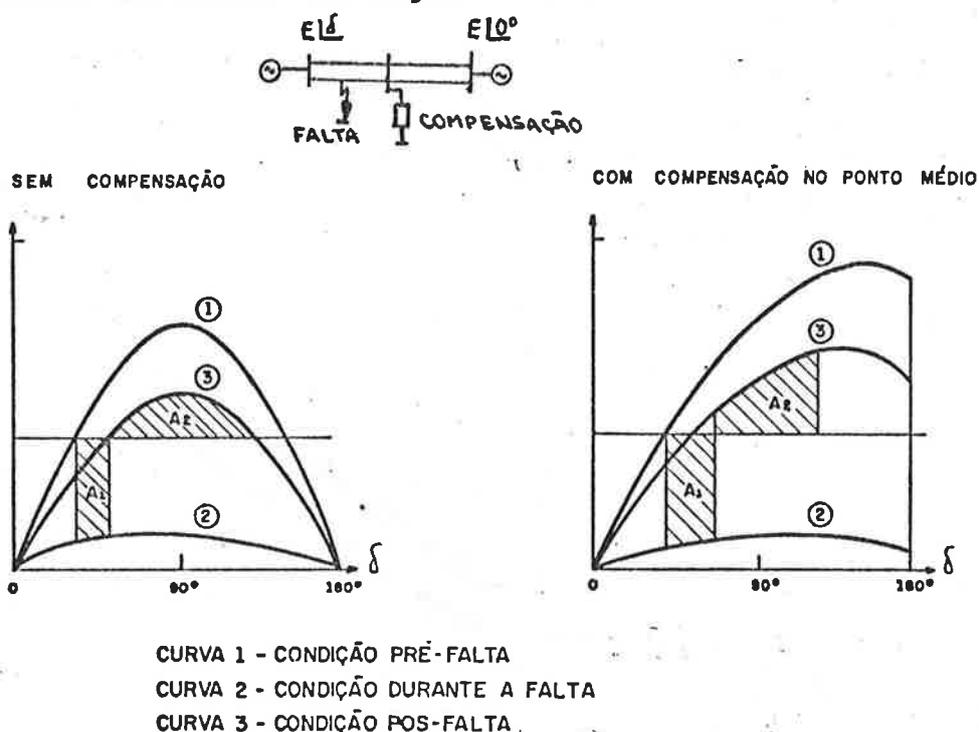


Fig. 3.12 - Curvas de $Px\delta$ e o método das áreas iguais para linha sem compensação (a) e linha com compensação paralela (b) para um circuito de linha dupla em que ocorreu uma falta.

Nota-se que os ângulos limites de oscilação para a compensação paralela não atingem o ângulo de limite de estabilidade estática (ângulo para potência máxima).

Nas linhas de transmissão a compensação pode ser usada para evitar problemas como linhas desequilibradas, devido a falta de transposição ou outras fontes de desequilíbrio de linhas de transmissão.

Há também a possibilidade de surgir ressonância subsíncrona (20-40Hz) entre a impedância das linhas e a dos geradores, que pode ocasionar torques mecânicos indesejáveis nos eixos dos geradores, podendo até destruí-los. Um compensador estático pode ser usado para evitar este problema.

Tyll [22] analisou em seu artigo como variam os parâmetros de uma linha de transmissão para vários tipos de compensação. Ele adotou o modelo PI concentrado em vez do distribuído.

Em seu artigo [23] Iliceto mostra três curvas características de distribuição de tensão para diferentes configurações de carga e diferentes localizações de compensação série (capacitiva) e paralela (indutiva), para uma linha de transmissão.

3.6.2 Suporte de Reativos em Sistemas de C.C.

Em sistemas de transmissão de C.C., utilizam-se compensadores estáticos de reativos, quando a potência de curto-circuito, no ponto de instalação for suficientemente alta, pois eles não tem capacidade de aumentar a potência de curto-circuito para facilitar a comutação. No caso de baixa potência de curto-circuito, na barra do Inversor do Sistema de Itaipu, utilizaram

-se compensadores síncronos, que têm a capacidade de aumentar a potência de curto-circuito do ponto de instalação devido a sua energia cinética. Para uma potência de curto-circuito de menos de 2,5 vezes a potência de compensação deve-se fazer uma análise cuidadosa do comportamento dinâmico.

Na figura 3.12 é visto o diagrama de um sistema de transmissão de C.C. com um compensador de reativos no inversor.

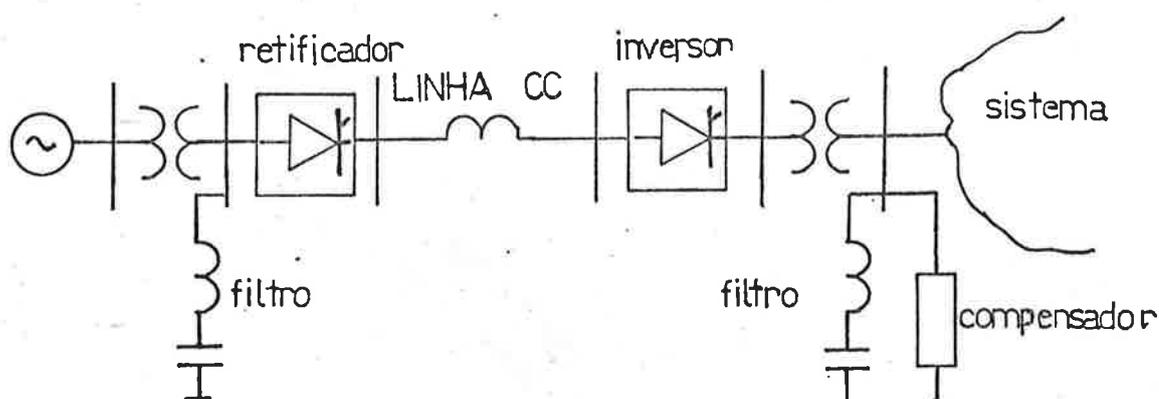


Fig. 3.12 - Sistema de transmissão de C.C. com um sistema de compensação.

O próprio sistema de geração fornece os reativos para o retificador do sistema de C.C.

O diagrama característico de potência dos conversores é mostrado na figura 3.13. Percebe-se que um retificador sob comutação natural recebe potência reativa do sistema, ou seja, se comporta como um motor; também o inversor recebe potência reativa do sistema. O comportamento do inversor e do retificador para comutação forçada também é mostrado na figura 3.13.

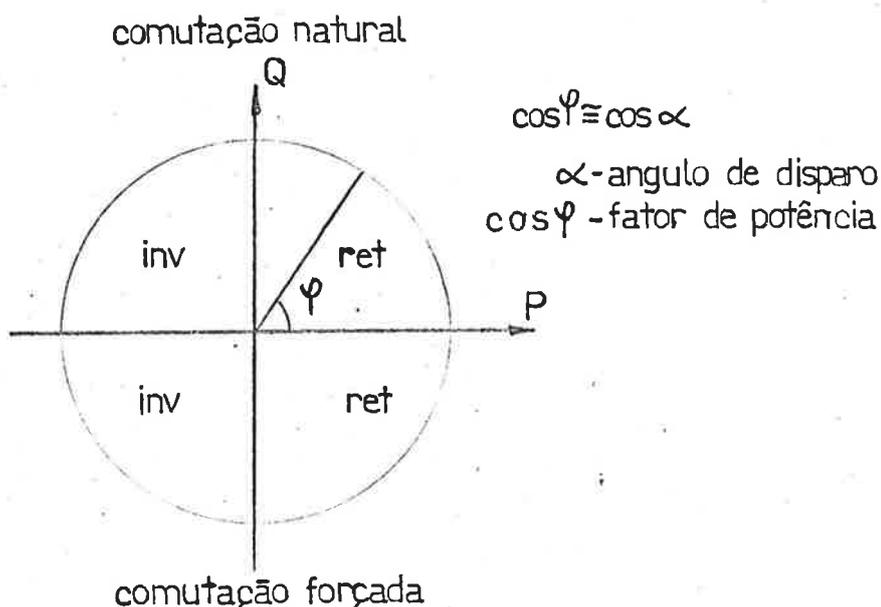


Fig. 3.13 - Curvas características QxP para retificador e inversor para comutação natural e forçada.

3.7 OUTRAS APLICAÇÕES

Os sistemas de compensação de reativos podem ser utilizados também em laboratórios de alta energia como aceleradores de partículas ou sistemas de fusão a plasma, que utilizam muita energia reativa para alimentar os reatores que produzem campos magnéticos intensos para acelerar as partículas ou confinar o plasma. [24].

Pode-se dizer, que as futuras aplicações dos sistemas de compensação de reativos vão depender do aumento da capacidade dos compensadores, da redução dos seus custos relativos e do aumento da precisão dos sistemas de medição e controle.

CAPÍTULO 4

ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA DE COMPENSADORES ESTÁTICOS TIRISTORISADOS

4.1 GENERALIDADES

Neste capítulo estudam-se as formas de ondas básicas dos circuitos monofásicos e trifásicos dos compensadores estáticos. São analisados os efeitos do fator de mérito (Q) do reator e da impedância de curto-circuito do ponto de instalação nas formas de onda. As curvas que determinam o ângulo de extinção a cada semi-ciclo e o valor médio e eficaz das correntes e tensões do RCT são apresentadas em forma de gráficos.

4.2 FORMAS DE ONDA DO RCT

4.2.1 Equacionamento Básico

A corrente que surge quando se liga um reator a um ponto de uma rede elétrica depende do instante de inserção, dos parâmetros do reator e do equivalente Thevenin da rede. Quando se faz um estudo de uma rede de potência a tensão do Thevenin é obtida de um programa de fluxo de potência e a impedância da matriz Z-BUS da rede.

No estudo será adotada a configuração descrita no diagrama da figura 4.1.

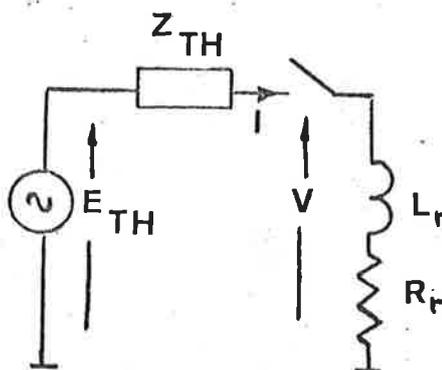


Fig. 4.1 - Diagrama da configuração básica de um RCT ligado a uma rede representada pelo seu Thevenin.

Inicialmente, para ilustração, despreza-se a impedância Thevenin (adota-se barramento infinito) e a queda de tensão na chave.

A chave é composta de dois tiristores em anti-paralelo que conduzem as correntes $i_1(t)$ e $i_2(t)$, quando gatilhados nos ângulos α_1 e $\alpha_1 + \Pi$ e bloqueados naturalmente nos ângulos β_1 e $\beta_2 + \Pi$, devido a passagem da corrente por zero. Normalmente, toma-se como referência os zeros de tensão para α_1 e α_2 , logo em relação ao zero de tensão do 1º ciclo o valor de α_2 e β_2 será $\alpha_2 + \Pi$ e $\beta_2 + \Pi$. Foi adotado por enquanto $\alpha_1 \neq \alpha_2$, logo $\beta_1 \neq \beta_2$. Na prática é desejável que os α 's e β 's sejam iguais. O estudo aqui feito se presta para analisar a assimetria.

As formas de onda das tensões do gerador e do reator e da corrente no reator são mostradas na figura 4.2.

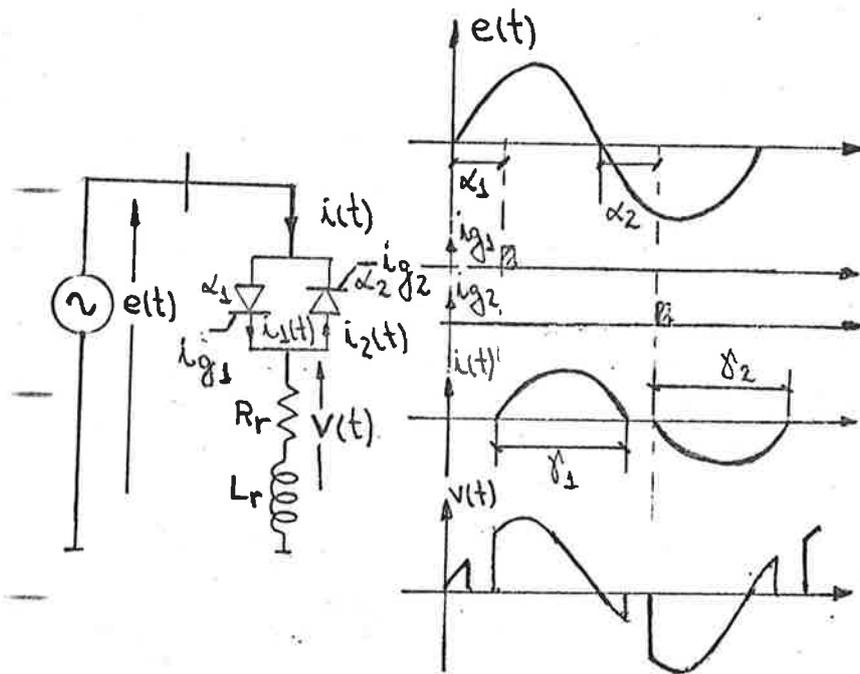


Fig. 4.2 - Circuito básico e formas de onda do RCT

A equação básica que rege o comportamento do circuito do RCT para uma tensão senoidal do tipo;

$$e(t) = V_{\text{máx}} \text{ sen } \omega t$$

Será:

$$e(t) = R_r i(t) + L_r \frac{d_i(t)}{dt} \quad (4.1)$$

$$\text{Para: } \begin{cases} \alpha_1 \leq \theta \leq \beta_1 \\ \alpha_2 + \Pi \leq \theta \leq \beta_2 + \Pi \end{cases} \quad \theta = \omega t$$

A resolução desta equação está no apêndice 1 e seu resultado é mostrada a seguir.

$$i(t) = \begin{cases} i_1(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{Z_r} (\text{sen}(\theta - \psi) - \text{sen}(\alpha_1 - \psi) e^{\frac{\alpha_1 - \theta}{\tan \psi}}) & (4.2) \\ \text{para } \alpha_1 \leq \theta \leq \beta_1 \\ \\ i_2(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{Z_r} (\text{sen}(\theta - \psi) + \text{sen}(\alpha_2 + \Pi - \psi) e^{\frac{\alpha_2 + \Pi - \theta}{\tan \psi}}) & (4.3) \\ \text{para } \alpha_2 + \Pi \leq \omega t \leq \beta_2 + \Pi \end{cases}$$

Onde:

$$\tan \psi = \frac{\omega L_r}{R_r} \quad \text{e} \quad Z_r = (R_r^2 + \omega L_r^2)^{1/2}$$

A corrente $i(t)$ será nula fora das faixas descritas acima para um dado ciclo de estudo.

Para determinar o valor do ângulo de extinção para os dois semi-ciclos deve-se impor um zero de corrente nas equações (4.2) e (4.3). Obtêm-se dessa maneira duas equações transcendentais, que só podem ser resolvidas por processos iterativos, descritas abaixo.

$$\begin{cases} \text{sen}(\beta_1 - \psi) = \text{sen}(\alpha_1 - \psi) e^{\frac{\alpha_1 - \beta_1}{\tan \psi}} & (4.4) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \text{sen}(\beta_2 + \Pi - \psi) = \text{sen}(\alpha_2 + \Pi - \psi) e^{\frac{\alpha_2 - \beta_2}{\tan \psi}} & (4.5) \end{cases}$$

Os dois gráficos da figura 4.3 mostram os valores de γ e β para valores de α e ψ dados, onde:

$$\gamma = \beta - \alpha \quad (\text{ângulo de condução}) \quad (4.6)$$

Estes gráficos são limitados para $\alpha \leq \beta$, esta limitação será justificada adiante [25][26].

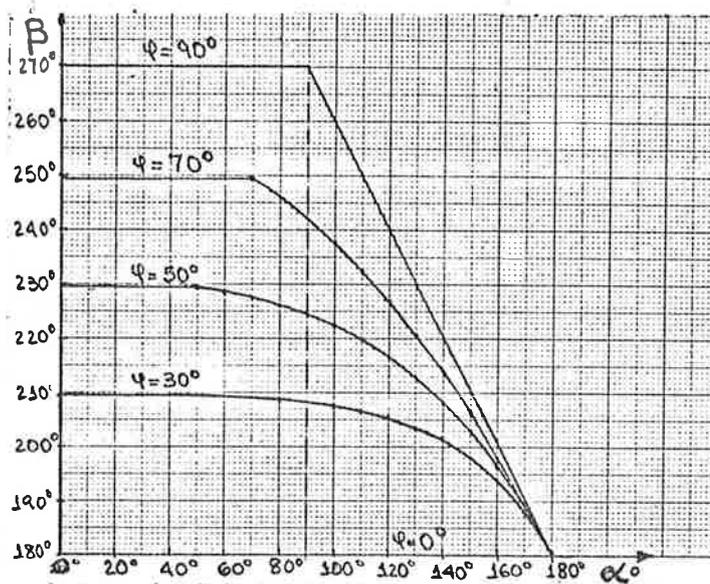
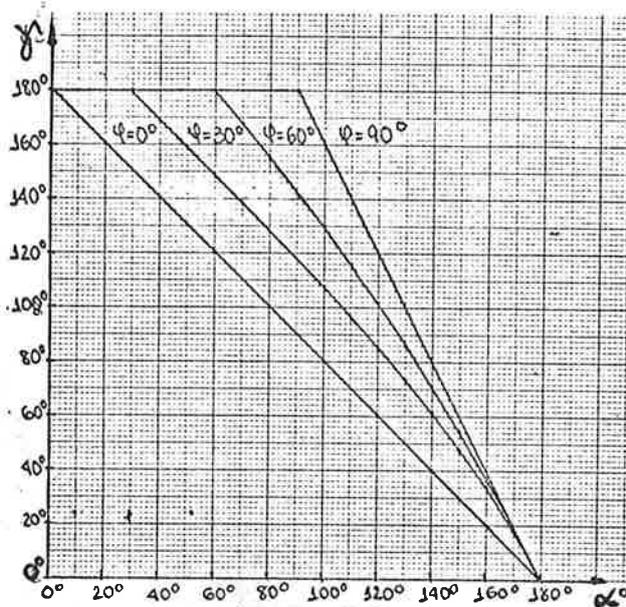


Fig. 4.3 - Gráficos de β e γ em função de α e ψ .

4.2.2 Relações entre α e ψ .

Há três possibilidades de relação entre α e ψ .

- $\alpha < \psi$
- $\alpha = \psi$
- $\alpha > \psi$

4.2.2.1 Considerando $\alpha < \psi$

Analisando a componente do ciclo positivo da corrente.

$$i_1(t) = I_{\text{máx}} \left[\underbrace{\text{sen}(\theta - \psi)}_{>0} - \underbrace{\text{sen}(\alpha_1 - \psi)}_{<0} e^{\frac{\alpha_1 - \theta}{\tan \psi}} \right]$$

Logo as componentes transitória e permanente da corrente são positivas como se pode observar na figura 4.4.

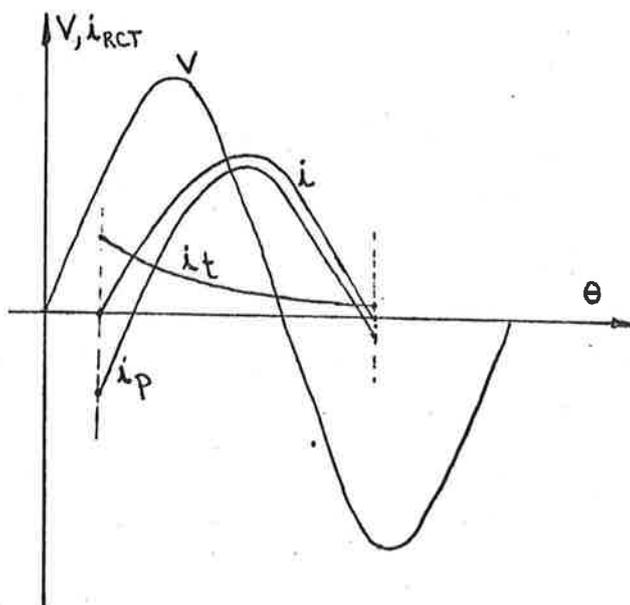


Fig. 4.4 - Formas de onda das componentes permanente (i_p) e transitória (i_t) da corrente $i_1(t)$.

Pode-se notar que o valor do ângulo de condução γ é maior do que 180° logo quando o segundo tiristor é disparado o primeiro não deixou de conduzir, pois a corrente não passou por zero ainda. O segundo tiristor só poderá conduzir quando o primeiro for bloqueado. Uma alternativa simples, para este caso, consiste em enviar um sinal de gatilho com largura suficiente como sinal de disparo.

A corrente não terá um intervalo de descontinuidade entre os dois tiristores, ou seja, ela se extinguirá no tiristor 1 e quase instantaneamente se iniciará no tiristor 2.

Na figura 4.5 um gráfico de γ em função de α e ψ incluindo os valores de $\alpha < \psi$.

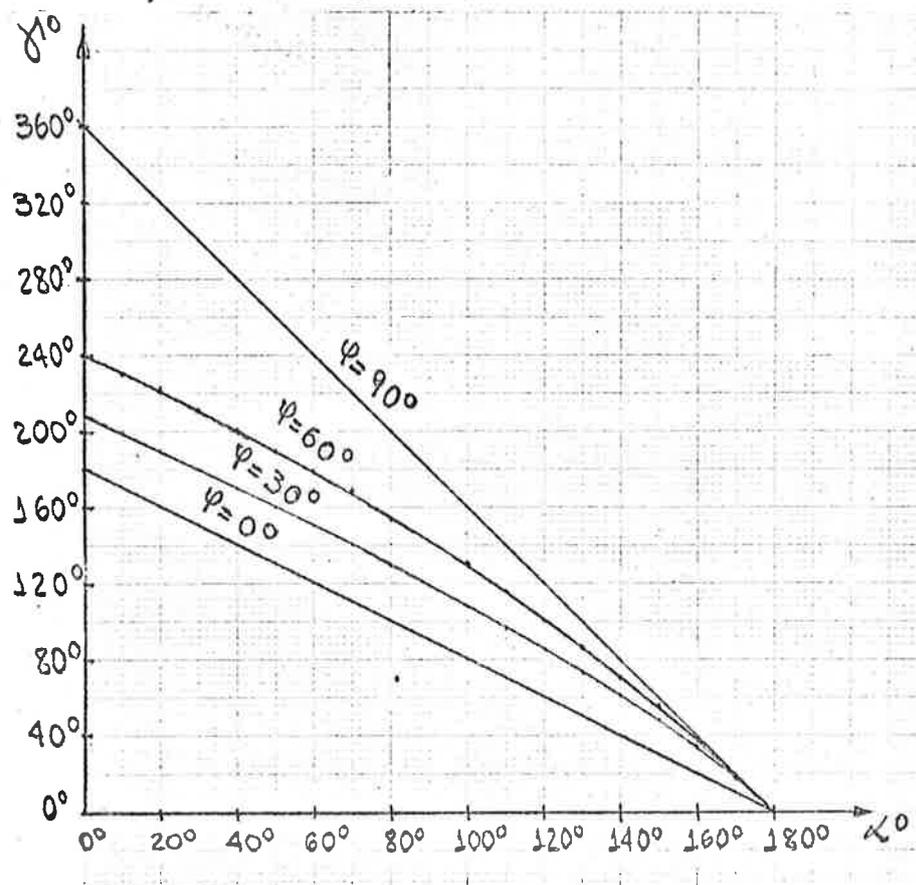


Fig. 4.5 - Curvas de γ em função α para vários valores de ψ .

Para o caso particular de $\psi=90^\circ$, a equação de $i_1(t)$ será:

$$i_1(t) = I_{\text{máx}} (\cos \alpha_1 - \cos \theta)$$

O ângulo β_1 de bloqueio será tal que

$$\cos \alpha_1 = \cos \beta_1$$

Logo:

$$\beta_1 = 360^\circ - \alpha_1 \quad (4.7)$$

Se o ângulo de disparo do tiristor 2 tiver o valor de $180^\circ + \alpha_1$ (disparo simétrico), o ângulo de bloqueio β_1 deve ser menor que α_2 , portanto:

$$\beta_1 < 180^\circ + \alpha_1 \quad (4.8)$$

Substituindo (4.7) em (4.8)

$$360^\circ - \alpha_1 < 180^\circ + \alpha_1$$

Logo:

$$\alpha_1 > 90^\circ = \psi$$

O mesmo ocorrerá para o segundo semi-ciclo.

4.2.2.2 Considerando $\alpha = \psi$

A componente positiva da corrente ficará

$$i_1(t) = I_{\max} \text{sen}(\theta - \psi)$$

Pois a componente transitória não existirá. A figura 4.6 ilustra as formas de onda correspondentes.

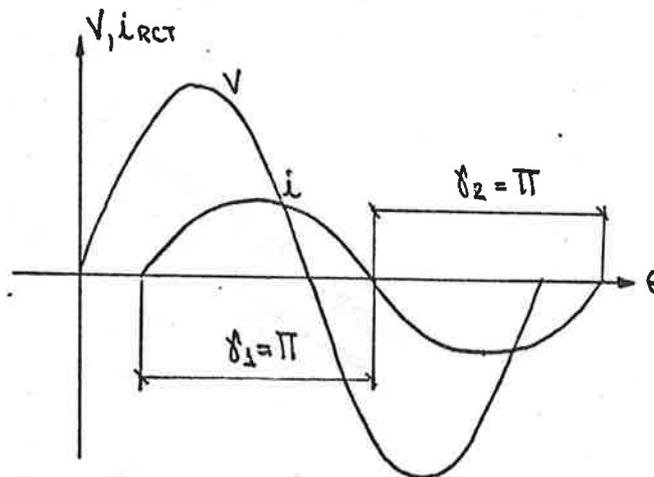


Fig. 4.6 - Formas de onda para $\alpha_1 = \psi$.

Os ângulos de condução γ_1 e γ_2 são iguais a 180° e os ângulos de bloqueio β_1 e β_2 são defasados de 180° . Pode-se perceber que há uma continuidade da corrente nos dois semi-ciclos.

4.2.2.3 Considerando $\alpha > \psi$

A componente positiva da corrente ficará

$$i_1(t) = I_{\max} \left[\underbrace{\text{sen}(\theta - \psi)}_{>0} - \underbrace{\text{sen}(\alpha_1 - \psi)}_{>0} e^{\frac{\alpha_1 - \theta}{\tan \psi}} \right]$$

Logo a componente transitória tem sinal negativo e a componente permanente tem sinal positivo, como pode-se visualizar na figura 4.7.

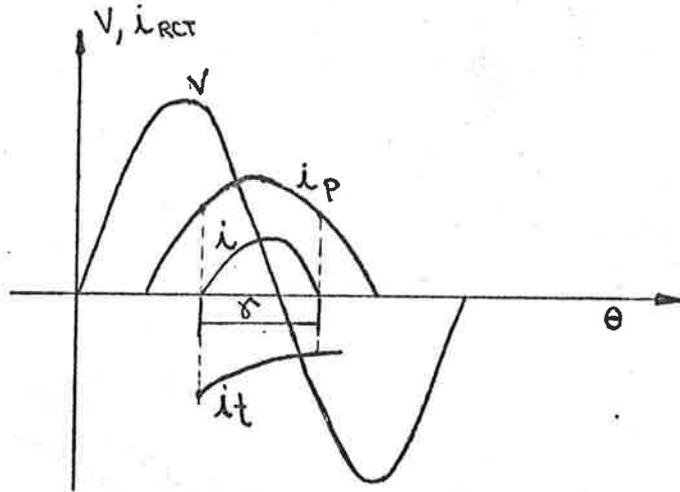


Fig. 4.7. - Formas de onda para $\alpha > \psi$

Os ângulos de bloqueio β_1 e β_2 são dados pelas equações (4.4) e (4.5). Com os valores de β_1 e β_2 pode-se determinar γ_1 e γ_2 através das equações abaixo

$$\gamma_1 = \beta_1 - \alpha_1$$

$$\gamma_2 = \beta_2 - \alpha_2$$

Os valores de γ_1 e γ_2 são menores que 180° , como pode ser observado no gráfico de $\gamma x \alpha$ da figura 4.3.

4.2.3 Valores Médios e Eficazes de Corrente e de Tensão

O valor médio da corrente em um ciclo, quando

$\alpha_2 = \alpha_1 + 180^\circ$ (simetria de disparo) é dado pela expressão

$$I_{\text{m\u00e9dio}} = \frac{I_{\text{m\u00e1x}}}{\pi} [\cos(\alpha - \psi) - \cos(\beta - \psi) + \text{sen}(\alpha - \psi) \tan \psi (e^{\frac{(\alpha - \beta)}{\tan \psi}} - 1)] \quad (4.9)$$

O valor relativo da corrente m\u00e9dia em rela\u00e7\u00e3o ao valor m\u00e9dio em um semi-ciclo de sen\u00f3ide ser\u00e1

$$\frac{I_{\text{m\u00e9dio}}(\alpha)}{I_{\text{m\u00e9dio}}} = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \psi) - \cos(\beta - \psi) + \text{sen}(\alpha - \psi) \tan \psi (e^{\frac{(\alpha - \beta)}{\tan \psi}} - 1)] \quad (4.10)$$

Onde: $I_{\text{m\u00e9dio}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{m\u00e1x}}$

O valor relativo da corrente eficaz em rela\u00e7\u00e3o ao valor eficaz de um ciclo de sen\u00f3ide completo ($I_{\text{m\u00e1x}}/\sqrt{2}$) ser\u00e1

$$\begin{aligned} \frac{I_{\text{ef}}(\alpha)}{I_{\text{ef}}} = & \left[\frac{(\beta - \alpha)}{\pi} + \frac{[\cos 2\psi (\text{sen} 2\alpha - \text{sen} 2\beta) - \text{sen} 2\psi (\cos 2\alpha - \cos 2\beta)]}{2\pi} \right. \\ & - \frac{\tan \psi}{\pi} \text{sen}^2(\alpha - \psi) (e^{\frac{2(\alpha - \beta)}{\tan \psi}} - 1) + \frac{4}{\pi} \text{sen} \psi \text{sen}(\alpha - \psi) (\\ & \left. \text{sen} \beta e^{\frac{(\alpha - \beta)}{\tan \psi}} - \text{sen} \alpha) \right]^{1/2} \quad (4.11) \end{aligned}$$

Na figura 4.8 s\u00e3o mostrados os gr\u00e1ficos dos valores m\u00e9dios e eficaz relativos em fun\u00e7\u00e3o de α e ψ para $\alpha \geq \psi$

Deve-se levar em conta que no c\u00e1lculo do valor m\u00e9dio para os casos em que $\alpha_1 = \alpha_2$ s\u00f3 pode ser considerado meio-ciclo, pois em um ciclo inteiro a m\u00e9dia \u00e9 nula.

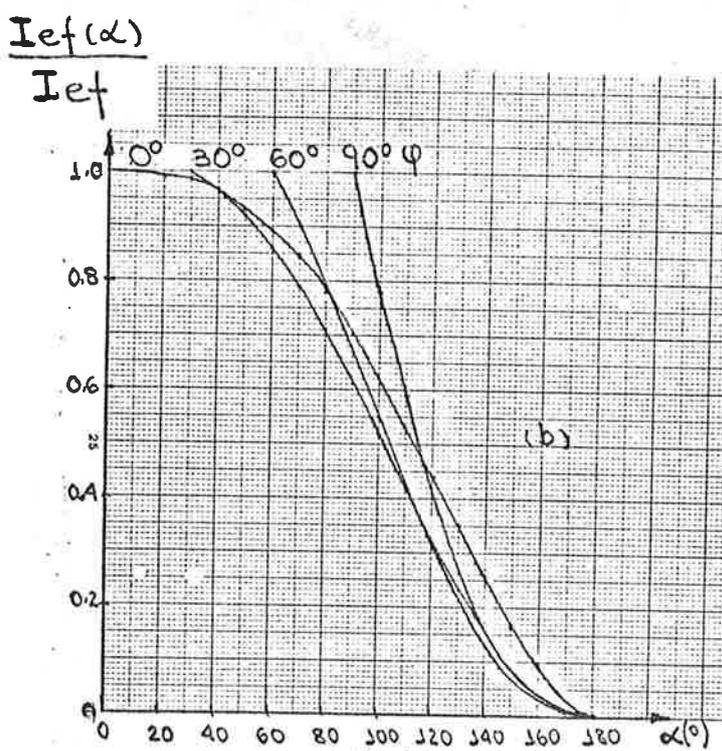
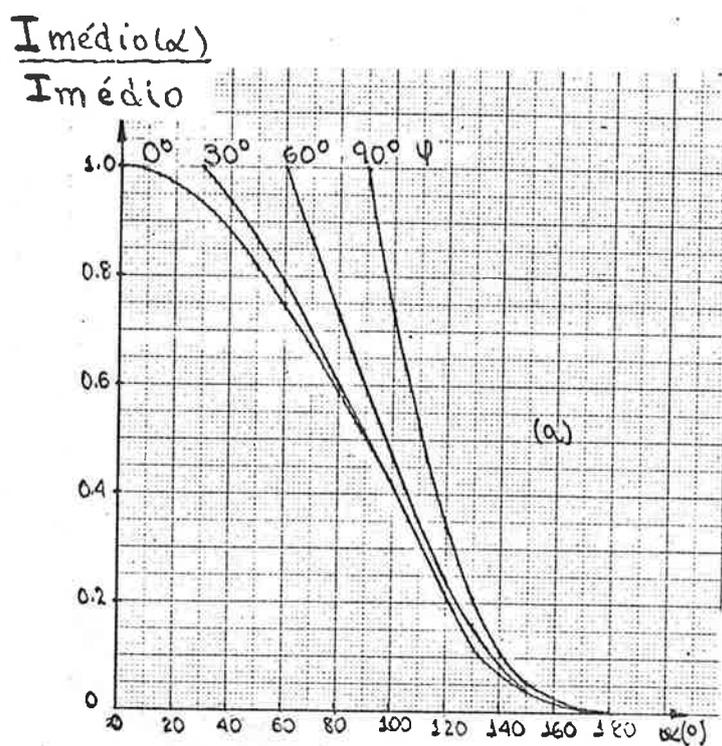


Fig. 4.8 - Gr\u00e1ficos da corrente m\u00e9dia relativa (a) e da corrente eficaz relativa (b) em fun\u00e7\u00e3o de α e ψ para $\alpha \geq \psi$.

O valor médio da tensão no reator do RCT é obtido de

$$V_{\text{méd}} = \frac{V_{\text{max}}}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \text{sen}\theta \, d\theta$$

O valor relativo da tensão média em relação ao valor médio de um semi-ciclo será

$$\frac{V_{\text{med}}(\alpha)}{V_{\text{med}}} = \frac{\cos\alpha - \cos\beta}{2} \quad (4.12)$$

Onde:

$$V_{\text{med}} = \frac{2}{\pi} V_{\text{máx}}$$

O valor eficaz é calculado

$$V_{\text{ef}}(\alpha) = \frac{V_{\text{max}}}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\beta} \text{sen}^2\theta \, d\theta \right]^{1/2}$$

O valor relativo da tensão eficaz em relação ao valor eficaz em um ciclo ($V_{\text{máx}}/\sqrt{2}$) será

$$\frac{V_{\text{ef}}(\alpha)}{V_{\text{ef}}} = \left[\frac{1}{\pi} (\beta - \alpha + \cos(\alpha + \beta) \text{sen}(\alpha - \beta)) \right]^{1/2} \quad (4.13)$$

A figura 4.9 mostra os gráficos das tensões média e eficaz relativas do reator do RCT em função de α e ψ para $\alpha \geq \psi$.

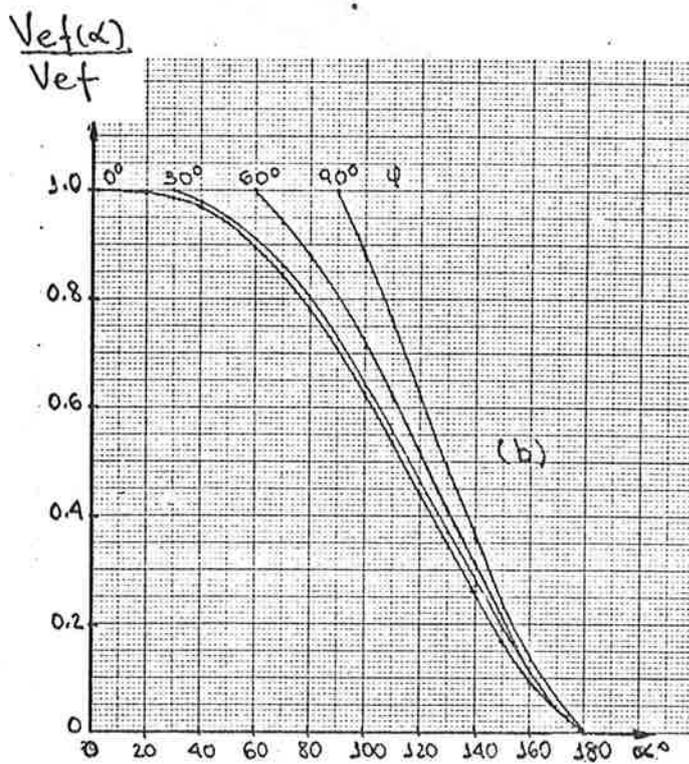
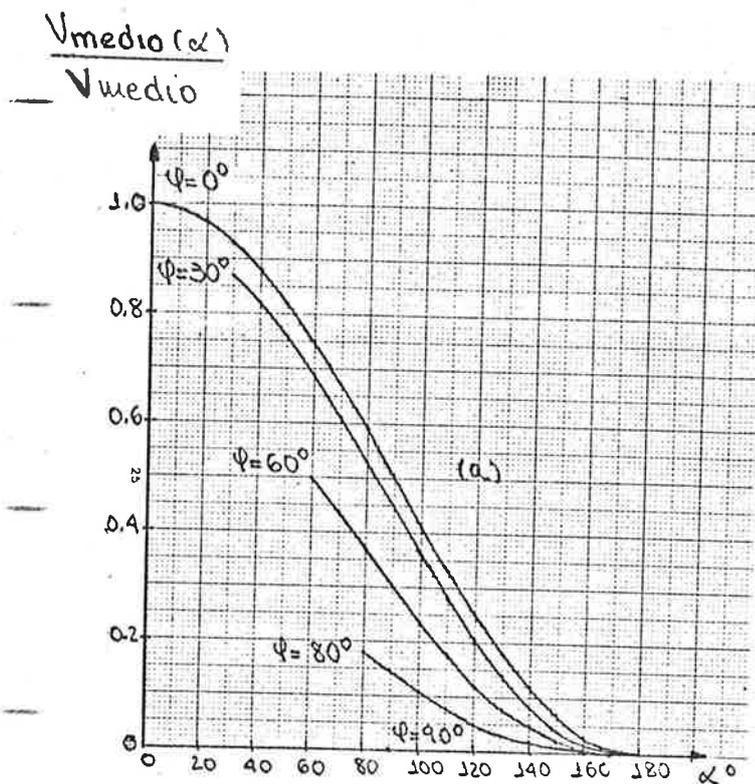


Fig. 4.9 - Gráficos da tensão média relativa (a) e da tensão eficaz relativa (b) em função de α e ψ para $\alpha \geq \psi$.

Pode-se observar que a tensão média para $\psi=90^\circ$ para qualquer α é sempre igual a zero, isso é devido a simetria da tensão em relação a sua passagem por zero como pode ser visto na figura 4.10.

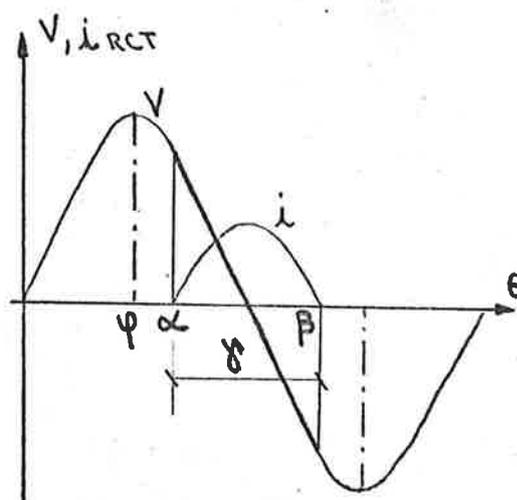


Fig. 4.10 - Formas de onda da tensão e corrente em um RCT para $\psi=90^\circ$ e um α qualquer

4.2.4 Influência do Fator de Qualidade do Reator

Adotando-se $\psi=90^\circ$, ou seja, reator puramente indutivo, o cálculo do ângulo de bloqueio e das correntes ficam mais simples e há uma simetria na forma de onda de cada ciclo em relação ao zero de tensão.

A equação para o cálculo de β será

$$\beta = 360^\circ - 2\alpha$$

As equações gerais da corrente para os dois semi-ciclos ficarão:

$$i_1(t) = I_{\text{máx}} [\cos \alpha_1 - \cos \theta] \quad (4.14)$$

$$\text{para } \alpha_1 \leq \theta \leq \beta_1$$

$$i_2(t) = I_{\text{máx}} [\cos \alpha_2 - \cos \theta] \quad (4.15)$$

$$\text{para } \alpha_2 + \Pi \leq \theta \leq \beta_2 + \Pi$$

O cálculo das componentes harmônicas também se torna mais simples, pois as componentes não dependerão de ψ .

Na prática para obter um ângulo ψ de 90° seria necessário anular a parte resistiva do reator. Porém essa solução só é viável em circuitos utilizados para modelos físicos reduzidos de redes elétricas, como um T.N.A. ('Transient Network Analyzer'), nos quais são utilizados circuitos para simular resistências negativas para diminuir a resistência equivalente do reator e aumentar o fator de qualidade.

Por exemplo, para um fator de qualidade da ordem de 30, que é o limite mínimo sugerido para circuitos eletrônicos, o valor de ψ será da ordem de 88^o [27].

Analisando os gráficos da figura 4.3 percebe-se que para um mesmo α , quanto maior o ângulo ψ (maior fator de qualidade), maior será o ângulo de extinção da corrente e maior o ângulo de condução. O ângulo em que a corrente atinge seu valor máximo no primeiro semi-ciclo tende para o zero de tensão a medida que o ângulo tende a 90° .

Na figura 4.11 são mostrados os gráficos de tensão e corrente em que o ângulo ψ é igual a zero, ou seja, é um resistor.

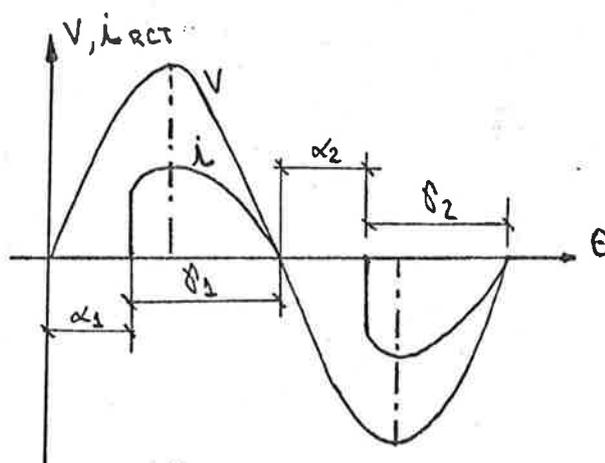


Fig. 4.11 - Gráficos de tensão e corrente para $\psi=0^\circ$

Na figura 4.12 são mostrados alguns gráficos da corrente no semi-ciclo positivo para 3 valores de α e vários ângulos ψ (diferentes fatores de qualidade). Estes gráficos são baseados na equação (4.2).

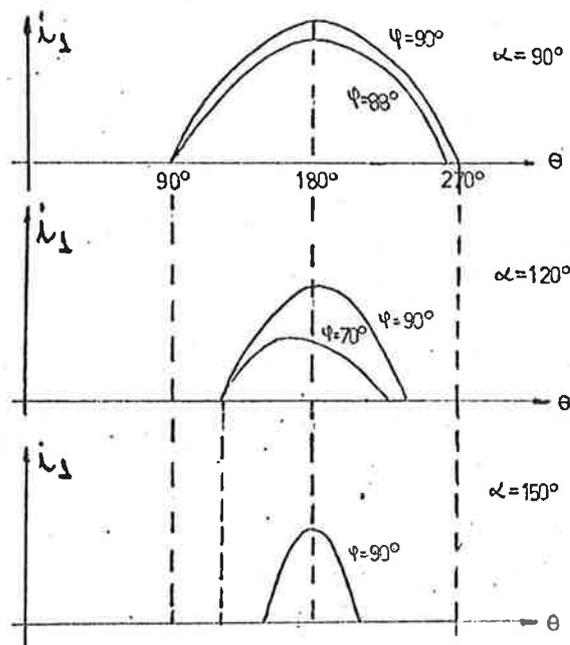


Fig. 4.12 - Gráficos de corrente do semi-ciclo positivo para 3 valores de α (90° , 120° , 150°) e vários valores de ψ .

4.2.5 Influência da Impedância Thevenin

Introduzindo-se a impedância Thevenin no circuito , deve-se fazer um novo equacionamento para a corrente que surgirá no RCT. A figura 4.13 mostra o diagrama básico de um RCT ligado a um equivalente Thevenin da rede. Para iniciar o estudo R_r foi desprezado.

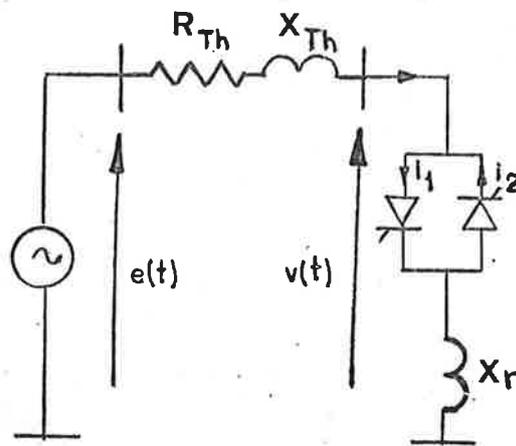


Fig. 4.13 - Diagrama de um RCT ligado a um equivalente Thevenin da rede.

A equação de corrente no reator é dada por:

$$i(t) = \begin{cases} i_1(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{Z_T} \left[\text{sen}(\theta - \psi_T) - \text{sen}(\alpha_1 - \psi_T) e^{\frac{(\alpha_1 - \theta)}{\tan \psi_T}} \right] \\ \quad , \text{ para } \alpha_1 \leq \theta \leq \beta_1. \\ i_2(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{Z_T} \left[\text{sen}(\theta - \psi_T) + \text{sen}(\alpha_2 + \Pi - \psi_T) e^{\frac{(\alpha_2 + \Pi - \theta)}{\tan \psi_T}} \right] \\ \quad , \text{ para } \alpha_2 + \Pi \leq \theta \leq \beta_2 + \Pi \end{cases} \quad (4.16)$$

$$\text{Onde: } |Z_T| = [(\omega(L_{Th} + L_r))^2 + R_{Th}^2]^{1/2}$$

$$\psi_T = \arctan \frac{\omega(L_{Th} + L_r)}{R_{Th}}$$

A tensão no reator obedece a equação abaixo.

$$v(t) = \begin{cases} L_r \frac{di_1(t)}{dt} = \frac{X_r V_{\text{máx}}}{Z_T} \left[\cos(\theta - \psi_T) + \frac{\text{sen}(\alpha_1 - \psi_T)}{\tan \psi_T} e^{\left(\frac{\alpha_1 - \theta}{\tan \psi_T}\right)} \right] \\ \quad , \text{ para } \alpha_1 \leq \theta \leq \beta_1. \\ \\ L_r \frac{di_2(t)}{dt} = \frac{X_r V_{\text{máx}}}{Z_T} \left[\cos(\theta - \psi_T) - \frac{\text{sen}(\alpha_2 + \Pi - \psi_T)}{\tan \psi_T} e^{\left(\frac{\alpha_2 + \Pi - \theta}{\tan \psi_T}\right)} \right] \\ \quad , \text{ para } \alpha_2 + \Pi \leq \theta \leq \beta_2 + \Pi. \end{cases} \quad (4.17)$$

Podem-se definir as variáveis abaixo para facilitar o estudo.

$$K_{Th} = \frac{X_{Th}}{R_{Th}} \quad \text{e} \quad K_r = \frac{Z_{Th}}{X_r}$$

Logo:

$$\frac{R_{Th}}{X_r} = \frac{K_r}{(1 + K_{Th}^2)^{1/2}} \quad (4.18)$$

$$\frac{X_{Th}}{X_r} = \frac{K_r}{(1 + 1/K_{Th}^2)^{1/2}} \quad (4.19)$$

Com as relações (4.18) e (4.19), pode-se reescrever ψ_T e $|Z_T|$, como abaixo

$$\psi_T = \arctan \left(K_{Th} + \frac{(1 + K_{Th}^2)^{1/2}}{K_r} \right) \quad (4.20)$$

$$|Z_T| = X_r \left(\left(1 + \frac{K_r K_{Th}}{\sqrt{1 + K_{Th}^2}} \right)^2 + \left(\frac{K_r}{\sqrt{1 + K_{Th}^2}} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (4.21)$$

Portanto, pode-se avaliar o comportamento da tensão e corrente em função de K_{Th} e K_r .

Com os valores de K_r pode-se avaliar melhor a influência da potência de curto no ponto de ligação do RCT na forma de onda, e com K_{Th} também pode-se avaliar a influência do fator de mérito do reator do RCT.

4.3 FORMAS DE ONDA DO CAPACITOR FIXO E REATOR CONTROLADO

4.3.1 Generalidades

Quando se trabalha com a configuração de capacitor fixo e reator controlado, o equacionamento se torna mais complexo. Podem ainda surgir ressonâncias na configuração.

A representação é semelhante aquela adotada para o reator controlado isolado, a única diferença é que um capacitor fixo é conectado em paralelo.

Na figura 4.14 é apresentado o diagrama do circuito.

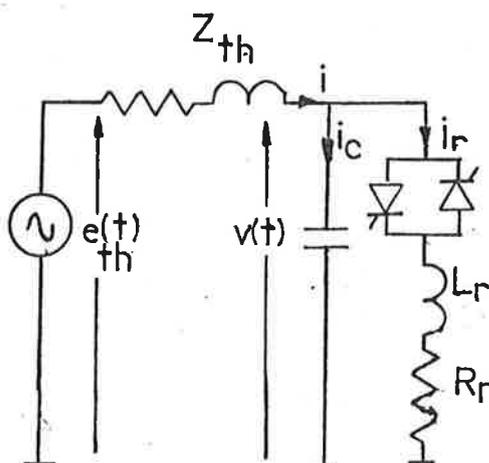


Fig. 4.14 - Representação do CF+RCT e o equivalente Thevenin

Dependendo dos valores da impedância do capacitor fi xo e do reator do RCT e do ângulo de disparo α , a corrente re sultante da soma da corrente do RCT e do CF terá diferentes for mas. Basicamente pode-se ter três relações entre as correntes.

- corrente máxima do RCT maior que a máxima do capa citor
- corrente máxima do RCT igual a máxima do capacitor
- corrente máxima do RCT menor que a máxima do capa citor

4.3.1.1 Corrente Máxima do RCT Maior que a Máxima do CF

Nesta situação a impedância do RCT em função de α é maior que a impedância do CF ($Z_R(\alpha) > Z_{CF}$).

A figura 4.15 mostra as formas de onda resultantes.

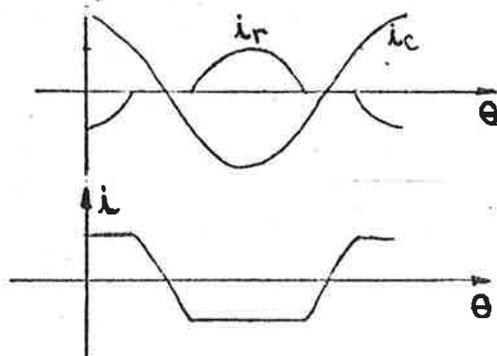


Fig. 4.15 - Formas de onda das correntes do RCT e do CF para $Z_R(\alpha) < Z_{CF}$

4.3.1.2 Corrente Máxima do RCT é Igual a Máxima do CF

Nesta situação as impedâncias do RCT em função de α é igual a do CF. Na figura 4.16 pode-se ver as formas de onda resultantes.

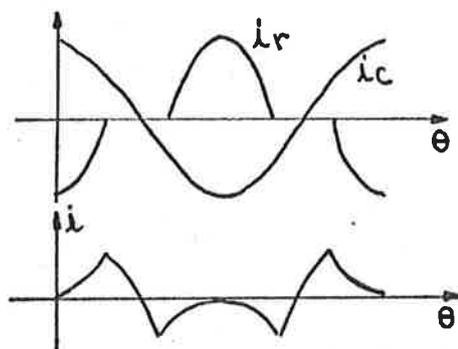


Fig. 4.16 - Formas de onda das correntes do RCT e do CF para $Z_r(\alpha) = Z_{CF}$

4.3.1.3 Corrente Máxima do Capacitor é Maior que o Máximo do Reator

Nesta situação a impedância do RCT em função de α é maior que a do CF. Na figura 4.17 são mostradas as formas de onda.

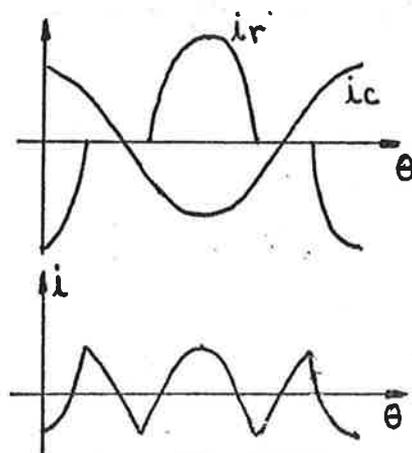


Fig. 4.17 - Formas de onda das correntes do RCT e do CF para $Z_r(\alpha) > Z_{CF}$.

A função que dá a impedância do reator em função de α , para $\psi = 90^\circ$, é mostrada a seguir.

$$X_r(\alpha) = \frac{V}{I_{P1}(\alpha)} = \frac{V}{\frac{V}{\pi X_r} (2\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha)} \quad (4.22)$$

Ou:

$$X_r(\alpha) = \frac{X_r \cdot \Pi}{(2\Pi - 2\alpha - \text{sen}2\alpha)} \quad (4.23)$$

A função $I_{P1}(\alpha)$ é a componente harmônica fundamental de ordem par para $\alpha_1 = \alpha_2$ e $\psi = 90^\circ$ quando a referência de cálculo é o eixo do máximo de tensão.

A seguir é mostrado um gráfico de $B_r(\alpha)$ em função de α na figura 4.18.

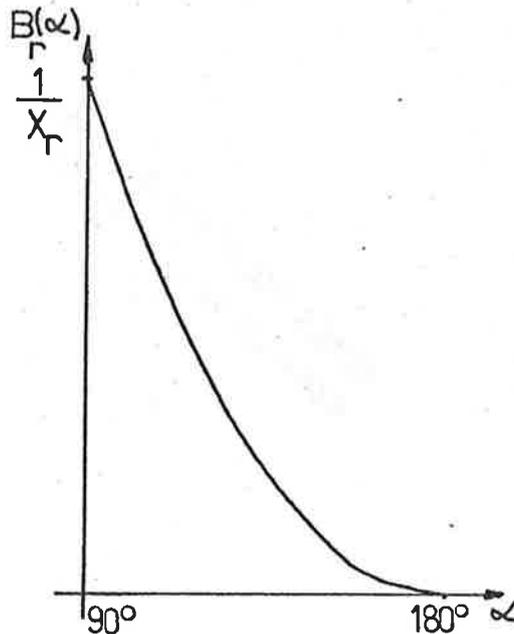


Fig. 4.18 - Gráfico de $B_r(\alpha)$ em função de α .

4.3.2 Equacionamento do RCT e do CF

4.3.2.1 Análise Desprezando a Impedância Thevenin

Para facilitar o equacionamento inicialmente será desprezada a impedância do equivalente Thevenin e será adotada uma impedância puramente indutiva ($\psi = 90^\circ$) para o reator do RCT.

O diagrama básico é mostrado na figura 4.19.

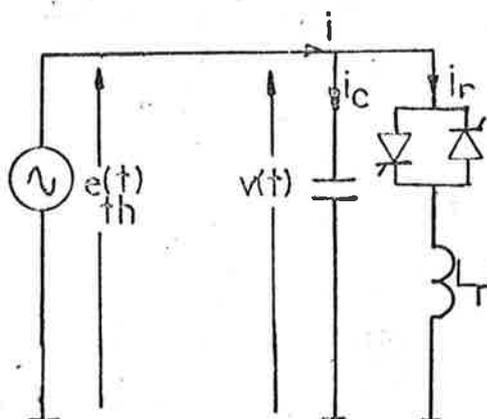


Fig. 4.19 - Esquema básico para o equacionamento das correntes do RCT e CF

Adotando-se uma tensão do tipo:

$$e(t) = V_{\text{máx}} \text{ sen } \theta.$$

As equações do circuito serão:

$$i(t) = \begin{cases} i_c(t) = C \frac{d_e(t)}{dt} & \text{para } 0 \leq \theta \leq \alpha_1 \\ i_r(t) + i_c(t) = \frac{1}{X_r} \int_{\alpha_1}^{\theta} e(t) d\theta + C \frac{d_e(t)}{dt} \\ & , \text{ para } \alpha_1 \leq \theta \leq \beta_1 \\ i_c(t) = C \frac{d_e(t)}{dt} & \text{para } \beta_1 \leq \theta \leq \alpha_2 + \Pi \\ i_r(t) + i_c(t) = \frac{1}{X_r} \int_{\alpha_2 + \Pi}^{\theta} e(t) d\theta + C \frac{d_e(t)}{dt} \\ & , \text{ para } \alpha_2 + \Pi \leq \theta \leq \beta_2 + \Pi \end{cases} \quad (4.24)$$

Os trechos limites da equação são descritos na figu

gura 4.20.

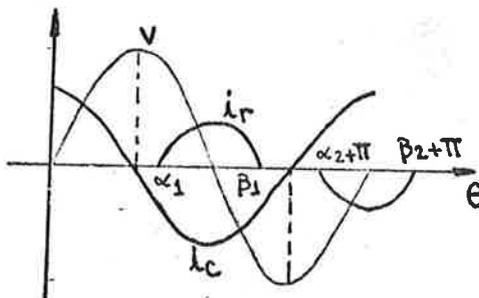


Fig. 4.20 - Gráficos que descrevem os instantes limites das equações de corrente.

Resolvendo-se as equações de corrente, tem-se

$$i(t) = \begin{cases} V_{\text{máx}} \omega C \cos \theta, & \text{para } 0 \leq \theta \leq \alpha_1 \\ V_{\text{máx}} \omega C \cos \theta + \frac{V_{\text{máx}}}{\omega L_r} (\cos \alpha_1 - \cos \theta), & \text{para } \alpha_1 \leq \theta \leq \beta_1 \\ V_{\text{máx}} \omega C \sin(\theta + 90^\circ), & \text{para } \beta_1 \leq \theta \leq \alpha_2 + \pi \\ V_{\text{máx}} \omega C \cos \theta + \frac{V_{\text{máx}}}{\omega L_r} (-\cos(\alpha_2 + \pi) - \cos \theta), & \text{para } \alpha_2 + \pi \leq \theta \leq \beta_2 + \pi \end{cases} \quad (4.25)$$

Pode-se observar que nos trechos em que o capacitor está em paralelo com o reator pode haver ressonância, dependendo dos valores de \underline{C} e \underline{L}_r .

Na ressonância, tem-se

$$\omega_0 L_r = \frac{1}{\omega_0 C} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C}}$$

Quando $\omega = \omega_0$, as equações de dois trechos ficarão assim

$$i(t) = \frac{V_{\max}}{\omega L_r} \cos \alpha_1, \text{ para } \alpha_1 \leq \theta \leq \beta_1$$

E ainda,

$$i(t) = -\frac{V_{\max}}{\omega L_r} \cos(\alpha_2 + \Pi), \text{ para } \alpha_2 + \Pi \leq \theta \leq \beta_2 + \Pi$$

Logo, ao se dimensionar o RCT e CF, deve-se levar em conta o problema da ressonância, pois poderão ocorrer picos de corrente no circuito. Como será visto no capítulo seguinte o RCT gera uma gama razoável de harmônicas, deve-se portanto evitar que a frequência de ressonância de \underline{L}_r e \underline{C} pertença a essa série de harmônicas.

Analisando a equação 4.25, quando há ressonância a corrente do RCT somada a do CF se torna uma constante, podendo assim ocasionar problemas em outros equipamentos, como por exemplo saturação em circuitos magnéticos.

Na figura 4.21 pode-se ver nas formas de onda o efeito da ressonância quando a frequência de excitação for igual a

de ressonância.

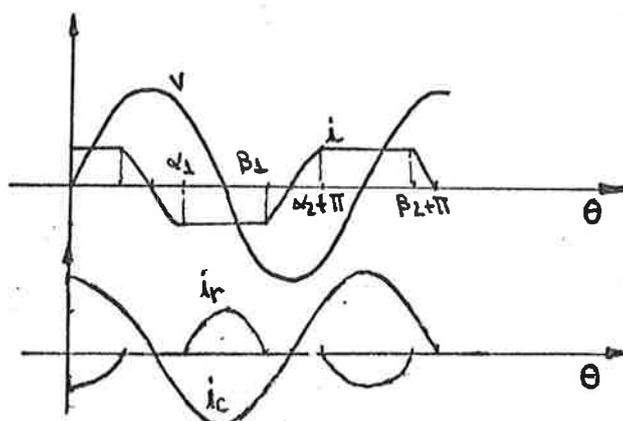


Fig. 4.21 - Formas de onda das correntes quando há ressonância entre o capacitor e o reator

4.3.2.2 Análise com Impedância Thevenin Indutiva

Nesse tópico será adotada uma impedância Thevenin puramente indutiva, como descrito no esquema da figura 4.22.

As equações no trecho em que só está ligado o capacitor fixo são:

$$\begin{cases} e_{Th}(t) = L_{Th} \frac{di(t)}{dt} + V(t) & (4.26) \\ i(t) = C \frac{dV(t)}{dt} & (4.27) \end{cases}$$

Aplicando a Transformação de Laplace

$$V(s) = \frac{V_{m\acute{a}x} \omega}{(s^2 L_{Th} C + 1)(s^2 + \omega^2)} \quad (4.28)$$

Quando :

$$e_{Th}(t) = V_{m\acute{a}x} \text{sen} \theta \quad V(0) = 0 \quad V'(0) = 0$$

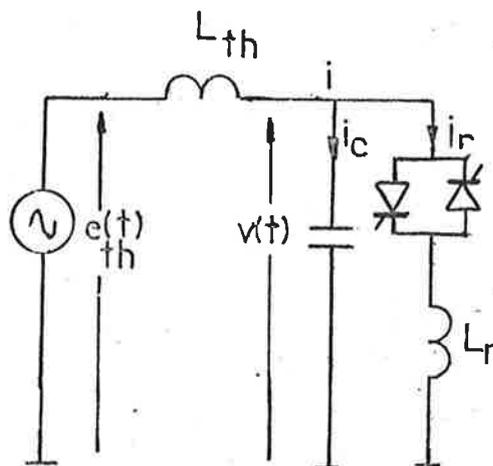


Fig. 4.22 - Esquema básico do RCT e do CF com uma reatância Thevenin puramente indutiva

Anti-transformando

$$v(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{(\omega^2/\omega_0^2 - 1)} (\text{sen}\theta - \text{sen}\theta_0) \quad (4.29)$$

$$\text{Onde: } \theta_0 = \omega_0 t \quad \text{e} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{L_{\text{Th}} C}\right)^{1/2}$$

Quando $\omega L_{\text{Th}} < \frac{1}{\omega C}$, tem-se $\omega^2 L_{\text{Th}} C - 1 < 0$ ou $\omega^2/\omega_0^2 - 1 < 0$. Portanto haverá uma troca de sinal na equação (4.29). Analisando a equação pode-se dizer que há uma componente de frequência igual a da excitação e outra com frequência igual a de ressonância entre L_{Th} e C .

Na realidade a impedância Thevenin tem uma componente resistiva que atenua a componente de frequência ω_0 .

Na figura 4.23 pode-se ver a forma de onda da tensão $v(t)$ considerando a atenuação na componente de frequência ω_0 .

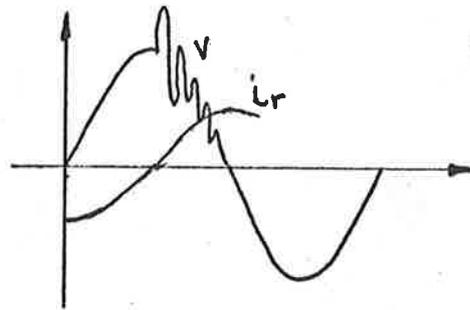


Fig. 4.23 - Forma de onda de $V(t)$ considerando a atenuação na componente de frequência ω_0 .

Deve-se levar em conta também que quando o RCT é ligado, a tensão no capacitor é diferente de zero, logo haverá componentes devidas a tensão no capacitor e sua derivada no cálculo da tensão.

No trecho em que é introduzido o RCT as equações se rão

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{Th}(t) = V(t) + L_{Th} \frac{d_i(t)}{dt} \\ i_c(t) = C \frac{dV(t)}{dt} \\ i_r(t) = \frac{1}{L_r} \int_0^t V(t) dt \\ i(t) = i_r(t) + i_c(t) \end{array} \right. \quad (4.30)$$

Combinando as equações, tem-se

$$e_{Th}(t) = V(t) + L_{Th}C \frac{d^2V_C(t)}{dt^2} + \frac{L_{Th}}{L_r} V_C(t)$$

Aplicando a Transformada de Laplace

$$s^2V(s) - sV_C(0) - V'_C(0) + \left(\frac{L_{Th}+L_r}{L_r L_{Th} C}\right) V(s) = \frac{E_{Th}(s)}{L_{Th} C}$$

Considerando: $V_C(0) = 0$ e $V'_C(0) = 0$

$$s^2V(s) + \frac{L_{Th}+L_r}{L_r L_{Th} C} V(s) = \frac{E_{Th}(s)}{L_{Th} C}$$

Com uma excitação do tipo:

$$e_{Th}(t) = V_{m\acute{a}x} \text{ sen}\theta$$

Tem-se

$$V(s) = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\left(s^2 + \frac{L_{Th}+L_r}{L_r L_{Th} C}\right)} \frac{\omega}{(s^2 + \omega^2)} \frac{1}{L_{Th} C}$$

Adotando:

$$\omega_1 = \left(\frac{L_{Th}+L_r}{L_r L_{Th} C}\right)^{1/2} \quad \text{e} \quad \omega_2 = \left(\frac{1}{L_{Th} C}\right)^{1/2}$$

Agora anti-transformando, tem-se

$$V(t) = \frac{V_{m\acute{a}x} \omega_2^2}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)} (\text{sen}\theta - \text{sen } \theta_1) \quad (4.31)$$

Onde: $\theta_1 = \omega_1 t$.

Normalmente em um sistema forte a impedância Thevenin é pequena, logo pode-se adotar $L_{Th} \ll L_r$, logo

$$\omega_1^2 \approx \frac{1}{L_{Th}C} = \omega_2^2 \quad \therefore \quad \omega_1 = \omega_2$$

Se $\omega_1 \gg \omega$, a equação ficará

$$V(t) = V_{\text{máx}} (\text{sen}\theta - \text{sen}\theta_1)$$

Esta equação é parecida com a equação 4.29, há uma componente de frequência ω_1 que se compõe com a de frequência ω . Como anteriormente na realidade essa componente é atenuada por uma parte resistiva da impedância Thevenin.

Se L_{Th} for aproximadamente igual a L_r os valores das frequências naturais serão

$$\omega_1^2 \approx \frac{2}{L_{Th}C} = 2 \omega_2^2$$

Se $\omega_1 \gg \omega$, logo em (4.31)

$$V(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{2} (\text{sen}\theta - \text{sen}\theta_1)$$

A figura 4.24 mostra um gráfico de ω_2^2/ω_1^2 em função de L_{Th}/L_r . Dessa maneira controlando-se a relação entre L_{Th} e L_r pode-se controlar a relação de ω_1 e ω_2 . Pode-se 'variar' $L_r(L_r(\omega))$ através do controle do ângulo de disparo dos tiristores, controlando o tempo de inserção ou retirada do reator no circuito.

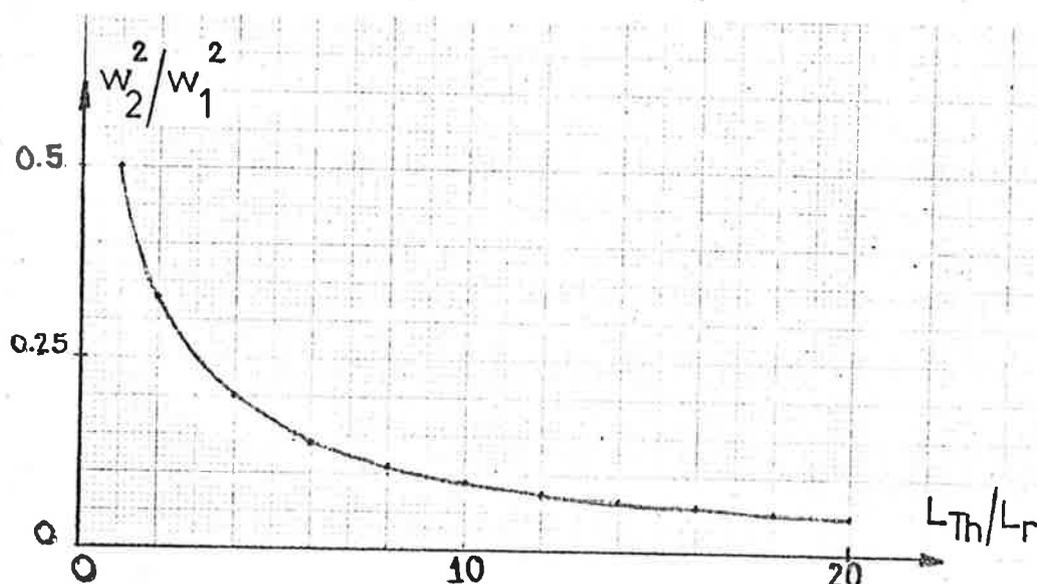


Fig. 4.24 - Gráfico de ω_2^2/ω_1^2 em função de L_{Th}/L_r

Como já foi dito no ponto de inserção do reator a tensão no capacitor não é nula e portanto a equação real será

$$V(s) = \frac{E_{Th}(s)}{L_{Th}C[s^2 + (\frac{L_{Th}+L_r}{L_{Th}L_rC})]} + \frac{sV_c(0) + V'_c(0)}{[s^2 + (\frac{L_{Th}+L_r}{L_{Th}L_rC})]}$$

Antitransformando, tem-se

$$V(t) = \frac{V_{m\acute{a}x} \omega_2^2}{(\omega_1^2 - \omega^2)} (\sin\theta - \sin\theta_1) + \quad (4.32)$$

$$+ V_c(0)\cos\theta_1 + V'_c(0)\cos\theta_1$$

$$\text{Onde: } \omega_1 = \left(\frac{L_{Th}+L_r}{L_{Th}L_rC}\right)^{1/2} \quad \omega_2 = \left(\frac{1}{L_{Th}C}\right)^{1/2}$$

A equação (4.32) possui além da componente na frequência da excitação mais três componentes, que quando se consideram as resistências dos circuitos podem ser atenuadas.

4.4 CIRCUITO TRIFÁSICO E FORMAS DE ONDA

A configuração mais utilizada para um RCT trifásico é a delta como a ilustrada na figura 4.28 [28].

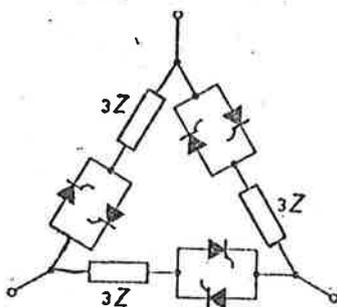


Fig. 4.28 - Esquema de um RCT trifásico na ligação delta

Nesta configuração há a eliminação das harmônicas de ordem três (3) na linha quando os valores de α são iguais nas três fases.

Dependendo do tipo de aplicação do compensador estático tipo RCT, as formas de onda nas linhas, no caso de ligação delta, vai depender dos ângulos de disparo das três fases. No caso em que os ângulos α são iguais nas três fases, a configuração das correntes de linha é dada pelas equações abaixo.

$$\begin{aligned}
 i_A &= i_{AB} - i_{CA} \\
 i_B &= i_{BC} - i_{AB} = \alpha^2 i_A \\
 i_C &= i_{CA} - i_{BC} = \alpha i_A
 \end{aligned}
 \tag{4.33}$$

Há outras configurações para um compensador estático trifásico. Mais duas delas são mostradas na figura 4.31.

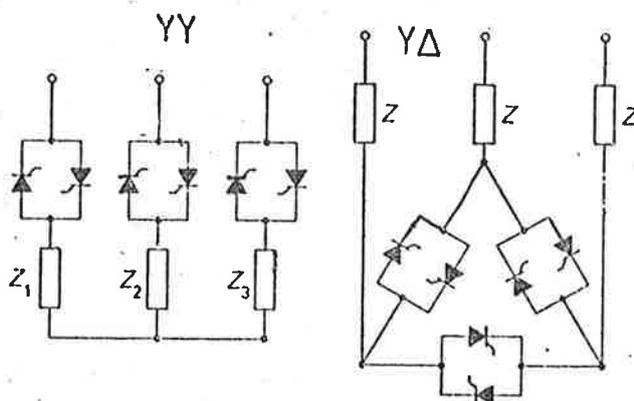


Fig. 4.31 - Configurações alternativas de um compensador trifásico, tipo RCT. (a) estrela-estrela, (b) estrela-delta.

Na tabela 4.1 [28] são apresentados valores relativos das correntes dos três tipos de configuração. Tomaram-se como referências, o valor eficaz da corrente e de di/dt da montagem estrela-estrela.

Uma das vantagens da ligação delta é que há a eliminação das harmônicas de ordem três para ângulos de disparo iguais nas três fases e também o valor de di/dt é muito menor nesta ligação. Em compensação a impedância do reator deve ser três vezes maior que nas outras configurações.

Na ligação estrela-estrela deve ter duas chaves conduzindo para que haja continuidade da corrente e só é utilizada em cargas com neutro acessível.

Valores das correntes em relação ao valor eficaz de corrente da ligação estrela-estrela				
MONTAGEM	VALOR MÁXIMO	VALOR EFICAZ	VALOR MÉDIO	di/dt
ESTRELA-ESTRELA	2	1	$2/\pi=0,637$	1
ESTRELA-DELTA	$\sqrt{3} = 1,732$	$\sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{\sqrt{3}}{2\pi} = 0,625$	$1/\pi=0,318$	1
DELTA	$2/\sqrt{3} = 1,154$	$1/\sqrt{3} = 0,577$	$2/\pi\sqrt{3}=0,367$	$1/\sqrt{3} = 0,577$

Tabela 4.1 - Comparação entre as correntes das diferentes montagens de um compensador estático trifásico.

A ligação estrela-estrela, sem retorno de neutro, deve sempre ter tiristores de fases diferentes conduzindo para que haja o retorno da corrente.

Na ligação delta quando uma das chaves entre fases não está atuando, a tensão de linha estará aplicada nos tiristores. No caso da ligação estrela-estrela quando uma chave não está atuando, pode ter tensão de fase aplicada na chave ou menos, devido a queda de tensão nos reatores. Finalmente, no caso do circuito estrela-delta pode haver tensão de linha aplicada numa das chaves que não está atuando, ou menos, devido a queda de tensão nos reatores.

Se houver curto-circuito no reator de uma fase na ligação delta haverá curto-circuito entre fases. Na ligação estrela-delta se houver curto-circuito num reator de uma fase só haverá uma maior tensão aplicada em um dos pontos do delta, onde estão ligadas as chaves. Na ligação estrela-estrela se houver um curto-circuito em um dos reatores uma das fases será ligada a terra.

CAPÍTULO 5

HARMÔNICAS DO REATOR CONTROLADO A TIRISTORES

5.1 GENERALIDADES

Neste capítulo serão analisadas as componentes de Fourier das formas de onda da corrente do Reator Controlado a Tiristores (RCT), e também os efeitos das harmônicas nos componentes da rede e os meios de evitá-las ou de reduzi-las.

5.2 CÁLCULO DAS COMPONENTES HARMÔNICAS DE CORRENTE

5.2.1 Definições Básicas

Uma função $i(t)$ de período T pode ser decomposta em uma soma infinita como descrita abaixo:

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (I_{C_n} \cos(n \omega t) + I_{S_n} \sin(n \omega t)) \quad (5.1)$$

Onde:

$$\begin{cases} I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \\ I_{C_n} = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(n \omega t) dt \\ I_{S_n} = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(n \omega t) dt \quad p/ n=1,2,3,\dots \end{cases}$$

A componente I_0 é a média da função $i(t)$ em um período, se ela for diferente de zero pode-se dizer que a função tem uma componente contínua.

As componentes I_{C_n} só existirão se a função $i(t)$ for par (cosseno), ou seja, quando $i(t) = i(-t)$. Já as componentes I_{S_n} só existirão se a função $i(t)$ for ímpar (seno), ou seja, $i(t) = -i(-t)$.

O valor eficaz da função $i(t)$ no período T pode ser calculado pela equação abaixo

$$I_{\text{ef}} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} (I_{C_n}^2 + I_{S_n}^2)} \quad (5.2)$$

Baseado nestas definições, pode-se desenvolver as equações das componentes harmônicas para o RCT.

5.2.2 Componentes Harmônicas da Corrente do Reator Controlado a Tiristores (RCT)

Como já foi visto no capítulo anterior a forma de onda no RCT depende dos ângulos de disparo α_1 e α_2 , do valor da impedância do reator (Z_r) e da tensão no ponto de ligação.

A forma de onda da figura 5.1 mostra o eixo de referência adotado para o cálculo das componentes harmônicas e a definição dos ângulos mais importantes no cálculo.

Analisando as equações de $i_1(t)$ e $i_2(t)$ percebe-se que para valores de α diferentes nos dois semi-ciclos ($\alpha_1 \neq \alpha_2$) a função $i(t)$ não é par nem ímpar e também há uma componente contínua.

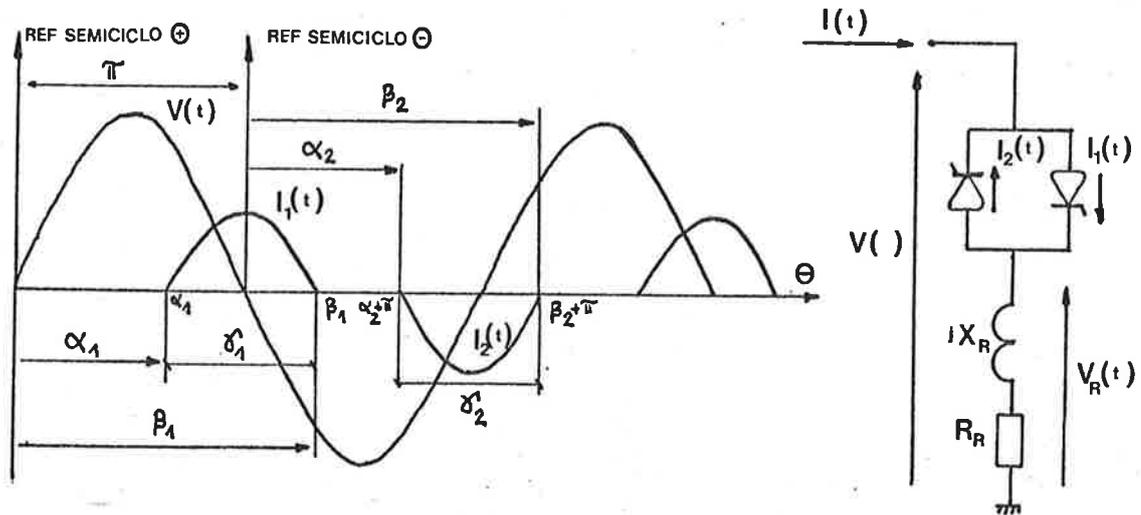


Fig. 5.1 - Forma de onda da corrente no reator controlado a tiristores.

5.2.2.1 A Componente Contínua

A componente contínua será determinada por:

$$I_o = \frac{1}{T} \left[\int_{\alpha_1}^{\beta_1} i_1(t) dt + \int_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} i_2(t) dt \right]$$

Ou ainda:

$$I_o = \frac{V_{\text{máx}}}{2\pi Z_r} \left[\cos(\alpha_1 - \psi) - \cos(\beta_1 - \psi) + \cos(\alpha_2 + \pi - \psi) - \cos(\beta_2 + \pi - \psi) + \tan\psi \operatorname{sen}(\alpha_1 - \psi) \left(1 - e^{\frac{\alpha_1 - \beta_1}{\tan\psi}}\right) + \tan\psi \operatorname{sen}(\alpha_2 + \pi - \psi) \left(1 - e^{\frac{\alpha_2 - \beta_2}{\tan\psi}}\right) \right] \quad (5.3)$$

Se $\alpha_2 = \alpha_1$, tem-se também que $\beta_2 = \beta_1$ e o valor da componente contínua será zero para qualquer valor de ψ , logo:

$$I_o = 0$$

A equação (5.3) para $\psi=90^\circ$ não é válida, pois há partes da equação que não podem assumir esse valor.

Com $\psi=90^\circ$ e $\alpha_1 \neq \alpha_2$, a equação de I_o será determinada como segue

$$I_o = \frac{V_{\text{máx}}}{2\Pi X_r} \left[\int_{\alpha_1}^{\beta_1} (\cos\alpha_1 - \cos\theta) d\theta + \int_{\alpha_2+\Pi}^{\beta_2+\Pi} (-\cos\alpha_2 - \cos\theta) d\theta \right]$$

Onde:

$$Z_r = jX_r$$

$$\beta_1 = 2\Pi - \alpha_1$$

$$\beta_2 = 2\Pi - \alpha_2$$

Desenvolvendo-se:

$$I_o = \frac{V_{\text{máx}}}{\Pi X_r} [(\Pi - \alpha_1) \cos\alpha_1 - (\Pi - \alpha_2) \cos\alpha_2 + \text{sen}\alpha_1 - \text{sen}\alpha_2] \quad (5.4)$$

Logicamente se $\alpha_1 = \alpha_2$, para qualquer ψ .

$$I_o = 0$$

O cálculo de I_o é puramente acadêmico, pois não é permitida a sua presença em casos práticos.

5.2.2.2 Componentes Harmônicas de Cosseno

Utilizando-se o equacionamento abaixo podem-se calcular as componentes harmônicas de cosseno da corrente do RCT.

$$I_{C_n} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi Z_r} \left[\int_{\alpha_1}^{\beta_1} i_1(\theta) \cos(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} i_2(\theta) \cos(n\theta) d\theta \right]$$

Para a fundamental (n=1), tem-se

$$I_{C_1} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi Z_r} \left\{ -\cos\psi \frac{(\cos 2\theta)}{4} \Big|_{\alpha_1}^{\beta_1} - \text{sen}\psi \left(\frac{\theta}{2} + \frac{\text{sen} 2\theta}{4} \right) \Big|_{\alpha_1}^{\beta_1} \right. \\ \left. - \cos\psi \frac{(\cos 2\theta)}{4} \Big|_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} - \text{sen}\psi \left(\frac{\theta}{2} + \frac{\text{sen} 2\theta}{4} \right) \Big|_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} \right. \\ \left. - \text{sen}(\alpha_1 - \psi) e^{\frac{\alpha_1}{\tan\psi}} \left[\frac{e^{-\frac{\theta}{\tan\psi}} (-\cos\theta \tan\psi + \tan^2\psi \text{sen}\theta)}{1 + \tan^2\psi} \right] \Big|_{\alpha_1}^{\beta_1} \right. \\ \left. + \text{sen}(\alpha_2 + \pi - \psi) e^{\frac{\alpha_2 + \pi}{\tan\psi}} \left[\frac{e^{-\frac{\theta}{\tan\psi}} (-\cos\theta \tan\psi + \tan^2\psi \text{sen}\theta)}{1 + \tan^2\psi} \right] \Big|_{\alpha_2 + \pi}^{\beta_2 + \pi} \right\} \quad (5.5)$$

Com $\alpha_2 = \alpha_1 = \alpha$ tem-se também $\beta_2 = \beta_1 = \beta$, logo:

$$I_{C_1} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi Z_r} \left\{ \cos\psi \frac{(\cos 2\alpha - \cos 2\beta)}{2} + \text{sen}\psi \left(\alpha - \beta + \frac{\text{sen} 2\alpha}{2} - \frac{\text{sen} 2\beta}{2} \right) \right. \\ \left. + \text{sen}(\alpha - \psi) \left[\frac{e^{\frac{(\alpha - \beta)}{\tan\psi}} (\tan\psi \cos\beta - \text{sen}\beta \tan^2\psi)}{1 + \tan^2\psi} \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{(\tan^2\psi \text{sen}\alpha - \tan\psi \cos\alpha)}{1 + \tan^2\psi} \right] \right\} \quad (5.6)$$

Para $\psi = 90^\circ$ e $\alpha_1 \neq \alpha_2$, tem-se:

$$I_{C_1} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi X_r} \left[-2\pi + \alpha_1 + \alpha_2 + \frac{\text{sen} 2\alpha_1}{2} + \frac{\text{sen} 2\alpha_2}{2} \right] \quad (5.7)$$

Para $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$, tem-se também $\beta_2 = \beta_1 = 2\pi - \alpha$, logo:

$$I_{C_1} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi X_r} [2\alpha - 2\pi + \text{sen} 2\alpha] \quad (5.8)$$

Para componentes acima da fundamental ($n \geq 2$) o equacionamento será o descrito abaixo

$$\begin{aligned}
 I_{c_n} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi Z_r} & \left\{ \cos \psi \left[\frac{\cos(n-1)\theta}{2(n-1)} - \frac{\cos(n+1)\theta}{2(n+1)} \right] \right\}_{\alpha_1}^{\beta_1} \\
 & - \text{sen} \psi \left[\frac{\text{sen}(n-1)\theta}{2(n-1)} + \frac{\text{sen}(n+1)\theta}{2(n+1)} \right] \right\}_{\alpha_1}^{\beta_1} + \cos \psi \\
 & \left[\frac{\cos(n-1)\theta}{2(n-1)} - \frac{\cos(n+1)\theta}{2(n+1)} \right] \right\}_{\alpha_1+\pi}^{\beta_2+\pi} - \text{sen} \psi \left[\frac{\text{sen}(n-1)\theta}{2(n-1)} + \frac{\text{sen}(n+1)\theta}{2(n+1)} \right] \right\}_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} \quad (5.9) \\
 & - \text{sen}(\alpha_1 - \psi) e^{\frac{\alpha_1}{\tan \psi}} \left[\frac{e^{-\theta \tan \psi}}{(\tan^2 \psi n^2 + 1)} (n \tan^2 \psi \text{sen } n\theta - \tan \psi \cos n\theta) \right] \right\}_{\alpha_1}^{\beta_1} \\
 & + \text{sen}(\alpha_2 + \pi - \psi) e^{\frac{\alpha_2 + \pi}{\tan \psi}} \left[\frac{e^{-\theta \tan \psi}}{(\tan^2 \psi n^2 + 1)} (n \tan^2 \psi \text{sen } n\theta - \tan \psi \cos n\theta) \right] \right\}_{\alpha_2 + \pi}^{\beta_2 + \pi}
 \end{aligned}$$

Quando $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ tem-se também $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, logo a equação ficará:

n par:

$$I_{c_n} = 0$$

n ímpar:

$$\begin{aligned}
 I_{c_n} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi Z_r} & \left\{ \frac{\cos[(n-1)\beta + \psi] - \cos[(n-1)\alpha + \psi]}{n-1} \right. \\
 & + \frac{-\cos[(n+1)\beta - \psi] + \cos[(n+1)\alpha - \psi]}{n+1} + \\
 & \left. - \frac{2\text{sen}(\alpha - \psi)}{(n^2 \tan^2 \psi + 1)} \left[e^{\frac{(\alpha - \beta)}{\tan \psi}} (n \tan^2 \psi \text{sen } n\beta - \tan \psi \cos n\beta) \right. \right. \\
 & \left. \left. - n \tan^2 \psi \text{sen } n\alpha + \tan \psi \cos n\alpha \right] \right\} \quad (5.10)
 \end{aligned}$$

Para $\psi = 90^\circ$ e $\alpha_1 \neq \alpha_2$, a equação ficará:

n par:

$$\begin{aligned}
 I_{c_n} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi Z_r} & \left[- \frac{2\text{sen } n\alpha_1 \cos \alpha_1}{n} + \frac{2\text{sen } n\alpha_2 \cos \alpha_2}{n} \right. \\
 & \left. + \frac{\text{sen}(n+1)\alpha_1}{n+1} + \frac{\text{sen}(n-1)\alpha_1}{n-1} - \frac{\text{sen}(n+1)\alpha_2}{n+1} - \frac{\text{sen}(n-1)\alpha_2}{n-1} \right] \quad (5.11)
 \end{aligned}$$

n ímpar:

$$I_{c_n} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{nX_r} \left[-\frac{2\text{sen } n\alpha_1 \text{cos}\alpha_1}{n} - \frac{2\text{sen } n\alpha_2 \text{cos}\alpha_2}{n} \right. \\ \left. + \frac{\text{sen}(n+1)\alpha_1}{n+1} + \frac{\text{sen}(n-1)\alpha_1}{n-1} + \frac{\text{sen}(n+1)\alpha_2}{n+1} \right. \\ \left. + \frac{\text{sen}(n-1)\alpha_2}{n-1} \right] \quad (5.12)$$

Quando os valores de α_1 e α_2 são iguais tem-se tam**ém** β_1 e β_2 iguais, logo:

n par:

$$I_{c_n} = 0$$

n ímpar:

$$I_{c_n} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{nX_r} \left[-\frac{4\text{cos}\alpha \text{sen } n\alpha}{n} + \frac{2\text{sen}(n-1)\alpha}{(n-1)} \right. \\ \left. + \frac{2\text{sen}(n+1)\alpha}{(n+1)} \right] \quad (5.13)$$

Na figura 5.2 é mostrado um gráfico com a variação em p.u. do valor $V_{m\acute{a}x}/X_r$ da fundamental, 3^a, 5^a e 7^a harmônicas com α para $\psi=90^\circ$ e $\alpha_1=\alpha_2=\alpha$. Nesta situação não há harmônicas pares.

Na figura 5.3 é mostrado um gráfico da 3^a, 5^a, 7^a, 9^a, 11^a e 13^a harmônicas em função de α , para $\psi=90^\circ$ e $\alpha_1=\alpha_2=\alpha$.

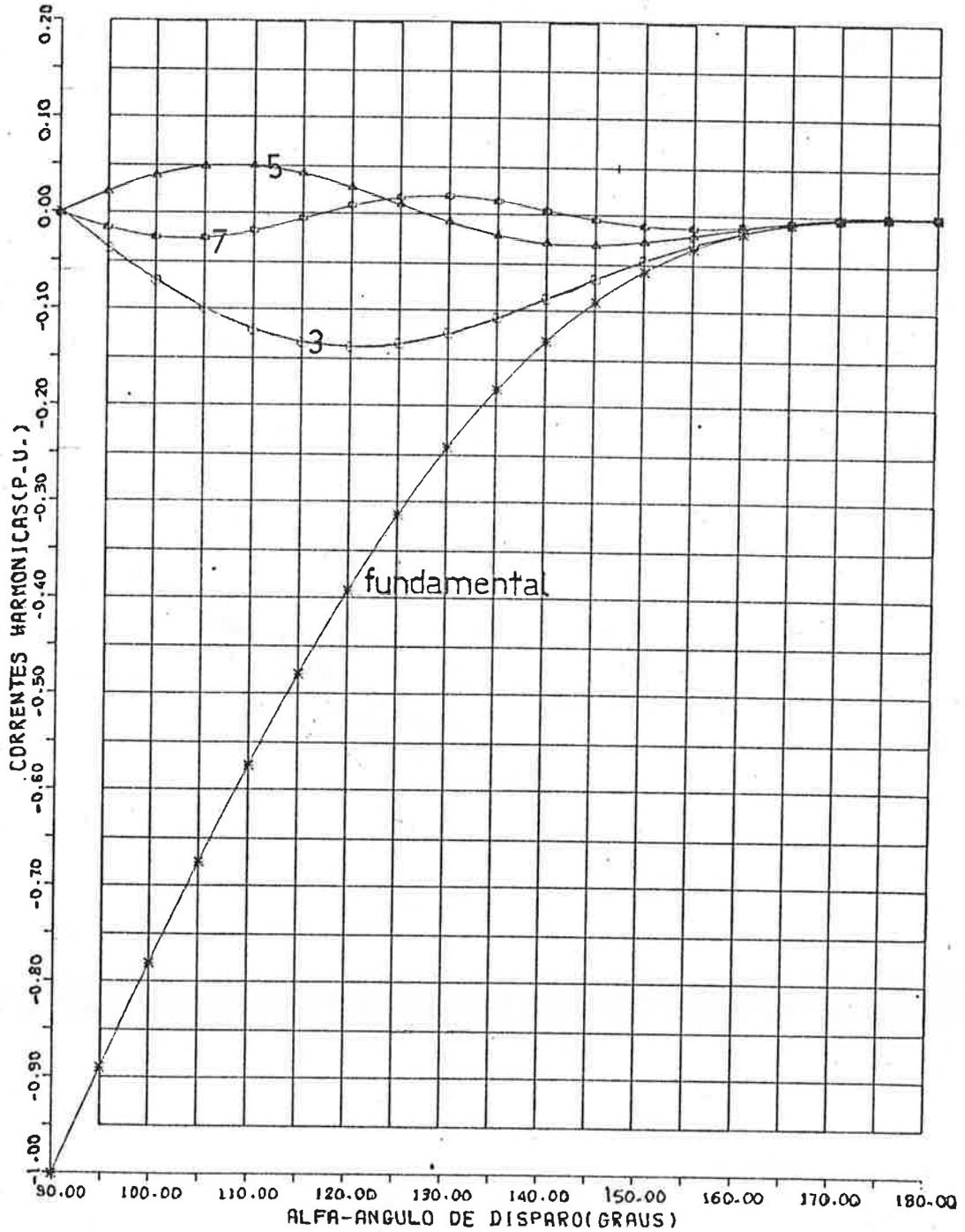


Fig. 5.2 - Gráfico da fundamental, 3ª, 5ª e 7ª harmônicas em função de α , para $\psi=90^\circ$ e $\alpha_1=\alpha_2$.

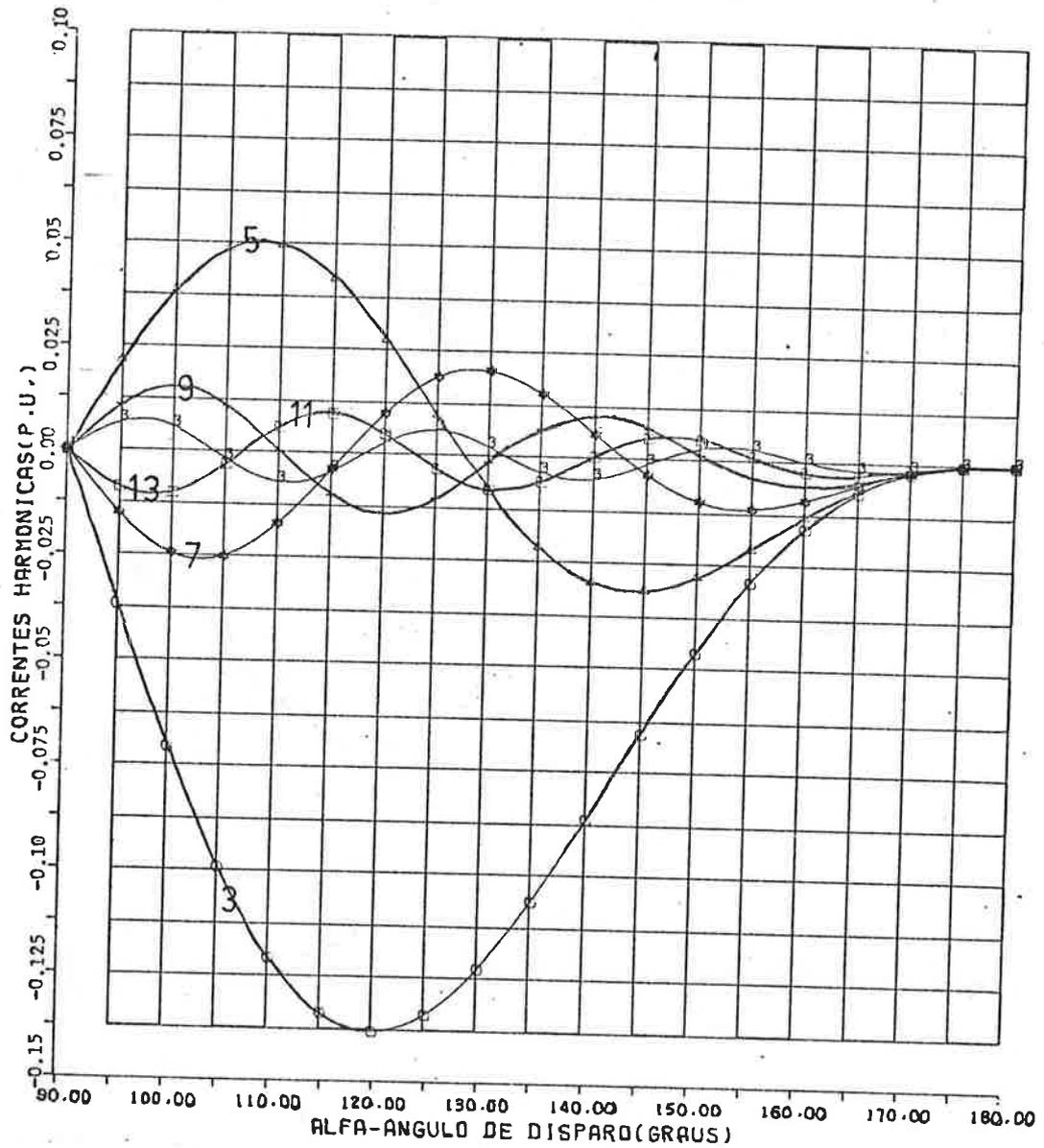


Fig. 5.3 - Gráfico da 3ª, 5ª, 7ª, 9ª, 11ª e 13ª harmônicas em função de α , para $\psi=90^\circ$ e $\alpha_1=\alpha_2=\alpha$.

Deve-se levar em consideração que as senóides ou cos senóides das harmônicas calculadas iniciam no ângulo zero, ou seja, no primeiro zero de tensão pois a tensão de excitação é uma função seno ($V_{\text{máx}} \text{sen} \theta$). Nas publicações sobre compensado res estáticos o ponto onde se iniciam as formas de onda das har mônicas é o primeiro máximo de tensão. O que significa que as harmônicas calculadas nesse trabalho mostram $n90^\circ$ a mais que as harmônicas mostradas em outras publicações.

Na figura 5.4 são mostrados gráficos com as formas de onda da fundamental e algumas harmônicas encontrados na li teratura [7], [29] sobre compensadores estáticos. Nota-se que em um dos gráficos só são mostrados valores positivos para as harmônicas, o que não é verdade, pois o sinal nos dá se o pri meiro máximo da harmônica é positivo ou negativo. No outro gráfi co isto é corrigido.

Pode-se concluir que a diferença dos gráficos 5.3 e 5.4.b, é que as referências estão defasadas de 90° , portanto os valores tem sinais trocados, por exemplo a 3ª harmônica é posi tiva em 5.4.b e negativa em 5.3, ou ainda, a 5ª harmônica é ne gativa no 1º trecho em 5.4.b e positiva no mesmo trecho em 5.3.

A nossa equação da componente fundamental par é dada pela equação 5. .A equação da fundamental encontrada na litera tura geral é:

$$I'_{p_1} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi X_r} \left[2\pi - 2\alpha - \text{sen } 2\alpha \right]$$

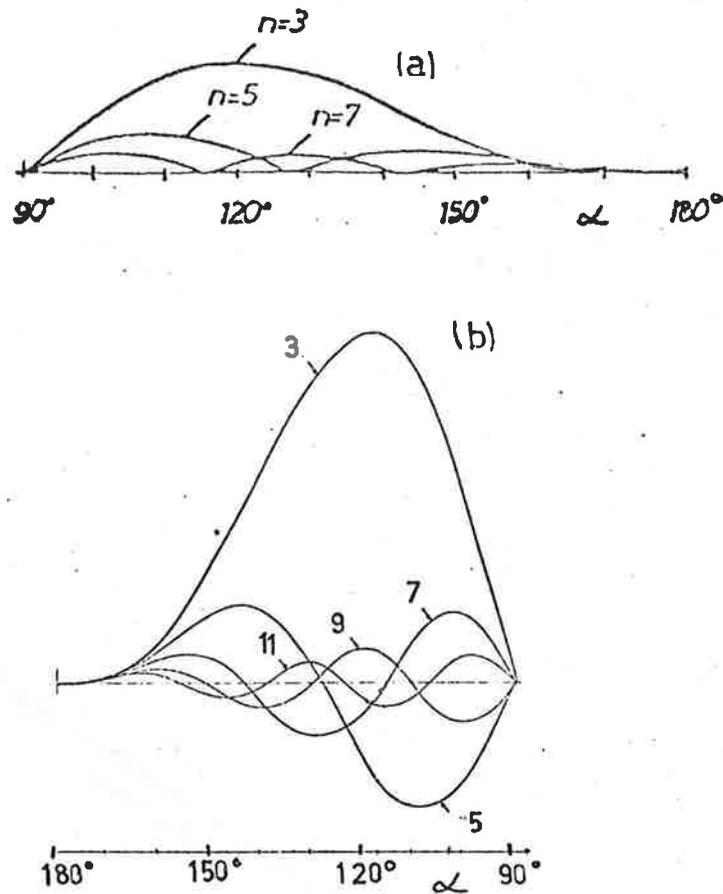


Figura 5.4 - Gráficos das harmônicas do RCT encontrados na literatura (a) [7] (b) [29].

Por exemplo para $\alpha=90^\circ$, tem-se:

$$I_{p1}(t) = - \frac{V_{\max}}{\pi X_r} \cos \omega t$$

Onde:

$$\omega t \geq 0^\circ$$

E

$$i'_{p1}(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi X_r} \text{sen } \omega t'$$

Onde:

$$\omega t' = \omega t - 90^\circ \quad \text{e} \quad \omega t \geq 90^\circ$$

Na figura 5.5 pode-se visualizar melhor o exemplo.

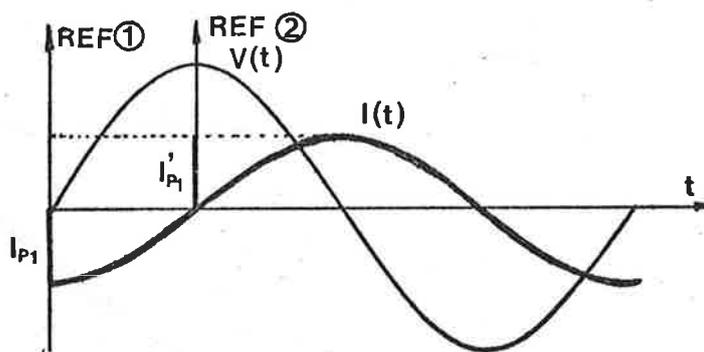


Fig. 5.5 - Valores da fundamental para I_{p1} (REFERÊNCIA 1) e I'_{p1} (REFERÊNCIA 2)

A função $i(t)$ portanto, é dada pela somatória:

$$\begin{aligned} i(t) = & I_1 \cos \omega t + I_3 \cos 3\omega t + I_5 \cos 5\omega t + \\ & + I_7 \cos 7\omega t + I_9 \cos 9\omega t + I_{11} \cos 11\omega t + \\ & + I_{13} \cos 13\omega t + \dots \end{aligned}$$

Os valores máximos das componentes podem ser medidos nos gráficos das figuras para um dado valor de α . O sinal negativo ou positivo do gráfico indica o sinal inicial do semiciclo.

5.2.2.3 Componentes Harmônicas de seno

As componentes de ordem ímpar da corrente do RCT, podem ser calculadas como descrito abaixo:

$$I_{s_n} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi Z_r} \left| \int_{\alpha_1}^{\beta_1} i_i(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} i_2(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta \right|$$

Para a fundamental ($n=1$), tem-se:

$$\begin{aligned} I_{s_1} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi Z_r} & \left\{ -\cos\psi \left(\frac{\theta}{2} - \frac{\text{sen}2\theta}{4} \right) \Big|_{\alpha_1}^{\beta_1} - \cos\psi \left(\frac{\theta}{2} - \frac{\text{sen}2\theta}{4} \right) \Big|_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} \right. \\ & - \text{sen}\psi \left(-\frac{\cos2\theta}{4} \right) \Big|_{\alpha_1}^{\beta_1} - \text{sen}\psi \left(-\frac{\cos2\theta}{4} \right) \Big|_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} \\ & - \text{sen}(\alpha_1 - \psi) e^{\frac{\alpha_1}{\tan\psi}} \left[\frac{e^{-\theta/\tan\psi} (-\text{sen}\theta \tan\psi - \tan^2\psi \cos\theta)}{1 + \tan^2\psi} \right. \\ & \left. \left. + \text{sen}(\alpha_2 + \pi - \psi) e^{\frac{(\alpha_2 + \pi)}{\tan\psi}} \left[\frac{e^{-\theta/\tan\psi} (-\text{sen}\theta \tan\psi - \tan^2\psi \cos\theta)}{1 + \tan^2\psi} \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Se os ângulos de disparo foram iguais ($\alpha_2 = \alpha_1 = \alpha$), tem-se que $\beta_2 = \beta_1 = \beta$, logo:

$$\begin{aligned} I_{s_1} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi Z_r} & \left\{ \cos\psi \left[(\alpha - \beta) + \left(\frac{\text{sen}2\alpha - \text{sen}2\beta}{2} \right) \right] \right. \\ & \left. + \text{sen}\psi \left(\frac{\cos2\beta - \cos2\alpha}{2} \right) + \text{sen}(\alpha - \psi) \right\} \end{aligned} \quad (5.15)$$

$$\left[\frac{e^{(\alpha - \beta)/\tan\psi}}{(1 + \tan^2\psi)} (\tan\psi \text{sen}\beta + \tan^2\psi \cos\beta) + \frac{\tan\psi \text{sen}\alpha + \tan^2\psi \cos\alpha}{(1 + \tan^2\psi)} \right]$$

Se ainda $\psi = 90^\circ$, então:

$$I_{s_1} = 0$$

Para $\alpha_1 \neq \alpha_2$ e $\psi = 90^\circ$, tem-se

$$I_{s_1} = 0$$

Para componentes acima da fundamental ($n \geq 2$), tem-se

$$\begin{aligned}
I_{s_n} = & \frac{V_{\text{máx}}}{\|Z_r\|} \left\{ \cos\psi \left[-\frac{\text{sen}(n+1)\theta}{2(n+1)} + \frac{\text{sen}(n-1)\theta}{2(n-1)} \right] \Big|_{\alpha_1}^{\beta_1} - \text{sen}\psi \left[-\frac{\cos(n+1)\theta}{2(n+1)} - \frac{\cos(n-1)\theta}{2(n-1)} \right] \Big|_{\alpha_1}^{\beta_1} \right. \\
& + \cos\psi \left[-\frac{\text{sen}(n+1)\theta}{2(n+1)} + \frac{\text{sen}(n-1)\theta}{2(n-1)} \right] \Big|_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} - \text{sen}\psi \left[-\frac{\cos(n+1)\theta}{2(n+1)} - \frac{\cos(n-1)\theta}{2(n-1)} \right] \Big|_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} \\
& - \text{sen}(\alpha_1-\psi) e^{\frac{\alpha_1}{\tan\psi}} \left| \frac{e^{-\theta/\tan\psi}}{(n^2 \tan^2 \psi + 1)} (-\text{sen}(n\theta) \tan\psi - n \tan^2 \psi \cos(n\theta)) \right| \Big|_{\alpha_1}^{\beta_1} \\
& + \text{sen}(\alpha_2+\pi-\psi) e^{\frac{\alpha_2+\pi}{\tan\psi}} \left| \frac{e^{-\theta/\tan\psi}}{(n^2 \tan^2 \psi + 1)} (-\text{sen}(n\theta) \tan\psi - n \tan^2 \psi \cos(n\theta)) \right| \Big|_{\alpha_2+\pi}^{\beta_2+\pi} \Big\} \quad (5.16)
\end{aligned}$$

Quando $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$, tem-se $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, logo a equação ficará

n par:

$$I_{s_n} = 0$$

n ímpar:

$$\begin{aligned}
I_{s_n} = & \frac{V_{\text{máx}}}{\|Z_r\|} \left\{ -\frac{\text{sen}[(n-1)\alpha+\psi] + \text{sen}[(n-1)\beta+\psi]}{n-1} \right. \\
& + \frac{\text{sen}[(n+1)\alpha-\psi] - \text{sen}[(n+1)\beta-\psi]}{n+1} \\
& \left. + \frac{2\text{sen}(\alpha-\psi)}{(n^2 \tan^2 \psi + 1)} \left[e^{\frac{(\alpha-\beta)}{\tan\psi}} (\text{sen}(n\beta) \tan\psi + n \tan^2 \psi \cos(n\beta)) - \text{sen}(n\alpha) \tan\psi + n \tan^2 \psi \cos(n\alpha) \right] \right\} \quad (5.17)
\end{aligned}$$

Quando $\psi = 90^\circ$ e $\alpha_1 \neq \alpha_2$ a equação será

n par e n ímpar

$$I_{s_n} = 0$$

Logicamente para $\psi=90^\circ$ e $\alpha_1=\alpha_2$

$$I_{s_n} = 0$$

Na tabela 5.1 são apresentadas todas as equações utilizadas para o cálculo de harmônicas de um RCT em várias situações.

Componentes Harmônicas Situações	Componente Contínua (I_o)	Componente de cosseno I_{c_n}			Componente de seno I_{s_n}		
		n=1	n par	n ímpar	n=1	n par	n ímpar
$\psi \neq 0, \alpha_2 \neq \alpha_1$	5.3	5,5	5,9		5.14	5.16	
$\psi \neq 0, \alpha_2 = \alpha_1$	\emptyset	5.6	\emptyset	5.10	5.15	\emptyset	5.17
$\psi = 90^\circ, \alpha_2 \neq \alpha_1$	5.4	5.7	5.11	5.12	\emptyset	\emptyset	\emptyset
$\psi = 90^\circ, \alpha_2 = \alpha_1$	\emptyset	5.8	\emptyset	5.13	\emptyset	\emptyset	\emptyset

Tabela 5.1 - Tabela geral das equações das componentes harmônicas de corrente de um RCT para várias situações.

Quando os ângulos α_1 e α_2 são diferentes devido a erros de medição das grandezas de referência, atraso na atuação dos tiristores e outras interferências, tem-se componentes de ordem par e uma componente contínua com valores dependentes de α_1 e α_2 .

Muitos trabalhos [30] consideram um α para o semi-ciclo positivo e uma variação $\Delta\alpha$ para o semi-ciclo negativo, logo:

$$\alpha_1 = \alpha$$

$$\alpha_2 = \alpha + \Delta\alpha$$

Considerar o reator puramente indutivo, ou seja, $\psi = 90^\circ$ é uma hipótese razoável, pois na prática utilizam-se fatores de mérito (Q) maiores que 30 [27], ou seja, $\psi > 88^\circ$.

Dependendo da flutuação do valor da indutância do reator com a temperatura ou com a frequência o valor das harmônicas poderá ter um fator de correção.

5.2.2.4 Harmônicas de Corrente no Circuito Trifásico

Quando se tem uma configuração em delta e os ângulos de disparo α são simétricos (defasados de 120°), as frequências múltiplas de 3 ficam circulando dentro do delta e não vão para a linha. Se isto não ocorrer surgirão componentes de ordem 3 na linha que podem ser calculadas como em um circuito de seqüilibrado como descrito a seguir. [31].

$$\begin{aligned}
 I_{A_{3n}} &= I_{AB_{3n}} - I_{CA_{3n}} \\
 I_{B_{3n}} &= I_{BC_{3n}} - I_{AB_{3n}} \\
 I_{C_{3n}} &= I_{CA_{3n}} - I_{BC_{3n}}
 \end{aligned}
 \tag{5.18}$$

Nas harmônicas em que o ângulo de disparo é simétrico nas 3 fases a defasagem entre as harmônicas de ordem n é n vezes 120° como mostrado nas equações a seguir

$$\begin{aligned}
 I_{AB_n} &= I_n \cos (n \omega t) \\
 I_{BC_n} &= I_n \cos [n(\omega t - 120^\circ)] \\
 I_{CA_n} &= I_n \cos [n(\omega t + 120^\circ)]
 \end{aligned}
 \tag{5.19}$$

Quando os produtos $120n$ ou $-120n$ forem múltiplos de 360 haverá cancelamento das harmônicas de linha, ou seja, as harmônicas de ordem 3 na linha serão nulas.

A equação geral para as harmônicas de ordem n na linha é igual a

$$\begin{aligned}
 I_{A_n} &= I_{AB_n} - I_{CA_n} \\
 I_{B_n} &= I_{BC_n} - I_{AB_n} \\
 I_{C_n} &= I_{CA_n} - I_{BC_n}
 \end{aligned}
 \tag{5.20}$$

Deve-se portanto calcular as correntes de fase em função do α de cada fase e depois compor as correntes para achar as de linha.

5.3 EFEITOS DAS HARMÔNICAS

5.3.1 --Generalidades

Nos últimos anos o aumento da utilização de cargas não lineares, geradoras de harmônicas, vem preocupando as concessionárias e os consumidores devido aos efeitos prejudiciais ao bom funcionamento dos sistemas elétricos e seus equipamentos. Com essa preocupação um grupo de estudos do CIGRE[32] elaborou um trabalho sobre os efeitos das harmônicas, índices para avaliar o nível de harmônicas e normas com valores máximos para esses índices adotados em vários países.

Alguns dos principais efeitos ocasionados pelas harmônicas são citados a seguir:

- aquecimento e saturação em transformadores.
- aquecimento e pulsações de torque em motores.
- aquecimento de capacitores e alteração na $\tan \delta$ de isolações ou de capacitores.
- alteração nas formas de onda afetando sistemas de medição, proteção e controle.
- aquecimento de fusíveis.
- aumento dos níveis de tensão e corrente.
- sobretensões e rompimento de isolação.

- problemas de ressonância em pontos da rede.
- influência em sistemas de comunicação.
- aumento do efeito pelicular.

— Para avaliar o efeito de cada harmônica gerada por várias fontes em uma rede, pode-se modelar a rede para aquela frequência harmônica e utilizar um programa de penetração harmônica para determinar as tensões nos pontos de sistema e as correntes que fluem nos ramos de ligação [33], [34]. Existem programas já consagrados como o " $Z(\omega)$ ", que determinam a distribuição da impedância Z de cada ponto do sistema em função da frequência.

Existem também rotinas de bibliotecas matemáticas ou de grandes programas como o EMTP ("Eletromagnetic Transient Program"), que dada uma função descrita por uma expressão, ou dada por pontos, determinam as componentes de Fourier até ordem 50 se necessário.

Para avaliar na prática os níveis de harmônicas em um sistema, podem-se utilizar medidores de espectro de harmônicas.

5.3.2 Índices para Avaliação do Nível de Harmônicas

Os índices mais conhecidos e usados para a avaliação do nível de harmônicas estão descritos a seguir.

- Fator de distorção harmônica individual.

$$D_n = \frac{U_n}{U_1} \text{ p.u. - tensão} \quad (5.21)$$

$$D'_n = \frac{I_n}{I_1} \text{ p.u. - corrente}$$

- Fator de distorção harmônica.

$$D_{ef} = \frac{1}{U_1} \left[\sum_{n=2}^m U_n^2 \right]^{1/2} \text{ p.u. - tensão} \quad (5.22)$$

$$D'_{ef} = \frac{1}{I_1} \left[\sum_{n=2}^m I_n^2 \right]^{1/2} \text{ p.u. - corrente}$$

O valor m é limitado até um certo valor dependendo do país, ele pode ser 25,40,50 ou até tender a infinito.

- Máximo desvio

$$D = \frac{1}{U_1} \sum_{n=2}^m U_n \text{ p.u. - tensão} \quad (5.23)$$

$$D' = \frac{1}{I_1} \sum_{n=2}^m I_n \text{ p.u. - corrente}$$

Onde:

U_n e I_n - harmônicas de ordem n de tensão e corrente respectivamente.

U_1 e I_1 - componentes fundamentais de tensão e corrente respectivamente

- Interferência Telefônica

TIF - Telephone Influence Factor
(Sistema E.E.I. - B.T.S.)

$$TIF = \frac{1}{U} \left| \sum_{n=1}^{\infty} (Kf \cdot pf \cdot Uf)^2 \right|^{1/2} \quad (5.24)$$

Onde:

U - valor eficaz da tensão

Uf - tensão harmônica de ordem n na frequência f.

Kf - coeficiente de acoplamento (5 vezes a frequência)

pf - peso da harmônica de frequência f com o máximo igual a 1 para f = 1000 Hz

THFF - Telephone Harmonic Form Factor
(Sistema CC I.T.T.)

$$THFF = \frac{1}{U} \left| \sum_{n=1}^{\infty} (Kf \cdot pf \cdot Uf)^2 \right|^{1/2} \quad (5.25)$$

Onde:

$$Kf = \frac{f}{800}$$

pf = peso psfométrico/1000
máximo = 1122 p/ f=1000Hz
e 1000 p/ f= 800Hz

A relação aproximada entre os dois fatores é:

$$\frac{TIF}{THFF} \cong 4000$$

Tensão induzida pelas harmônicas em circuitos telefônicos

$$U_n = \left| \sum_{n=1}^{\infty} (pf U_f^2) \right|^{1/2} \quad (5.26)$$

— Corrente induzida

$$I.T. = \left| \sum_{n=1}^{\infty} (Kf. pf. If^2) \right|^{1/2} \quad (5.27)$$

Os valores de pf são baseados no inverso da curva média de resposta em frequência do ouvido humano.

— Os limites adotados para os fatores definidos variam muito de país para país, como pode ser visto na tabela 5.2[35].

- As concessionárias do setor energético brasileiro adotam os seguintes limites para os fatores

- D_n . 0,5% p/ harmônicas pares
- . 1,0% p/ harmônicas ímpares

- D_{ef} . 1,5% para consumidores
- . 4,0% para um grupo de consumidores

Para os outros índices não há definições de limites.

F A T O R	FAIXA DE VARIAÇÃO
Fator de distorção harmônica individual (D_n)	0,5 - 1,5%
Fator de máximo desvio (D)	1 - 5%
Fator de distorção harmônica (D_{ef})	2,5 - 3%
THFF	2%
TIF	20 a 50 corresponde a um THFF de 0,5 a 1,25%
IT	25000 - 50000

Tabela 5.2 - Limites dos fatores para a avaliação do nível de harmônicas

5.3.3 Meios para Evitar as Harmônicas e seus Efeitos

5.3.3.1 Generalidades

Pode-se diminuir o nível e os efeitos das harmônicas:

- alocando filtros sintonizados nas frequências que se quer atenuar
- aumentando o número de pulsos do sistema gerador de harmônicas
- adotando configurações alternativas que atenuam as harmônicas, como a utilização de transformadores com enrolamento em delta para isolar harmônicas de ordem 3 (3ª, 9ª, etc.).

5.3.3.2 Filtros de Harmônicas

No caso de utilização de filtros, deve-se levar em conta se os filtros serão utilizados para gerar ou absorver reativos na frequência fundamental. Devem-se analisar várias configurações de filtros de modo que se possa escolher a mais viável técnica e economicamente para a situação.

Quando se estuda o projeto de um filtro o circuito básico que é utilizado no estudo é o descrito na figura 5.6 , que na verdade é um divisor de corrente [35].

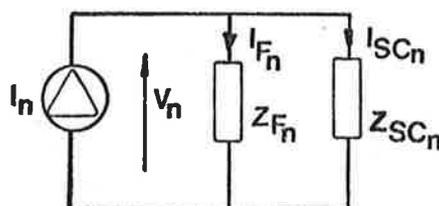


Fig. 5.6 - Circuito para o estudo do projeto de um filtro de harmônicas.

As equações do circuito são as descritas abaixo.

$$I_{F_n} = \frac{I_n Z_{SCn}}{Z_{SCn} + Z_{F_n}} \quad I_{SCn} = \frac{I_n Z_{SCn}}{Z_{SCn} + Z_{F_n}}$$

$$V_n = \begin{Bmatrix} Z_{F_n} I_{F_n} \\ Z_{SCn} I_{SCn} \end{Bmatrix} = \frac{Z_{F_n} Z_{SCn}}{Z_{SCn} + Z_{F_n}} I_n$$

Onde:

- I_n - corrente harmônica injetada no sistema
- Z_{F_n} - impedância do filtro
- Z_{SCn} - impedância de curto-circuito da rede
- V_n - tensão harmônica no filtro
- I_{F_n} - corrente harmônica no filtro
- I_{SCn} - corrente harmônica na rede

Quanto a configurações, os filtros podem ter duas básicas

- filtros série

- filtros paralelo

O filtros série são projetados para suportar a corte principal, enquanto os paralelo só suportam praticamente a corrente da frequência de ressonância. Os filtros série em geral consomem reativos e os paralelos fornecem reativos. Em geral o filtro paralelo é mais barato e de maior confiabilidade, pois o série pode interromper o circuito se houver algum defeito nele.

O dimensionamento do filtro levando em conta critérios técnico-econômicos pode ser visto com mais detalhes nas referências [36] e [37].

Deve-se levar em conta o lugar geométrico da impedância do ponto de ligação do filtro no sistema em relação a frequência

Quando são instalados vários filtros, pode-se construir um gráfico da impedância total dos filtros em função da frequência. Sobrepondo-se a reta que identifica o sistema, nos casos em que ele é forte e fraco, no gráfico da impedância dos filtros, pode-se descobrir as frequências de ressonância entre a rede e os filtros. Na figura 5.7 é mostrado um exemplo.

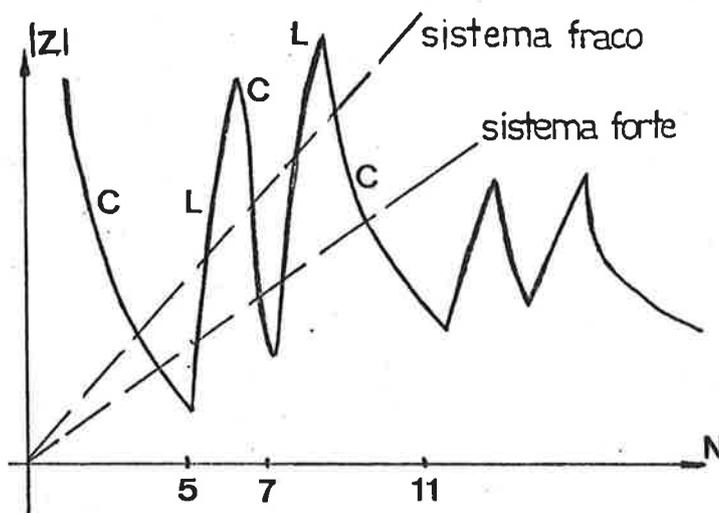


Figura 5.7 - Gráfico da impedância total dos filtros em função da ordem das harmônicas e os pontos de ressonância com o sistema. As letras L e C identificam onde a associação tem característica indutiva e capacitiva respectivamente.

No gráfico da associação de filtros da figura 5.7 tem-se trechos capacitivos e indutivos, pois quando a impedância cresce com a frequência implica em que o trecho tem característica indutiva e quando a impedância cai com a frequência a trecho tem característica capacitiva.

Configurações alternativas de compensadores estáticos foram estudadas por vários grupos [38],[39],[40],[41],[42], algumas delas reduzem a geração de harmônicas, mas porém seus custos podem ser proibitivos ou ainda evitam que exista controle por fase ou seu controle é muito sofisticado.

Ao dimensionar os filtros devem-se levar em conta ou tras fontes de harmônicas do sistema, pois já pode existir um certo nível de harmônicos no ponto onde vai ser instalado o fil tro. Além disso a cada novo filtro projetado para um determinado ponto deve-se levar em conta o efeito dos filtros já insta lados e também o efeito do novo sobre os outros.

5.3.3.3 Métodos Alternativos para se Eliminar Harmônicas

O espectro de harmônicas gerado por um sistema tiris torizado segue a lei $qn \pm 1$, onde q é o nº de pulsos e n é um nú mero natural, supondo-se que a forma de onda é igual nos dois semi-ciclos e não há harmônicas de ordem 3. No caso de 12 pul sos tem-se a lei $12n \pm 1$, ou seja, 11ª, 13ª, 23ª, 25ª, etc har mônicas. Na figura 5.8 é mostrado um diagrama representativo de um sistema de 12 pulsos

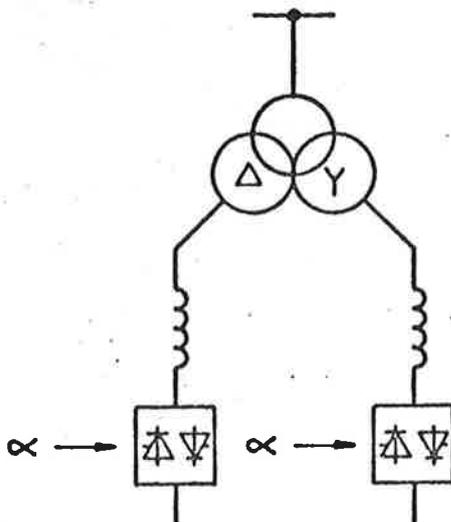


Fig. 5.8 - Configuração de 12 pulsos que elimina harmônicas de ordem 3 a 5ª e 7ª harmônicas.

CAPÍTULO 6

MODELAGEM DE COMPENSADORES ESTÁTICOS

6.1 GENERALIDADES

Ao utilizar-se um modelo matemático para simular um sistema físico real, deve-se levar em conta até que nível é necessário sofisticar esse modelo, para que se obtenham resultados com a precisão desejada e também para que o modelo não se torne demasiadamente complexo.

Ao desenvolver um programa que simule o modelo matemático do sistema, deve-se avaliar a capacidade de memória exigida e o tempo de computação utilizado, quando ele é executado, devido aos custos de processamento. No caso do desenvolvimento de todo um sistema de programas, para um estudo mais completo de compensadores de reativos, pode-se alocar uma equipe de analistas e programadores e seguir uma metodologia moderna de análise e programação, como a estruturada, para obter um sistema de fácil utilização e manutenção e com documentação suficientemente clara, para que outras pessoas possam utilizá-lo e possivelmente implementar novas funções.

Em geral em um trabalho a nível acadêmico não há preocupação em otimizar a ferramenta computacional. Deve-se ter em

mente que nem sempre o sistema mais estruturado, de mais fácil manutenção e mais fácil expansão é o mais otimizado ou mais simples.

O programa desenvolvido neste trabalho pode ser enquadrado como um trabalho mais acadêmico e não de aplicação otimizada.

Neste capítulo são analisados os principais modelos utilizados para simular um circuito com um compensador estático tipo RCT e um CF e o modelo desenvolvido neste trabalho para a simulação ciclo a ciclo.

6.2 TIPOS DE MODELOS PARA SIMULAÇÃO

Dependendo do tempo em que ocorre o fenômeno que se deseja estudar, deve-se utilizar um modelo apropriado. Na figura 6.1 [7] são apresentados, as principais situações de estudo que ocorrem em circuitos elétricos e as suas faixas de duração de tempo.

Básicamente pode-se definir três faixas mais gerais de fenômenos em sistemas elétricos:

- regime permanente (mais que alguns s)
- transitórios eletromecânicos (de dezenas a centenas de ms)
- transitórios eletromagnéticos (dezenas a centenas de μs)

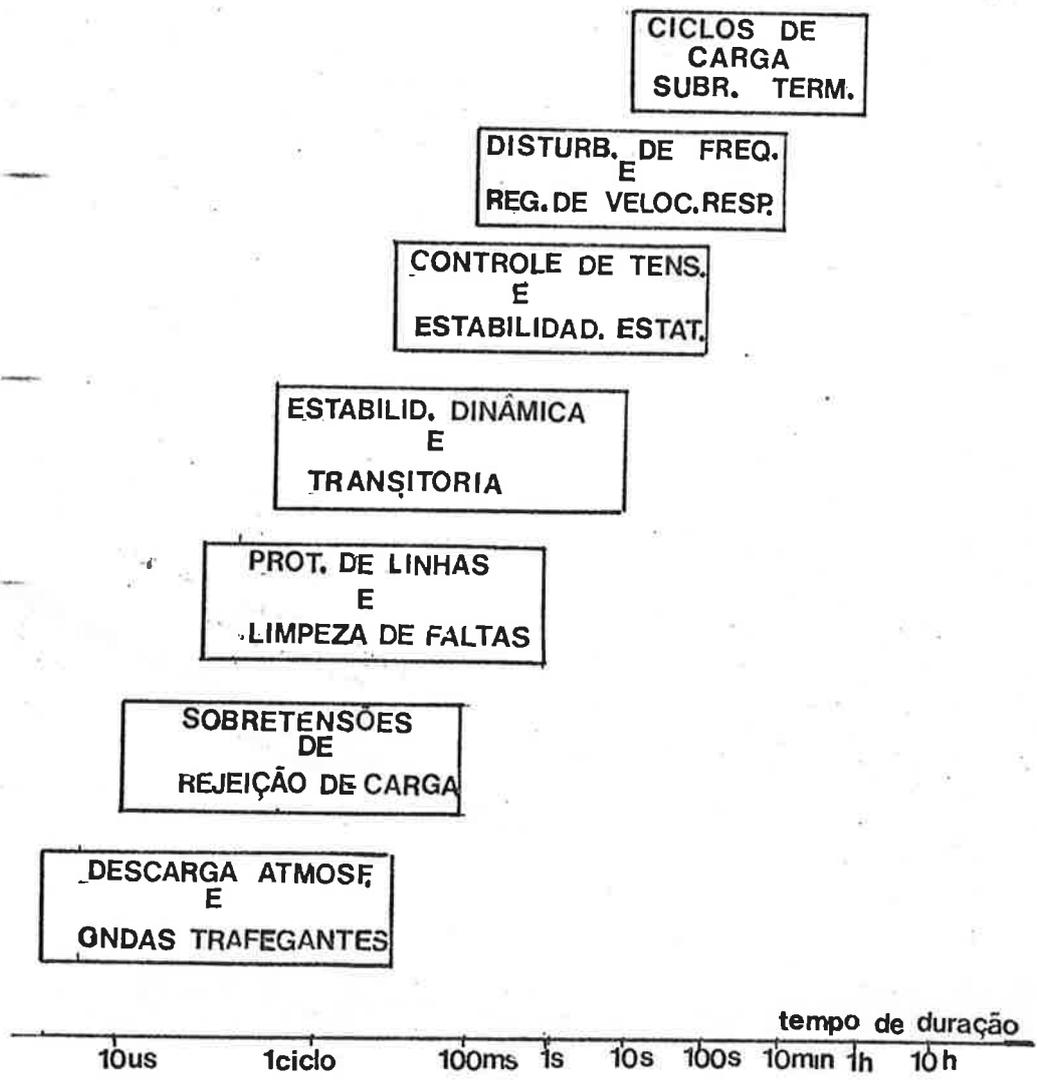


Fig. 6.1 - Faixas de variação de tempo de várias situações de um sistema elétrico.

A tabela 6.1 relaciona o tipo de problema do sistema e o método de simulação [8].

P R O B L E M A	MÉTODO DE SIMULAÇÃO
<ul style="list-style-type: none"> . avaliação dos efeitos das harmônicas . análise de filtros 	<ul style="list-style-type: none"> . análise de sistemas lineares . análise de penetração harmônica
<ul style="list-style-type: none"> . transferência de potência e controle de tensão. Faixa de variação: Q_{\min}, Q_{\max} . limitação de sobretensões temporárias 	<ul style="list-style-type: none"> . fluxo de potência (simétrico)
<ul style="list-style-type: none"> . amortecimento de oscilações . estabilidade de sistemas de CCAT, compensação de reativos, suporte de tensão. . controle de potência reativa em sistemas industriais (motores). 	<ul style="list-style-type: none"> . análise no domínio do tempo (termos de seq. positiva) . análise no domínio da frequência . análise harmônica . análise de auto valores . funções de transferência
<ul style="list-style-type: none"> . análise para altas perturbações . controle de flicker 	<ul style="list-style-type: none"> . análise ciclo a ciclo

Tabela 6.1 - Simulação do compensador estático

Os estudos de simulação que foram desenvolvidos estão baseados na configuração de um compensador estático tiristorizado do tipo RCT mais um CF, portanto os modelos mostrados a seguir serão mais centrados neste tipo de configuração. Deve-se deixar claro que este trabalho está centrado em estudos de simulação digital, portanto não serão discutidos

os modelos para simulação física.

No próximo item serão analisados os modelos de um compensador estático para regime permanente, em transitórios eletromecânicos e em transitórios eletromagnéticos [6]

6.2.1 Modelo para Regime Permanente

Um compensador tipo RCT+CF segue as curvas $V \times Q$ e $V \times I$ descritas na figura 6.2 para estudos de regime permanente.

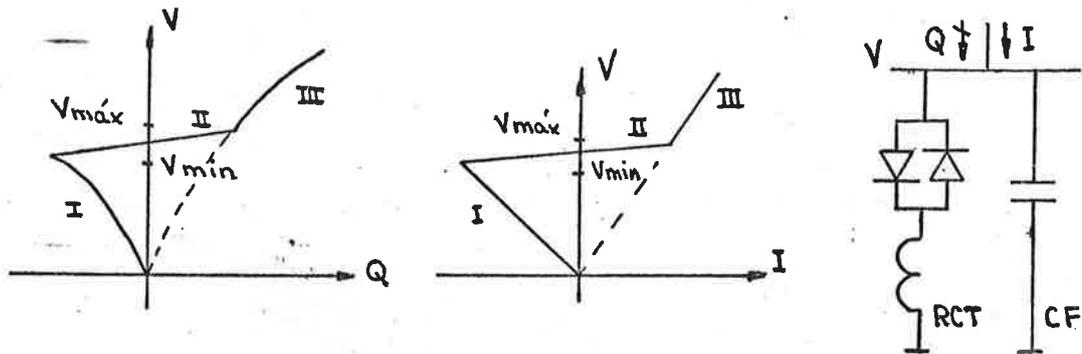


Fig. 6.2 - Curvas $V \times Q$ e $V \times I$ de um RCT+CF para regime permanente.

As equações que dão a admitância do compensador em função da tensão para cada trecho são descritas a seguir

$$\text{trecho I - } V < V_{\min} \quad B = B_{\min}$$

$$Q = B_{\min} \cdot V^2$$

$$\text{trecho II - } V_{\min} \leq V \leq V_{\max} \quad B = \frac{(B_{\max} - B_{\min})}{(V_{\max} - V_{\min})} (V - V_{\min}) + B_{\min}$$

$$Q = BV^2$$

$$\begin{aligned} \text{trecho III} - V > V_{\max} \quad B = B_{\max} \\ Q = B_{\max} V^2 \end{aligned}$$

Onde:

$$\begin{cases} B_{\max} = B_r - B_{\text{cap}} \\ B_{\min} = B_{\text{cap}} \end{cases}$$

Em um programa de fluxo de potência, pode-se assumir que o compensador é uma carga de impedância constante em uma barra do tipo PxV (Potência ativa e tensão fixas), onde $P=0$, pois só há componentes reativas, e V é igual a uma constante. A relação entre Q e V é dada pela curva da figura 6.2.

6.2.2 Modelo para Transitórios Eletromecânicos

Nesta faixa pode-se modelar um compensador estático tipo RCT mais um CF, ligado a uma rede que sofre pequenas perturbações, como pequenas variações nas cargas, utilizando o diagrama de blocos mostrado na figura 6.3. São mostrados sinais de realimentação de tensão e corrente e também sinais adicionais como potência ativa, frequência, potência reativa e outros [43].

Pode-se observar no diagrama de blocos que a admitância total do compensador é considerada variável no tempo e não uma admitância que é ligada ou desligada em certos períodos a rede, portanto neste tipo de simulação usam-se valores eficazes de tensão e corrente, mas medidos a cada instante e quando

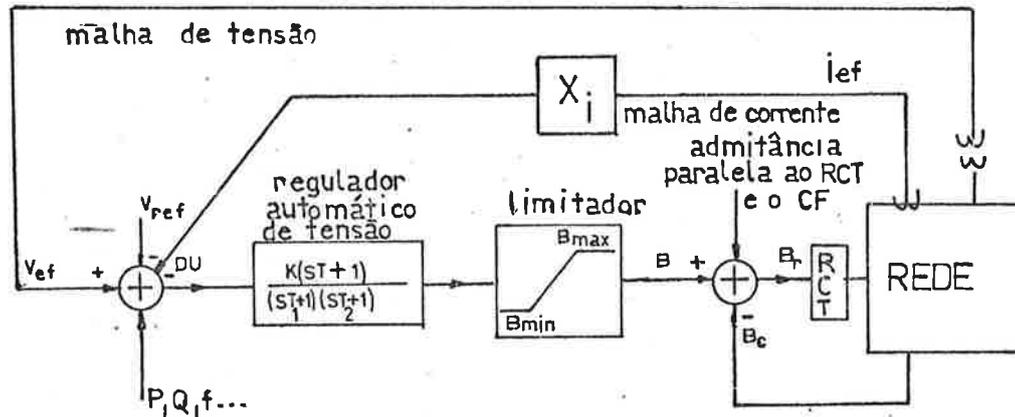


Fig. 6.3 - Diagrama de blocos básico para a simulação de um compensador estático.

necessários valores de potência ativa, reativa e frequência.

Pode-se dividir o estudo em duas partes:

- sistema de controle dos compensadores, motores, geradores e outras cargas que podem ser simuladas por curvas de $P \times V$ e $Q \times V$.

São utilizados programas que simulam as equações diferenciais dos controladores, que tem como sinais de entrada as tensões e correntes do elemento controlado no ponto onde ele é ligado a rede. No caso de cargas simuladas por curvas características do tipo $Q \times V$ e $P \times V$, com os valores de tensão pode-se de

terminar as potências através das curvas.

- sistemas de potência que simulam as admitâncias de todos os elementos ligados a rede inclusive os compensadores, motores, geradores, outras cargas e ainda transformadores, linhas de transmissão e outros. São utilizados programas que estudam os possíveis curto-circuitos com atuações de proteções, que alteram a fisionomia da rede e programas de fluxo de potência que determinam as tensões nos nós da rede e o fluxo de potências ativa e reativa nos ramos da rede.

Os principais blocos da figura 6.3 são:

- Regulador Automático de Tensão
- Limitador

O Regulador Automático de Tensão simula na verdade a função de transferência de um regulador de tensão de um gerador síncrono, que utiliza uma excitatriz. Pode-se dizer portanto que os polos relacionados com as constantes de tempo T_1 e T_2 estão associadas ao polo da excitatriz de um gerador síncrono e ao polo do circuito de campo do gerador. O zero do sistema que está associado a constante de tempo T é referente a uma realimentação para evitar instabilidade em regimes transitórios. O valor K é o ganho da função de transferência e depende da variação da tensão no trecho linear do RCT.

Na prática as constantes de tempo e o ganho dependem de cada circuito e do tipo de perturbação que se estuda.

Hauth e Moran [44] sugerem as seguintes faixas de variação para os parâmetros do Regulador de Tensão baseados na

experiência de fabricantes

- K deve variar de 100 a 400
- T deve variar de 50 a 150 ms

Na verdade os valores de T, T₁ e T₂ devem ser definidos de tal maneira que não gerem instabilidade numérica nas simulações digitais, dessa maneira Hauth e Moran também sugerem a seguinte relação para evitar este problema.

$$\frac{T_2 T}{T_1 K Z_{12}} \geq 2 \Delta T \quad (6.2)$$

Onde:

Z₁₂ - impedância de curto-circuito do ponto onde se liga o compensador ou a impedância que relaciona a corrente entre 1 e 2 na figura 6.2 e a tensão em 2. A impedância deve ser expressa em p.u. da potência do compensador.

ΔT - passo de tempo usado na simulação digital.

Na verdade deve-se levar em conta também os transdutores e filtros usados para a medição dos sinais utilizados para a realimentação, ou seja, deve-se representar suas funções de transferência. Quando as constantes de tempo são muito pequenas pode-se desprezar os blocos que simulam a medição de sinais.

O limitador mostrado no diagrama de blocos da figura 6.3 força a admitância do RCT a trabalhar dentro de faixas limites de trabalho, ou seja, define um valor máximo e mínimo

de admitância , que estão relacionados com os ângulos máximo e mínimo de disparo dos tiristores.

Pode-se ainda perceber no diagrama da figura 6.3 uma malha de realimentação de corrente reativa, que só é utilizada quando as variações de corrente no circuito podem melhorar a resposta do controlador. A parâmetro X_I ('droop') converte corrente em tensão, logo sua unidade é p.u. de tensão/p.u. de corrente. O fabricante que utiliza esse tipo de configuração sugere uma faixa de variação para X_I entre 0 e 0,04 [44].

O bloco RCT simula a admitância do RCT, ou seja, é uma função de transferência do tipo

$$\frac{e^{-sT_d}}{1+sT_B} \quad (6.3)$$

Onde:

T_d - atraso da atuação dos tiristores na faixa de 1ms para 60Hz

T_B - constante de tempo do reator controlável na faixa de 4ms para 60Hz

O bloco acima pode ser desprezado se suas constantes de tempo forem muito pequenas em relação as outras do controlador.

Pode-se aplicar este modelamento nas situações descritas abaixo:

- saídas e entradas de cargas
- desligamento de trechos da rede

- curtos-circuitos na rede com a atuação de proteção isolando os curtos.
- redespacho de carga.

Utilizando um programa de transitórios eletromecânicos pode-se analisar o comportamento dos ângulos de estabilidade dos geradores e a variação das tensões nos barramentos das redes, além de avaliar se nas linhas e nos transformadores poderá ocorrer uma sobrecarga de transmissão de potência.

Pode-se determinar um bom passo de integração para a simulação digital baseado nas constantes de tempo da rede e do sistema de controle.

Há casos em que só é necessário analisar o comportamento da tensão no ponto de ligação do compensador. Pode-se então utilizar o equivalente Thevenin da rede no ponto como mostrado na figura 6.4.

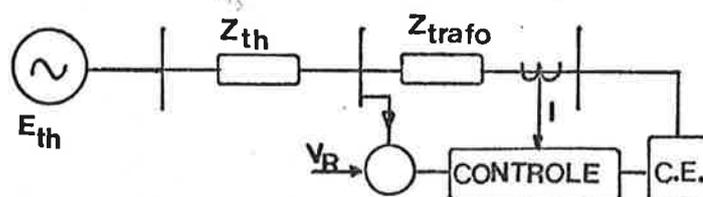


Fig. 6.4 - Modelo de um compensador estático utilizando um equivalente Thevenin.

O valor de E_{Th} pode resultar de um programa de fluxo de carga e Z_{Th} será a impedância própria obtida da matriz

Z_{BUS} no ponto de ligação.

6.2.3 Modelo para Transitórios Eletromagnéticos

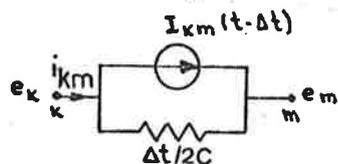
Quando é necessário estudar fenômenos muito rápidos como oscilações provocadas por fornos a arco, efeitos de des cargas atmosféricas como ondas trafegantes, cargas de variação muito rápidas e outros fenômenos, deve-se utilizar um modelo que estuda o sistema de potência através de suas equações diferenciais instante a instante e baseado nos tres elementos básicos dos circuitos elétricos: o resistor, o indutor e o capacitor.

Quando se estudam estes fenômenos as constantes de tempo são muito pequenas, logo se o estudo não for feito em um intervalo pequeno de tempo (alguns ms), o tempo de processamento utilizado será bem maior que o dos outros casos. O mesmo ocorre a nível de detalhes do modelo e dos fenômenos parciais que são desprezados nos outros casos, logo a memória alocada para armazenar as informações do modelamento também será maior que nos outros casos.

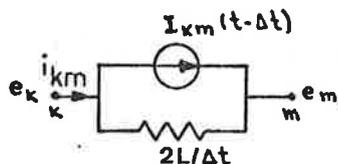
Programas como o EMTP fazem este tipo de estudo, modelando cada elemento da rede com resistores, indutores e capacitores como mostrado na figura 6.5.

Neste trabalho foi desenvolvido um programa, que simula um circuito semelhante ao da figura 6.4 utilizando o método das diferenças, para simular as equações diferenciais do controle e do sistema de potência. No próximo item será analisada esta modelagem para o caso monofásico e em seguida para o trifásico.

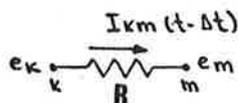
Rede Equivalente Resistiva



$$i(t) = \frac{2C}{km \Delta t} e(t) + I(t-\Delta t)$$



$$i(t) = \frac{\Delta t}{km 2L} e(t) + I(t-\Delta t)$$



$$i_{km}(t) = \frac{1}{R} (e_k(t) - e_m(t))$$

Fig. 6.5 - Modelos utilizados no programa EMTF [45]

6.3 MODELO DESENVOLVIDO PARA A SIMULAÇÃO CICLO A CICLO MONOFÁSICA

6.3.1 Modelo do Circuito de Potência

O circuito utilizado para desenvolver o modelo ciclo a ciclo está descrito na figura 6.6. São mostrados o circuito de potência e o circuito de controle interligados e ainda é mostrado o circuito de controle em detalhes.

A figura 6.7 define os trechos que são definidos pela atuação ou não do RCT.

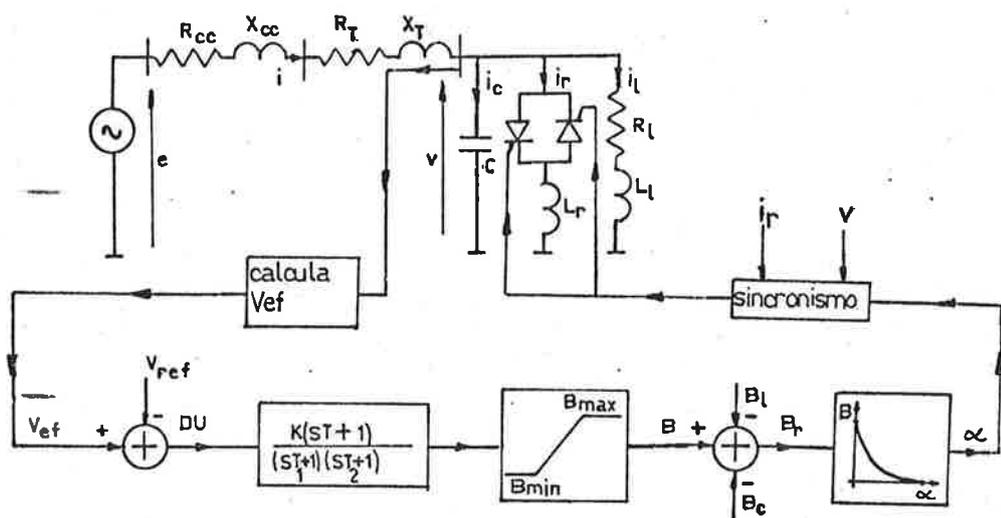


Fig. 6.6 - Modelo para o estudo ciclo a ciclo com o circuito de controle e o de potência.

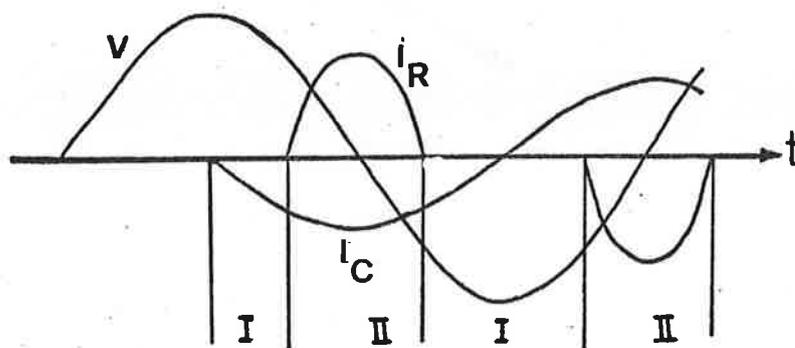


Fig. 6.7 - Trechos de atuação ou não do RCT

As equações básicas de cada trecho são mostradas a seguir.

Trechos I - Reator desligado.

$$\left\{ \begin{array}{l} e(t) = \left(\frac{X_{CC} + X_T}{\omega} \right) \frac{di}{dt} + (R_{CC} + R_T) i(t) + V(t) \\ i_C(t) = C \frac{dV}{dt} \\ V(t) = \frac{X_L}{\omega} \frac{di_\ell}{dt} + R_\ell i_\ell(t) \\ i(t) = i_C(t) + i_\ell(t) \end{array} \right. \quad (6.4)$$

Trechos II - Reator ligado.

$$\left\{ \begin{array}{l} e(t) = \frac{(X_{CC} + X_T)}{\omega} \frac{di}{dt} + (R_{CC} + R_T) i(t) + V(t) \\ i_C(t) = C \frac{dV}{dt} \\ V(t) = \frac{X_L}{\omega} \frac{di_\ell}{dt} + R_\ell i_\ell(t) \\ V(t) = \frac{X_R}{\omega} \frac{di_R}{dt} \\ i(t) = i_C(t) + i_\ell(t) + i_R(t) \end{array} \right. \quad (6.5)$$

Em termos de transformadas de Laplace resultam as seguintes equações:

Trechos I - Reator desligado.

$$\begin{cases}
 E(s) = s(L_T + L_{CC})I(s) + (R_T + R_{CC})I(s) + V(s) \\
 I_C(s) = sC V(s) \\
 V(s) = sL I_\ell(s) + R_\ell I_\ell(s) \\
 I(s) = I_C(s) + I_\ell(s)
 \end{cases}
 \quad (6.6)$$

Trechos II - Reator ligado

$$\begin{cases}
 E(s) = s(L_T + L_{CC})I(s) + (R_T + R_{CC})I(s) + V(s) \\
 I_C(s) = sC V(s) \\
 V(s) = sL_\ell I_\ell(s) + R_\ell I_\ell(s) \\
 V(s) = sL_r L_r(s) \\
 I(s) = I_C(s) + I_\ell(s) + I_r(s)
 \end{cases}
 \quad (6.7)$$

Na figura 6.8 é mostrado um diagrama de blocos com integradores e somadores, que nos dá a solução das equações diferenciais dos trechos I. A figura 6.9 mostra um diagrama que nos dá a solução das equações dos trechos II.

As condições de contorno quando se muda de trechos de trabalho podem ser visualizadas na figura 6.10.

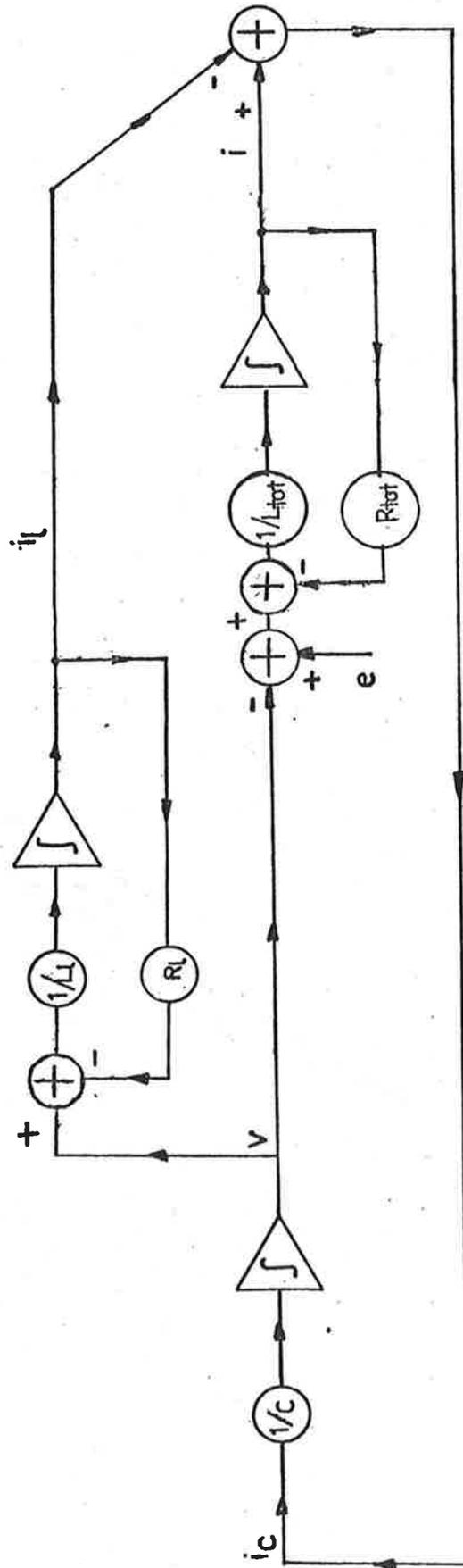


Fig. 6.8 - Diagrama de blocos da solução das equações dos trechos I

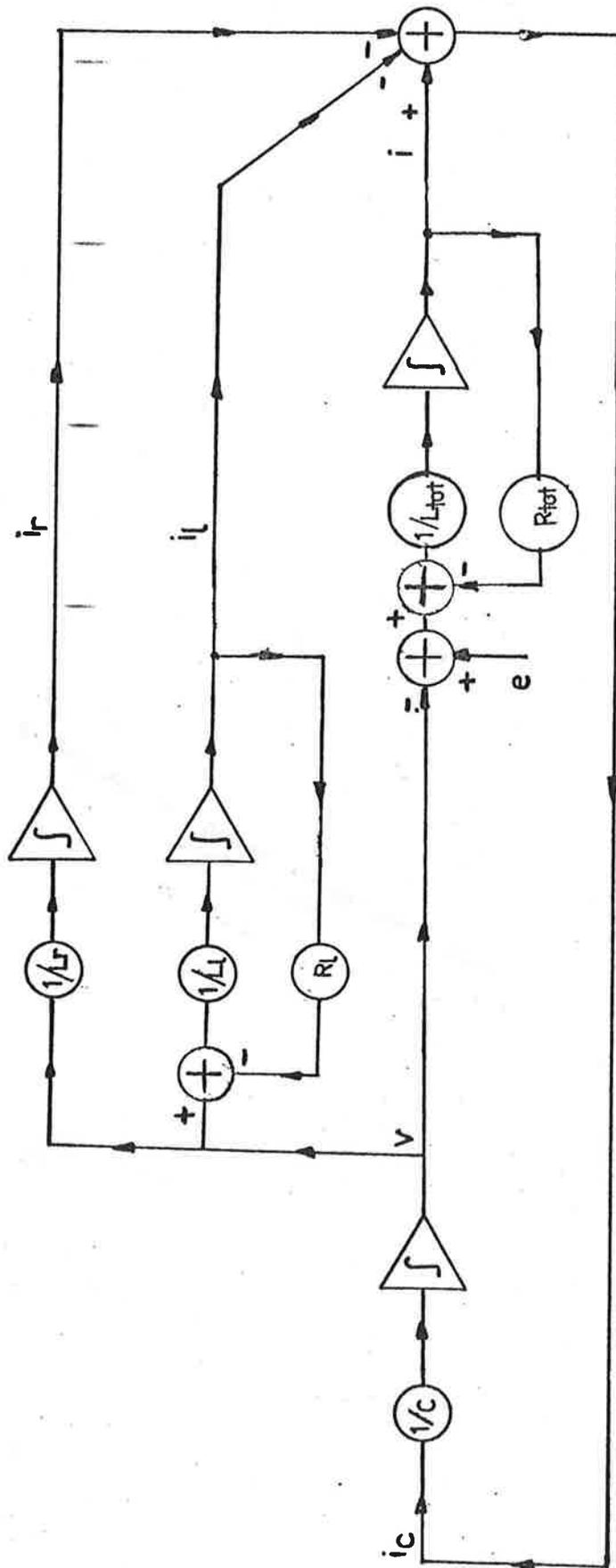


Fig. 6.9 - Diagrama de blocos da solução das equações dos trechos II.

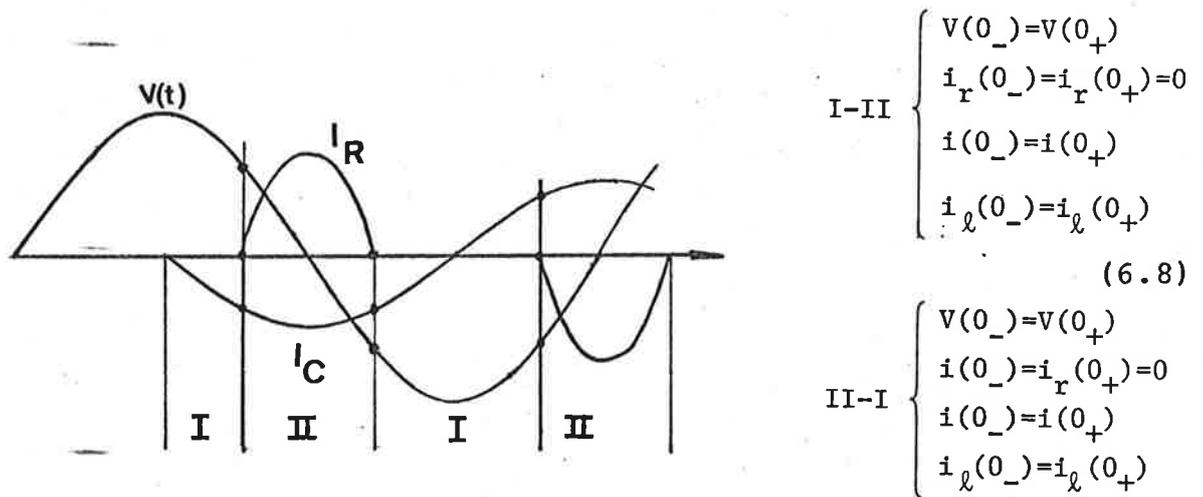


Fig. 6.10 - Condições de contorno nas mudanças de trechos.

6.3.2 Modelo do Controle para a Simulação Monofásica Ciclo a Ciclo

No circuito de controle mostrado na figura 6.6 é mostrado um bloco, que calcula o valor eficaz da tensão que se quer controlar. Isto é feito através da transformação da integral em um somatório para cada instante.

$$v_{\text{ef}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt \approx \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n v^2(t_i) \Delta t \quad (6.9)$$

$$\text{Onde: } \begin{cases} T = n \Delta t \\ t_i = t_{i-1} + \Delta t \end{cases}$$

Para utilizar-se uma malha de corrente seria necessário usar um filtro, pois a corrente é não senoidal e a equação do valor eficaz leva em conta as harmônicas da corrente, como descrita na equação 6.10.

$$I_{ef} = (I_1^2 + \sum_{i=2}^n I_i^2)^{1/2} \quad (6.10)$$

Onde:

I_i - valor eficaz da harmônica de ordem i .

I_1 - valor eficaz da fundamental.

A tensão não necessitará de filtro pois seu sinal pode ser assumido senoidal, porque a impedância de transferência do circuito é baixa e a tensão não terá grandes deformações.

Na figura 6.11 é mostrado o diagrama de blocos do sistema de controle com integradores, somadores, um limitador e outros blocos.

Um dos blocos é uma função que transforma $B(\alpha)$ em α . Esta função é oriunda da fundamental da corrente no reator. A equação 6.11 nos dá $b(\alpha)$, que é o valor em p.u. do valor nominal da admitância do reator.

$$b(\alpha) = \frac{(2\pi - 2\alpha - \text{sen}2\alpha)}{\pi} \quad (6.11)$$

Para $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$, $b(\alpha)$ varia de 1 até 0.

Com o valor de $b(\alpha)$ pode-se determinar α através do método de Newton-Raphson, pois a equação de α em função de $b(\alpha)$.

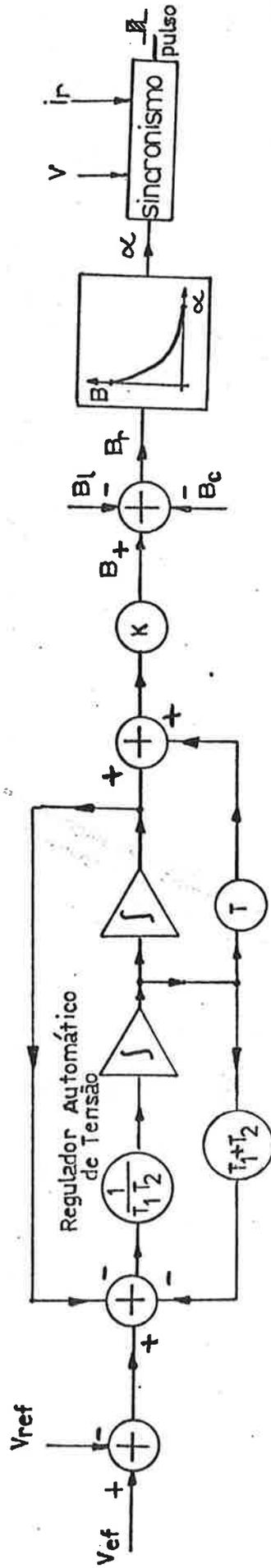


Fig. 6.11 - Diagrama de blocos do controlador do compen-
sador tipo RCT para simulação ciclo a ciclo.

é transcendental. Sua resolução é iterativa. Define-se uma função $f(\alpha)$ e sua derivada.

$$\begin{cases} f(\alpha) = \Pi b(\alpha) - 2\Pi + 2\alpha + \text{sen}2\alpha \\ f'(\alpha) = 2 + 2\cos 2\alpha \end{cases} \quad (6.12)$$

Logo aplicando Newton-Raphson.

$$\alpha_i = \alpha_{i-1} + \frac{f(\alpha_{i-1})}{f'(\alpha_{i-1})} \quad (6.13)$$

Essa equação será iterada até que entre dois valores sucessivos de α haja um erro mínimo, ou se não convergir, deve-se utilizar um novo valor de α inicial e reiniciar as iterações.

Com o valor de α e com o bloco que cuida do sincronismo, pode-se começar a contar tempo, depois do máximo de tensão, para chavear o reator em α/ω e em seguida desligar o reator do circuito quando sua corrente for a zero (bloqueio dos tiristores).

No segundo semi-ciclo monitora-se o máximo de tensão e chavear o reator α/ω depois, quando o valor de α é o mesmo nos dois ciclos. Quando o α no segundo semi-ciclo é diferente conta-se α_2/ω , depois do máximo de tensão do segundo semi-ciclo, para chavear o reator.

Dependendo das constantes de tempo do controlador o valor de α , que é calculado no instante do máximo de tensão, poderá ter uma pequena oscilação até atingir um valor estável.

6.4 MODELO DESENVOLVIDO PARA A SIMULAÇÃO CICLO A CICLO TRIFÁSICA

6.4.1 Modelo do Circuito de Potência para a Simulação Trifásica Ciclo a Ciclo

No caso da simulação trifásica, o número de equações diferenciais do circuito de potência para ser simulado é muito maior. Será adotada notação matricial para facilitar os cálculos e a visualização. Na figura 6.12 é mostrado o esquema básico da configuração trifásica de um RCT+CF, uma carga R-L ligados por um transformador a rede.

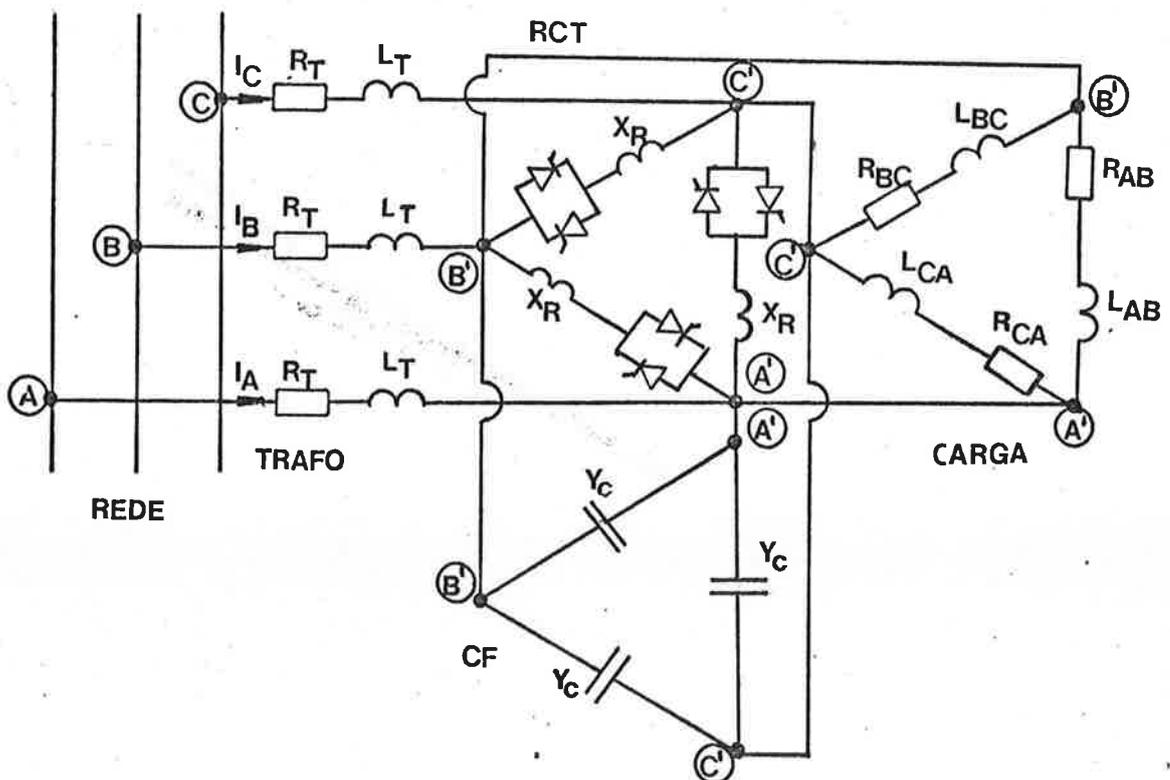


Fig. 6.12 - Esquema básico de um RCT+CF, uma carga R-L ligados por um transformador a rede

Básicamente tem-se quatro situações possíveis para

os RCT de cada fase:

- três RCT ligados
- dois RCT ligados
- um RCT ligado
- três RCT desligados

Portanto haverá 4 conjuntos de equações diferenciais trifásicas, devido às 4 configurações possíveis dos RCT.

Há uma configuração alternativa a da figura 6.12 que trabalha com um trafo de 3 enrolamentos, como pode ser observado na figura 6.13.

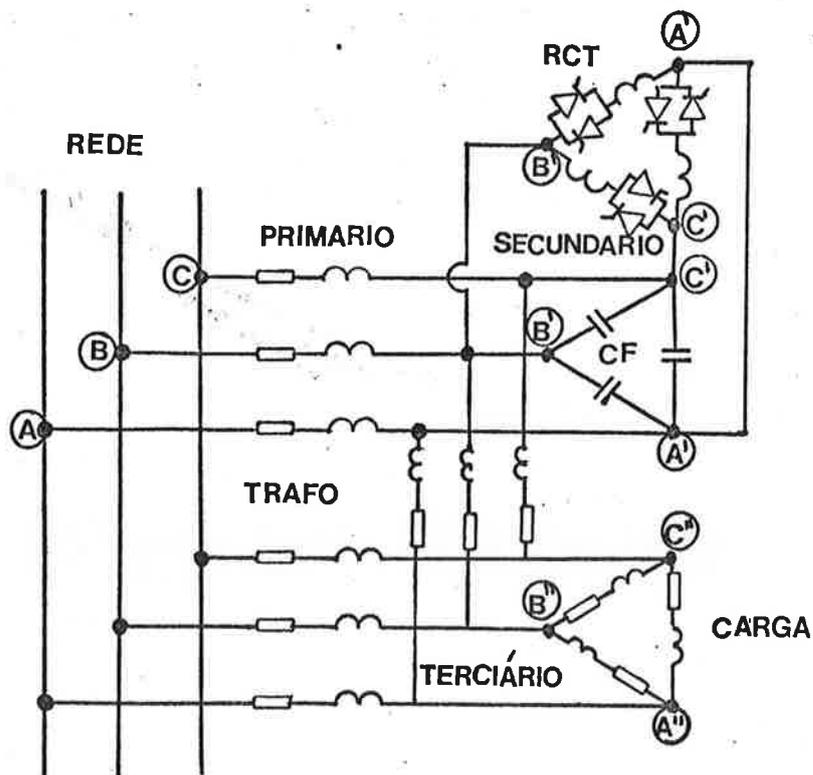


Fig. 6.13 - Circuito de um RCT+CF, uma carga tipo R-L ligados por um transformador de 3 enrolamentos a rede.

Será desenvolvido o equacionamento do circuito elétrico da figura 6.12 para uma situação em que os três RCT estão ligados, nas outras situações bastará eliminar a componente de corrente devida ao RCT que não está ligado.

Inicialmente define-se as correntes em cada ramo do circuito como mostra a figura 6.14, depois pode-se montar as equações do circuito.

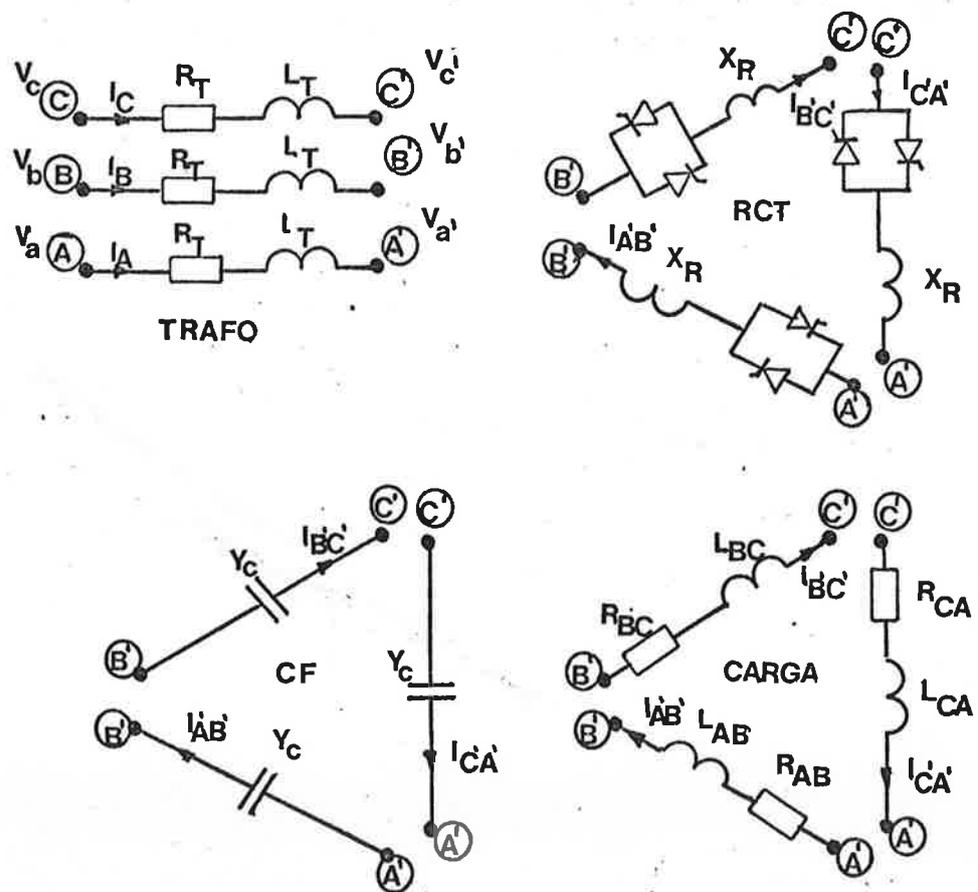


Fig. 6.14 - Correntes nos vários ramos do circuito da figura 6.17.

Pode-se observar que a impedância do transformador é igual nas três fases assim como a do CF e do reator do RCT. Só a carga tem impedâncias diferentes nas 3 fases.

As equações básicas do circuito usando a Transformada de Laplace serão as seguintes:

$$\begin{vmatrix} V_A - V'_A \\ V_B - V'_B \\ V_C - V'_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_L + sL_T & 0 & 0 \\ 0 & R_T + sL_T & 0 \\ 0 & 0 & R_T + sL_T \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} \quad (6.14)$$

$$\begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{A'B'} - i_{C'A'} \\ i_{B'C'} - i_{A'B'} \\ i_{C'A'} - i_{B'C'} \end{vmatrix} \quad (6.15)$$

$$\begin{vmatrix} V_{A'} - V_{B'} \\ V_{B'} - V_{C'} \\ V_{C'} - V_{A'} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} sL_R & 0 & 0 \\ 0 & sL_R & 0 \\ 0 & 0 & sL_R \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{A'B'}_{RCT} \\ i_{B'C'}_{RCT} \\ i_{C'A'}_{RCT} \end{vmatrix} \quad (6.16)$$

$$\begin{vmatrix} V_{A'} - V_{B'} \\ V_{B'} - V_{C'} \\ V_{C'} - V_{A'} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} sL_{A'B'} + R_{A'B'} & 0 & 0 \\ 0 & sL_{B'C'} + R_{B'C'} & 0 \\ 0 & 0 & sL_{C'A'} + R_{C'A'} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{A'B'}_{CARGA} \\ i_{B'C'}_{CARGA} \\ i_{C'A'}_{CARGA} \end{vmatrix} \quad (6.17)$$

$$\begin{vmatrix} i_{A'B'}_{CAP} \\ i_{B'C'}_{CAP} \\ i_{C'A'}_{CAP} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} sC & 0 & 0 \\ 0 & sC & 0 \\ 0 & 0 & sC \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_{A'} - V_{B'} \\ V_{B'} - V_{C'} \\ V_{C'} - V_{A'} \end{vmatrix} \quad (6.18)$$

$$\begin{vmatrix} i_{A'B'} \\ i_{B'C'} \\ i_{C'A'} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{A'B'}_{RCT} + i_{A'B'}_{CAP} + i_{A'B'}_{CARGA} \\ i_{B'C'}_{RCT} + i_{B'C'}_{CAP} + i_{B'C'}_{CARGA} \\ i_{C'A'}_{RCT} + i_{C'A'}_{CAP} + i_{C'A'}_{CARGA} \end{vmatrix} \quad (6.19)$$

Após calcular a inversa das matrizes de impedância das equações 6.16 e 6.17, pode-se calcular as correntes em função das tensões. Em seguida substituindo as novas equações 6.16 e 6.17 e ainda a 6.18 na equação 6.19 e depois na equação 6.15 e finalmente na 6.14, tem-se o seguinte equacionamento final.

$$\begin{vmatrix} V_A - V_{A'} \\ V_B - V_{B'} \\ V_C - V_{C'} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \text{Matriz final de} \\ \text{transformação.} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 2V_{A'} - V_{B'} - V_{C'} \\ 2V_{B'} - V_{C'} - V_{A'} \\ 2V_{C'} - V_{A'} - V_{B'} \end{vmatrix} \quad (6.20)$$

Com este sistema de equações pode-se determinar $V_{A'}$, $V_{B'}$ e $V_{C'}$ e através das equações 6.16, 6.17 e 6.18 as correntes nos ramos da carga, do RCT e do CF e finalmente pode-se determinar a corrente no transformador.

6.4.2 Modelo do Controle Trifásico para a Simulação Ciclo a Ciclo

O controle pode ter uma configuração para circuitos equilibrados baseado na média da medição das tensões e correntes nas três fases, gerando um único α para os RCT. Pode-se ter um controle para circuitos desequilibrados, em que se calcula valores distintos de α para cada fase.

Com uma carga variável no tempo e diferente entre fases, aplicando as equações para determinação da admitância para corrigir o desequilíbrio mostrada no capítulo 3, pode-se aplicar as equações diferenciais mostradas acima, utilizando-as nos trechos de tempo com os 3 RCT ligados ou com 2 RCT liga

dos ou com 1 RCT ligado ou ainda com nenhum ligado, dependendo dos ângulos de disparo α das três fases do RCT.

Na figura 6.15 é mostrado um diagrama de blocos do controle para um compensador trifásico aplicado para correção de desequilíbrios e correção de fator de potência (ver item 3.4.1 do capítulo 3).

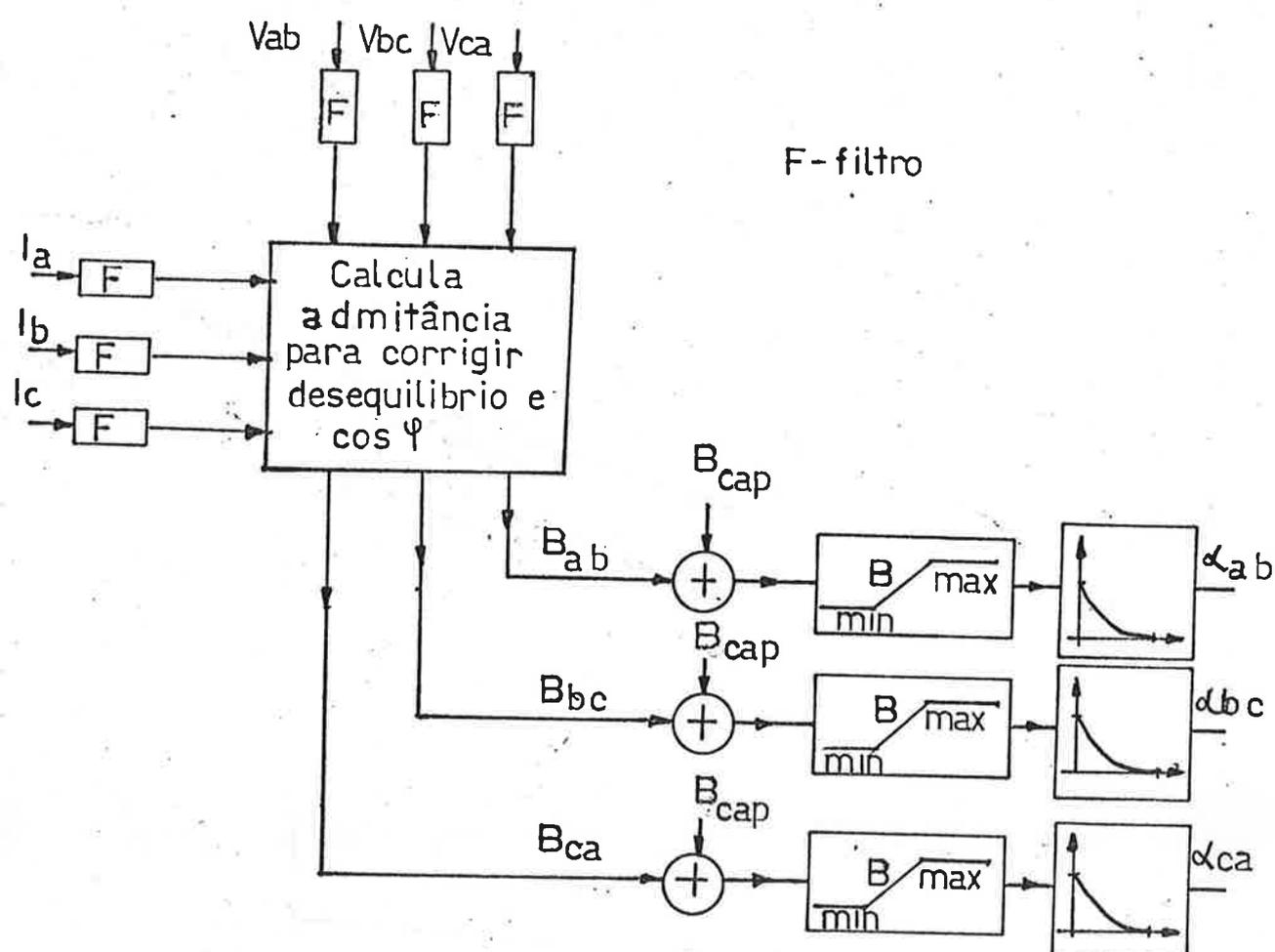


Fig. 6.15 - Diagrama de blocos do controle de um compensador trifásico para correção de desequilíbrios e do fator de potência.

CAPÍTULO 7

SIMULAÇÕES E CONCLUSÕES GERAIS

7.1 GENERALIDADES

Neste capítulo serão apresentadas dois tipos básicos de simulações:

- Simulação utilizando o programa CSMP (Continuous System Modelling Program). [46], que é um pacote de software desenvolvido para simulação de equações diferenciais de sistemas através de funções básicas, como integradores, limitadores e outras.

- Simulação utilizando um programa para resolução de equações diferenciais do controle do sistema e do sistema propriamente dito. É utilizada a simulação ciclo a ciclo, através de equações de diferenças.

No final do capítulo são apresentadas as conclusões gerais sobre o trabalho e também são discutidos possíveis trabalhos futuros.

7.2 SIMULAÇÕES COM O CSMP

7.2.1 Descrição do Circuito em Estudo

O circuito básico para a simulação no CSMP está descrito na figura 7.1. São apresentados os blocos do controlador e o circuito do sistema estudado com as suas interações. É utilizado um compensador tipo RCT e um CF.

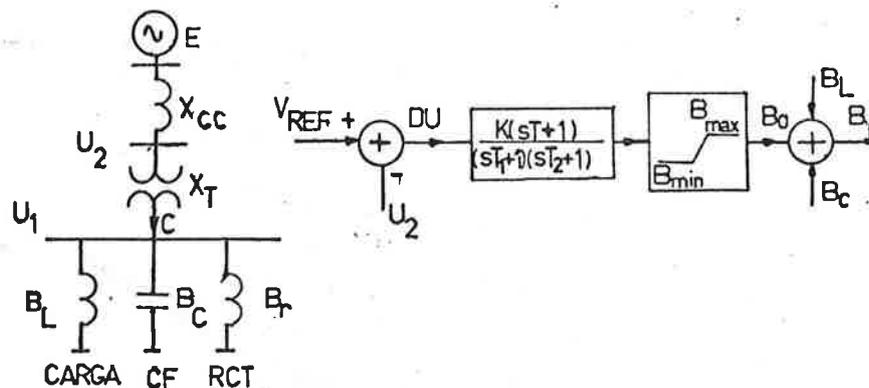


Fig. 7.1 - Esquema do diagrama de blocos do controlador e do sistema com uma carga e um compensador tipo RCT mais um CF.

O circuito de controle foi descrito no capítulo 6. O valor de B_0 calculado na saída do limitador é somado com B_C e B_L resultando na admitância B_r do RCT. A carga utilizada foi modelada de maneira a poder sofrer variações em degrau para o estudo do tempo de resposta do controle.

7.2.2 Simulação Básica

Os valores básicos em p.u. dos parâmetros do circui to e do controlador são:

$$E = 1.0 \quad B_C = 1.45 \quad , \quad XT=XSC=0.025$$

$$V_{REF} = 1.0 \quad B_{MAX} = -2.0 \quad B_{MIN} = 0 \quad B_L = -0.7$$

$$K = 1000 \quad T = 0.1s \quad T_1 = 1.0s \quad T_2 = 0.04s$$

Nos gráficos mostrados a frente só foi traçada a cur va de U_2 , as outras variáveis são mostradas nas tabelas da fi gura.

Na figura 7.2 é apresentado um gráfico com as curvas de U_1 , U_2 , C , B_0 , DU . Percebe-se que a tensão U_2 era 1.0195 p. u. e estabilizou em 1.0007 p.u.. O valor de B_0 ficou em -0.72 p.u., logo B_r será 0,03 p.u.

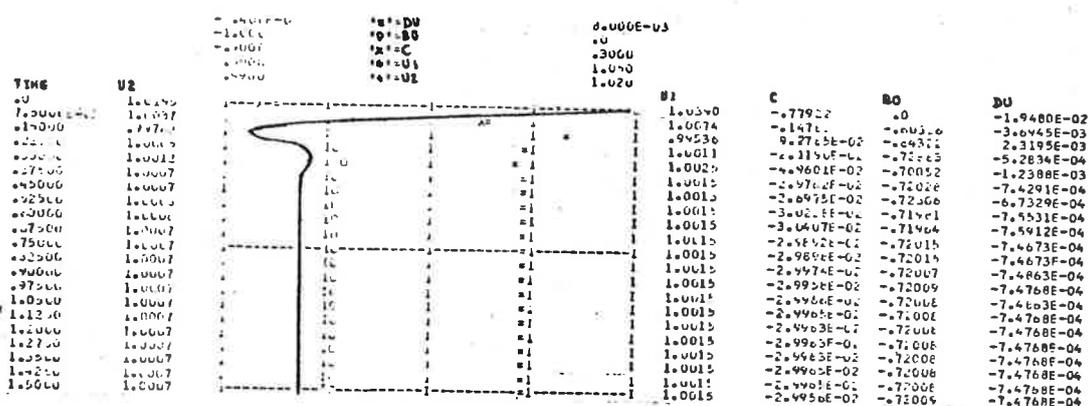


Fig. 7.2 - Gráficos de saída do CSMP para U_1, U_2, C, B_0 e DU

7.2.3 Simulação com Desligamento da Carga

Colocando-se uma carga (B_L) que vale inicialmente -0.7 e no instante $0.7s$ é desligada, pode-se obter as curvas de saída do CSMP na figura 7.3. Os outros parâmetros foram mantidos iguais ao do caso anterior.

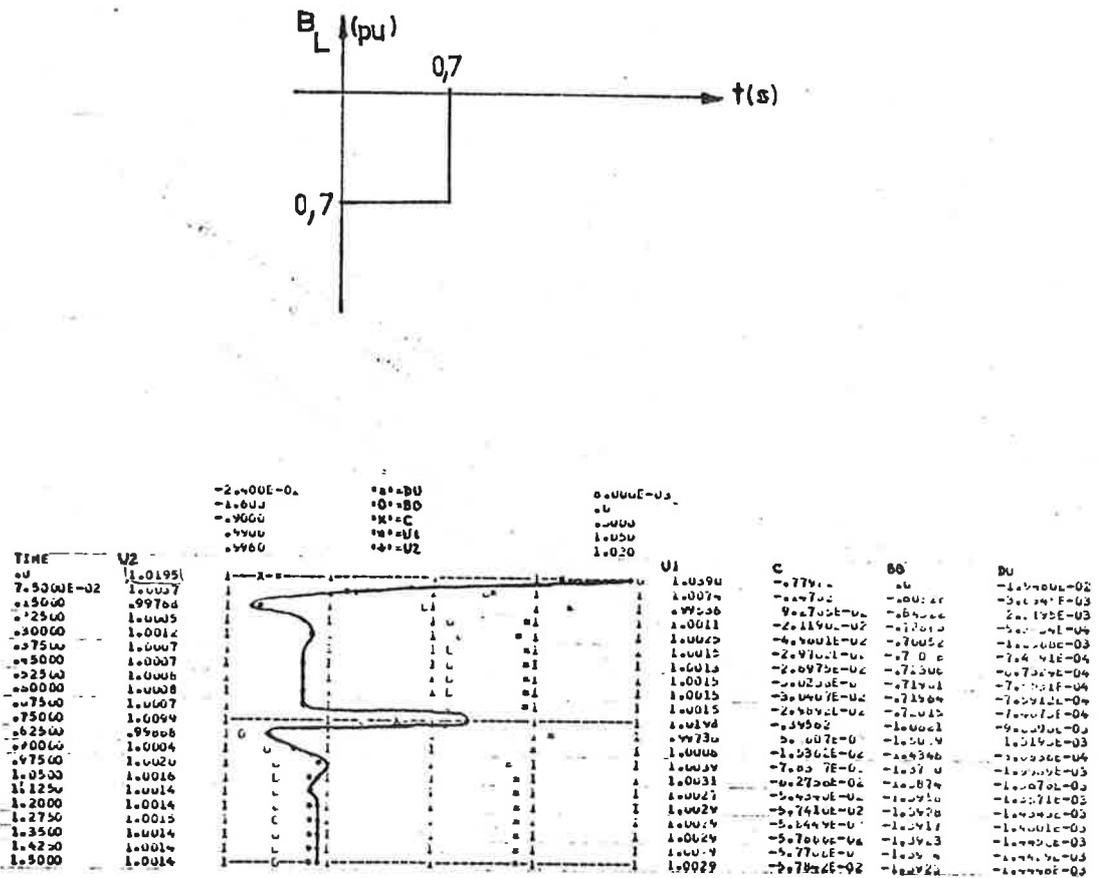


Fig. 7.3 - Curvas obtidas do CSMP de DU, B_0, C, U_1 e U_2

Percebe-se que até 0.7 segundos o circuito se comporta como no exemplo anterior. Quando a carga é desligada a tensão U_2 sobe de 1.0007 p.u. para 1.0099p.u., depois oscila e volta a estabilizar em 1.0014 p.u. . O valor de B_o vai para -1.39 , logo B_r vai para -0.06 p.u.

7.2.4 Simulação com Realimentação de Corrente e Desligamento e Religamento da Carga

Na figura 7.4 são mostrados o sistema de controle, a curva de carga e os gráficos de saída do CSMP, quando há uma realimentação de corrente, com X_I igual a 0.04.

Nota-se que com a realimentação de corrente a tensão no início estabiliza mais rapidamente e o seu valor é mais próximo da referência, pois U_2 estabiliza em 1.0003 p.u. . Quando há o desligamento da carga há uma oscilação na tensão, que não chega a estabilizar, pois é ligada a carga B_L de -0.9 p.u. no instante 1.1 s , forçando a tensão U_2 a cair para o valor 0.98668 p.u. . Mas em seguida o controlador atua forçando a tensão U_2 a estabilizar em 1.0003 p.u. novamente e o valor de B_o ficará igual a -0.53 p.u., logo B_r será igual a -0.02 p.u. .

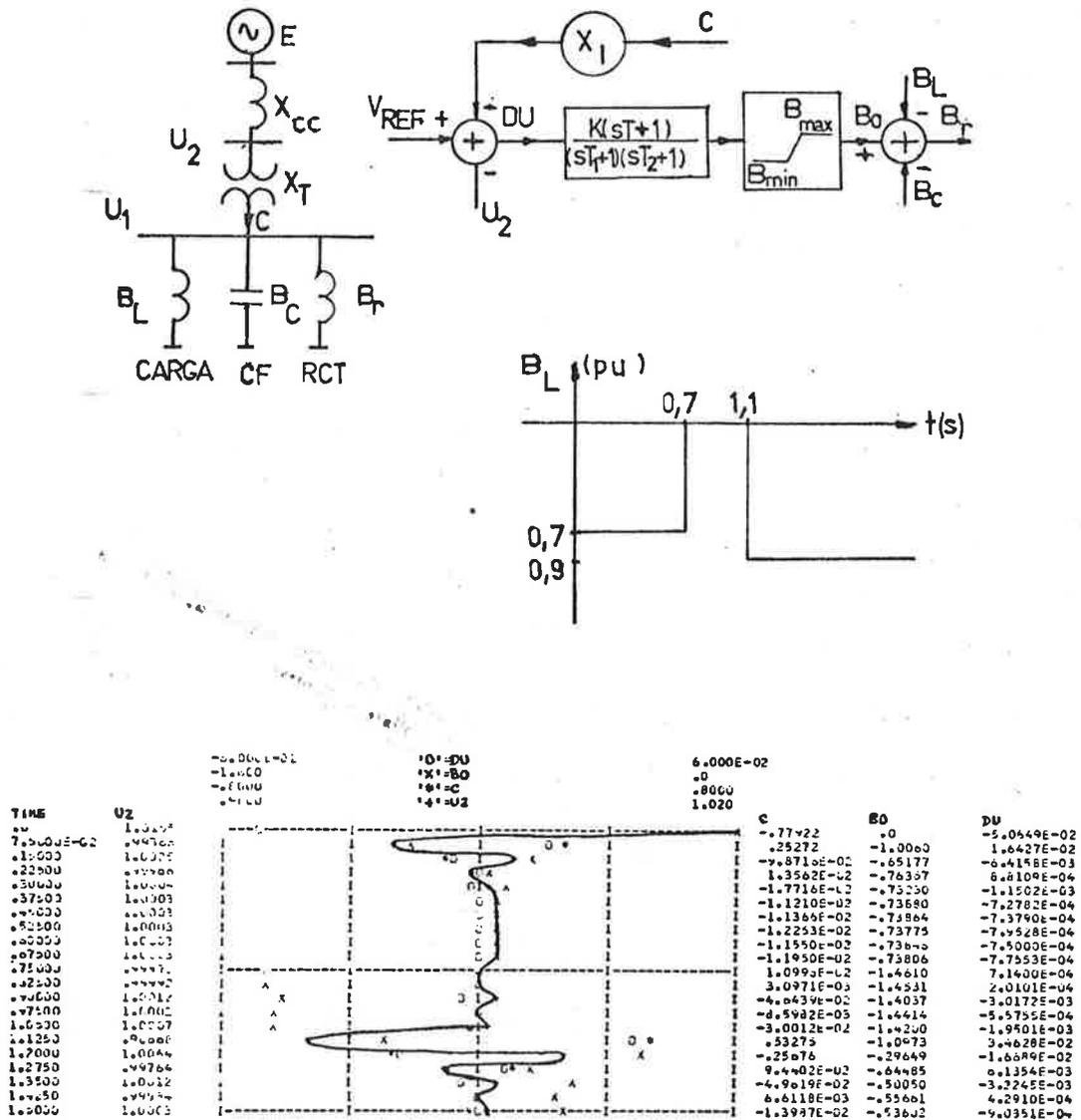


Fig. 7.4 - Diagrama de blocos do sistema de controle , curva de carga e gráficos de CSMP com realimentação de corrente.

7.2.6 Simulação com T_2 igual a 0.04 e T_1 igual a 0.1 com Desligamento e Religamento da Carga

Na figura 7.6, pode-se ver as curvas do CSMP para a mesma situação que na figura 7.5, mas com T_2 igual a 0.04 e T_1 igual a 0.1. Percebe-se que não houve convergência, logo estes valores tornam o controlador instável.

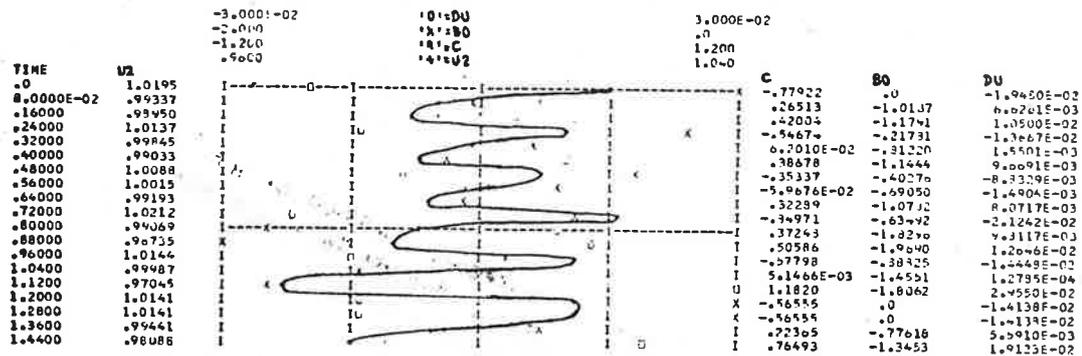


Fig. 7.6 - Gráficos do CSMP para $T_2=0.04s$ e $T_1=0.1s$

Esta simulação, como foi visto no capítulo 6, é para estudos de transitórios eletromecânicos, ou seja, para pequenas perturbações. Pode-se ver também que B_r , que é o valor da

admitância do RCT, varia instantaneamente com o tempo, o que não é verdade, pois o reator pode estar ligado em um intervalo e em outro não.

7.3 SIMULAÇÕES COM O MÉTODO CICLO A CICLO

7.3.1 Bases para o Programa de Simulação

Na figura 7.7 é mostrado o diagrama básico do circuito onde foi aplicado o método ciclo a ciclo e o diagrama de blocos do controle.

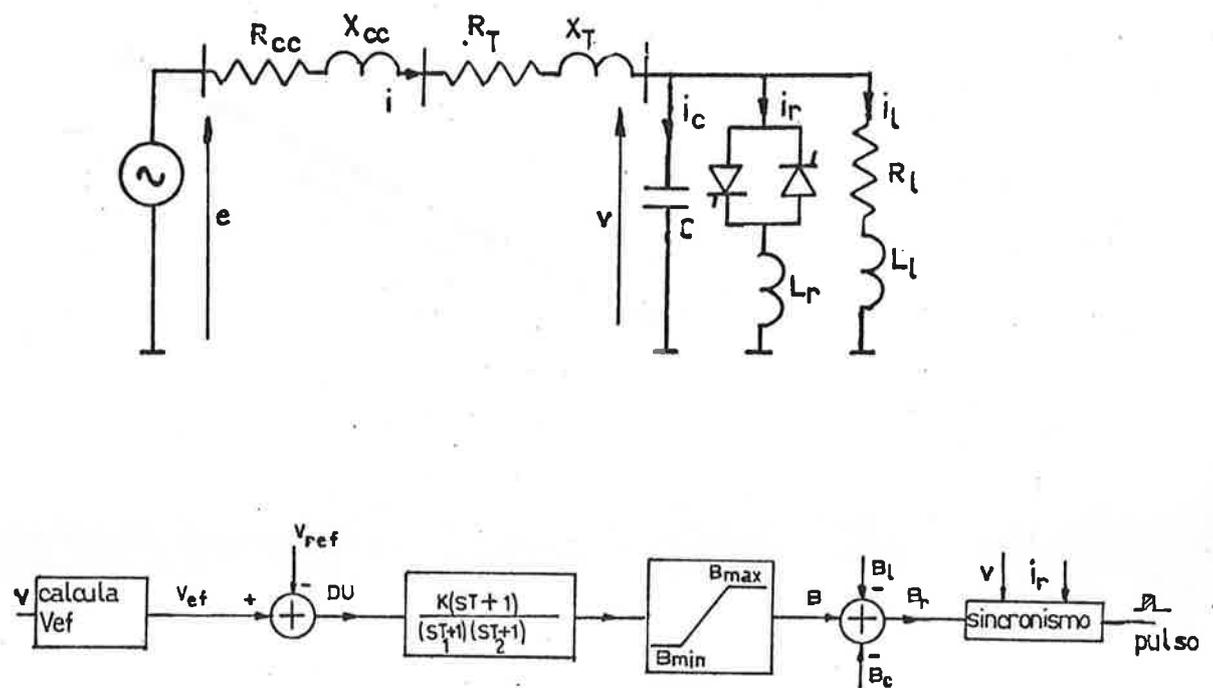


Fig. 7.7 - Diagrama básico do circuito e do controle para a simulação ciclo a ciclo.

Na figura 7.8 é mostrado o diagrama estruturado do programa, para estudo do circuito da figura 7.7 pelo método ciclo a ciclo.

Há dois grupos de blocos: o do sistema de controle, e o da resolução da rede. Na prática os dois correm em paralelo e há pontos de interação entre eles.

A carga é representada por uma curva dada por pontos, que nos diz o valor de R_L e X_L para alguns instantes básicos. Pode-se portanto considerar constantes os valores da carga entre pontos. A relação entre tensão e corrente na carga adotada é linear, e ela também não sofre variações com a frequência.

O método utilizado para resolver as equações diferenciais, que foram descritas no capítulo 6, é o método das diferenças, ou seja, transforma-se os diferenciais em deltas. Assim o novo valor da variável será o valor anterior mais a sua variação, como descrito na equação a seguir.

$$x_{i+1} = \Delta x_i + x_i$$

Para uma maior precisão utilizou-se o método de Euler-modificado, ou seja, calcula-se o novo valor de $\Delta x/\Delta t$, no intervalo entre x_i e x_{i+1} (1). Com esse novo valor pode-se recalcular x_{i+1} pela equação.

$$x_{i+1}^{(2)} = x_i + \frac{\left(\frac{\Delta X}{\Delta t}^{(1)} + \frac{\Delta X}{\Delta t}^{(2)} \right)}{2} \Delta t \quad (7.1)$$

DIAGRAMA ESTRUTURADO DO SISTEMA

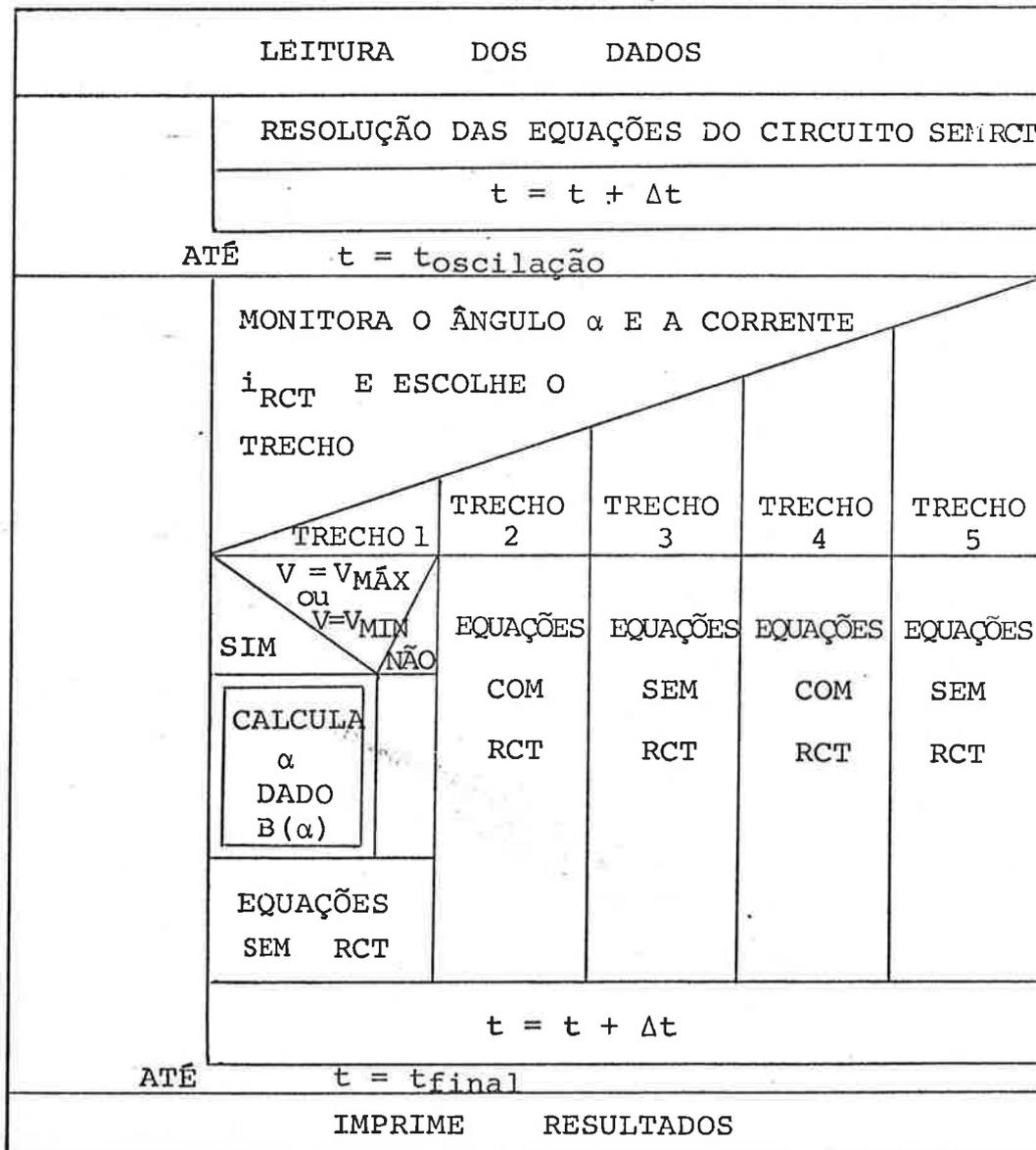


DIAGRAMA ESTRUTURADO DO CONTROLE

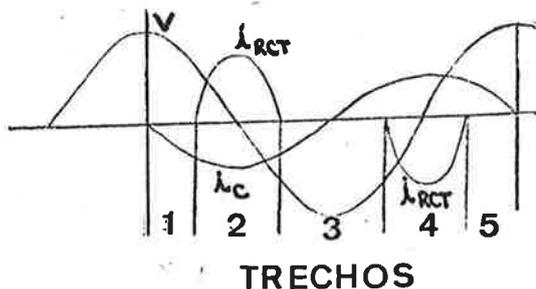
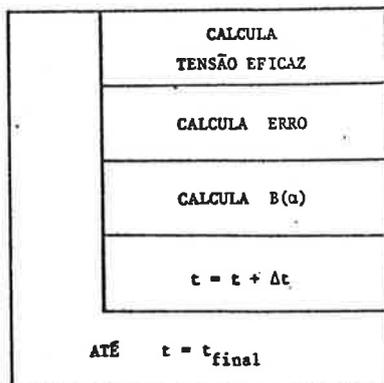


Fig. 7.8 - Diagrama estruturado do programa para simulação ciclo a ciclo

Na verdade podem ser feitas n iterações deste método até um erro limite entre os x_{i+1} sucessivos recalculados.

Como exemplo será mostrada a seguir a estrutura do bloco de equações, quando o reator é inserido no circuito, utilizando o método das diferenças. São utilizadas as correntes e tensões da figura 7.7.

$$t_i = t_{i-1} + \Delta t$$

$$e(t_i) = V_{\text{máx}} \text{sen}(\omega t_i)$$

$$V(t_i) = i_C(t_{i-1})\Delta t/C + V(t_{i-1})$$

$$i(t_i) = [e(t_i) - V(t_i) - (R_{CC} + R_T)i(t_{i-1})]\Delta t / (L_{CC} + L_T) + i(t_{i-1})$$

$$i_L(t_i) = [V(t_{i-1}) - R_L i_L(t_{i-1})]\Delta t / L_L + i_L(t_{i-1})$$

$$i_r(t_i) = V(t_{i-1})\Delta t / L_r + i_r(t_{i-1})$$

$$i_C(t_i) = i(t_i) - i_L(t_i) - i_r(t_i)$$

O valor de $V(t_i)$ pode ser recalculado.

$$V(t_i) = i_C(t_i)\Delta t/C + V(t_{i-1})$$

Onde:

$$C = Y_C/\omega$$

$$L_T = X_T/\omega$$

$$L_r = X_r/\omega$$

$$L_{CC} = X_{CC}/\omega$$

$$\Delta t = t_i - t_{i-1} \text{ (passo de integração)}$$

Logicamente deve-se testar se há variações dos parâmetros da carga entre dois valores de t .

7.3.2 Simulação do Caso Básico

Os valores básicos dos parâmetros são:

$$X_T = X_{CC} = 0.025 \quad R_T = R_{CC} = 0.005$$

$$V_{REF} = 1.0 \quad X_r = 2.0 \quad Y_c = 1.5$$

$$DEGR = 0.5^\circ \text{ (passo de integração)}$$

$$R_L = 0.5 \quad X_L = 0.7 \quad n^\circ \text{ ciclos} = 10$$

$$K = 1000 \quad T = 0.1s \quad T_1 = 0.04s \quad T_2 = 1.0s$$

Na figura 7.9 é mostrado um gráfico com $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ para os parâmetros acima.

Nota-se uma certa oscilação no ângulo de disparo α do RCT, que varia conforme a tabela 7.1.

Percebe-se uma ligeira deformação na corrente do capacitor, quando se liga o RCT, devido a alguma componente gerada pela tensão no capacitor, quando se chaveou o indutor.

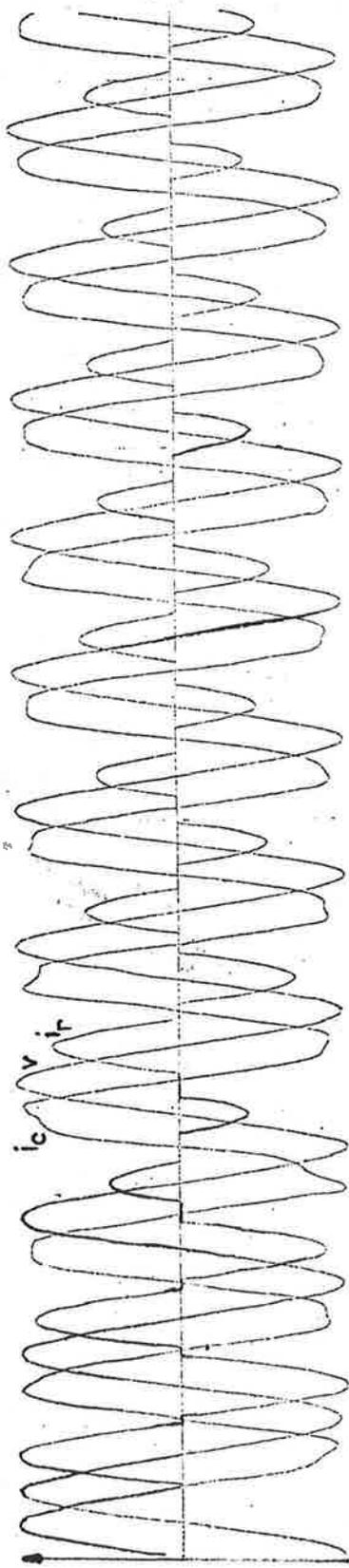


Fig. 7.9 - Gráfico com as curvas de $v(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ no caso básico.

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	97.6
2	102.6
3	128.0
4	110.6
5	120.3
6	124.5
7	118.9
8	126.0
9	121.8
10	127.7

Tabela 7.1 - Valores de α para cada ciclo7.3.3 Simulação com K igual a 500

Na figura 7.10 são mostradas as curvas de $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ para um ganho menor no controlador ($K=500$).

Com um valor menor para K , ve-se que o ângulo α é maior no início e estabiliza mais rapidamente, que no caso anterior. Na tabela 7.2 podem ser vistos os valores de α para cada ciclo.

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	118.4
2	110.9
3	119.4
4	121.6
5	121.1
6	122.0
7	122.8
8	123.5
9	125.4
10	125.6

Tabela 7.2 - Valores de α para cada ciclo com $K=500$.

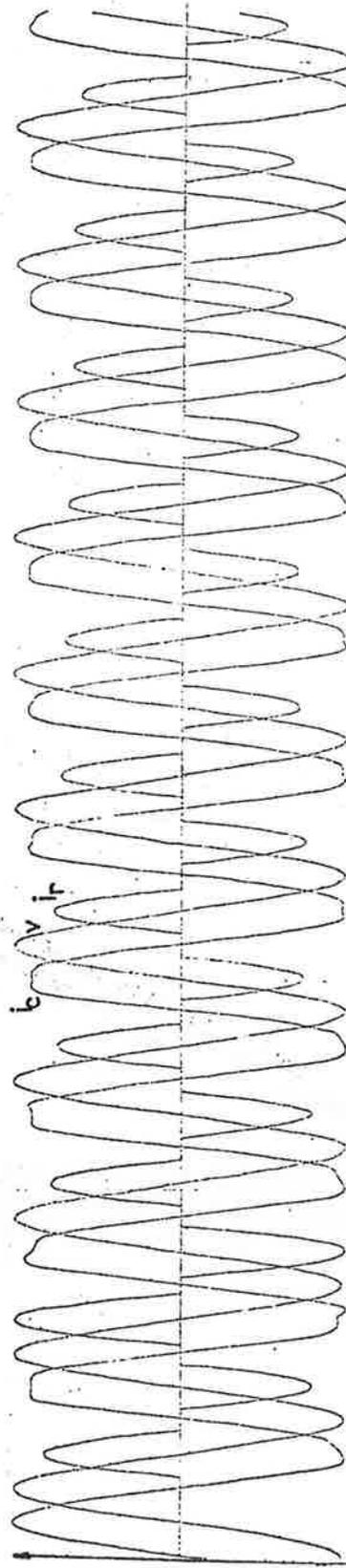


Fig. 7.10 - Gráficos com as curvas de $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ para $K=500$.

7.3.4 Simulação com K igual a 50 e T_1 igual a 0.004

Na figura 7.11 estão mostradas as curvas de $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ para $T_1=0.004$ e $K=50$.

— Não há praticamente oscilações na corrente do capacitor e o valor de α praticamente não varia muito nos primeiros ciclos e converge rapidamente para um valor. Na tabela 7.3 são mostrados os valores de α para cada ciclo.

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	134.6
2	139.8
3	136.6
4	136.9
5	136.2
6	135.6
7	135.4
8	135.4
9	135.0
10	135.0

Tabela 7.3 - Ângulos de disparo α para cada ciclo com $K=50$ e $T_1=0.004$

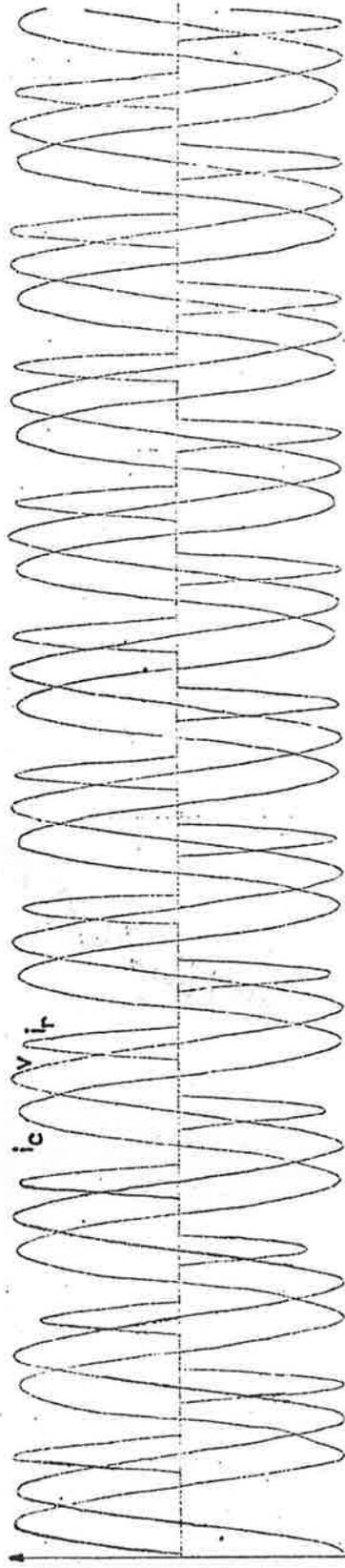


Fig. 7.11 - Curvas de $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ para $T_1=0.004$ e $K=50$

7.3.5 Simulação com K igual a 50, T_1 igual a 0.004 e Desligamento de Carga

Na figura 7.12 são apresentados os gráficos de $i_r(t)$, $V(t)$ e $i_c(t)$ para $T_1=0.004$ e $K=50$ com um desligamento de carga em 2 ms (ponto no gráfico).

Os ângulos iniciais de α resultam elevados e depois são reduzidos até 90° , ou seja, o RCT é inserido totalmente no circuito. O efeito da oscilação na corrente do capacitor é grande no início, devido ao ângulo de disparo ser relativamente elevado.

A tabela 7.4 mostra a evolução de α .

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	134.6
2	139.8
3	136.6
4	103.4
5	105.5
6	101.2
7	98.3
8	96.6
9	93.9
10	90.9

Tab. 7.4 - Valores de α para cada ciclo com $K=50$ e $T_1=0.004$ e desligamento da carga.

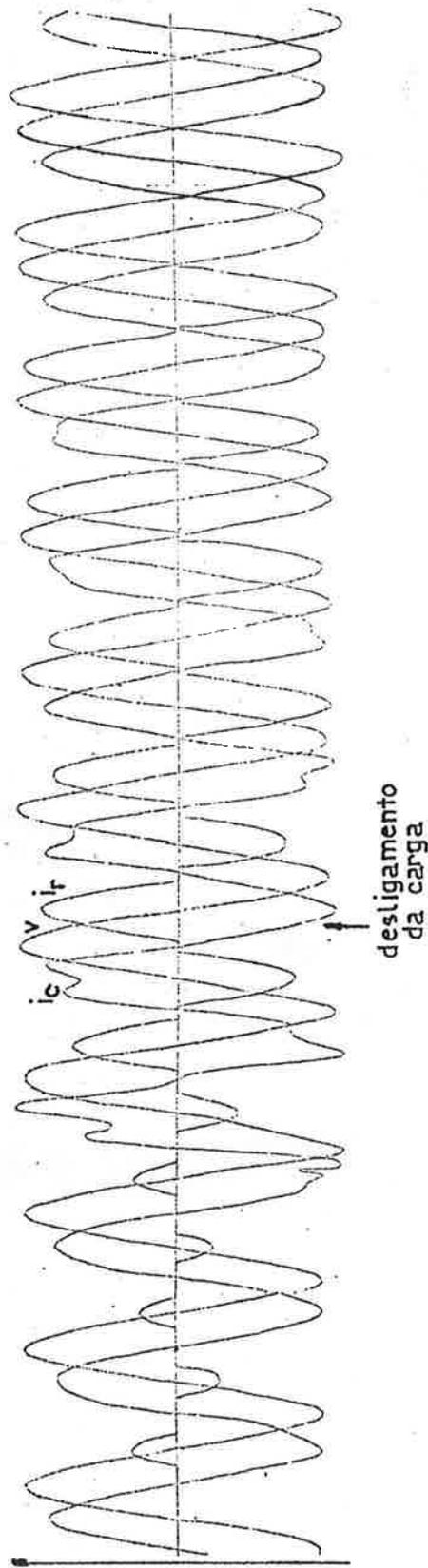


Fig. 7.12 - Gráfico com as curvas de $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ para $K=50$ e $T_1=0.004$ e desligamento da carga.

7.3.6 Simulação com T_1 igual a 0.04 e Desligamento de Carga.

Na figura 7.13 é mostrado um gráfico com as curvas $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ com T_1 igual a 0.04 e desligamento de carga no mesmo instante que no caso anterior.

Pode-se ver que os ângulos de disparo são maiores que no caso anterior, como pode ser visto na tabela 7.5. Conclui-se que o tempo de estabilização de α será maior que no caso anterior.

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	151.2
2	143.7
3	139.2
4	128.6
5	115.6
6	108.5
7	104.3
8	100.8
9	97.6
10	94.7

Tabela 7.5 - Valores de α para cada ciclo com $K=50$, $T_1=0.04$

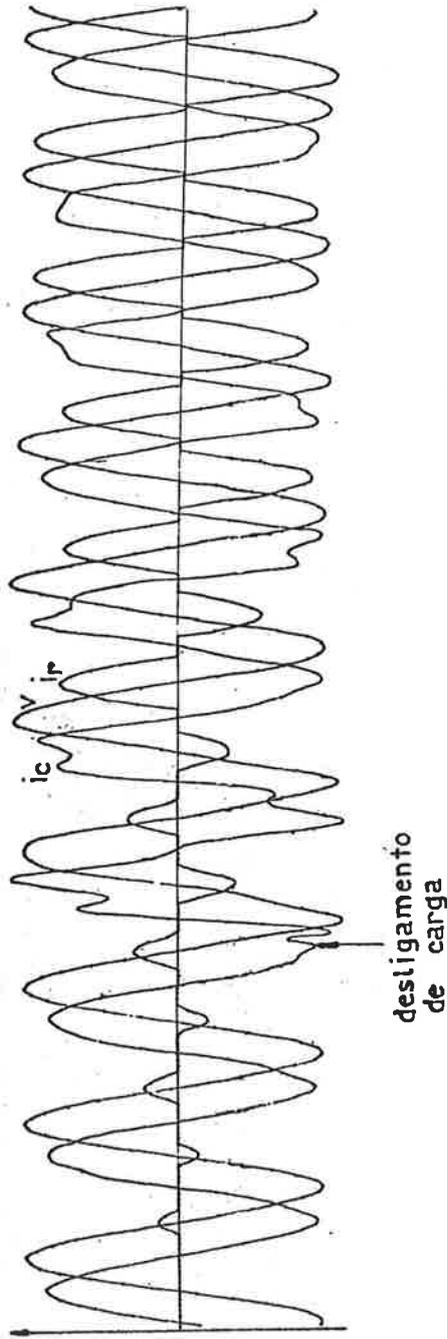


Fig. 7.13 - Curvas $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ para $T_1=0.04$ e desligamento da carga.

7.3.7 Simulação com Aumento da Impedância de Transferência entre o Compensador e a Rede.

Na figura 7.14 é mostrado o gráfico com $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$ para X_{CC} e X_T iguais a 0.04 e R_{CC} e R_T iguais a 0.008, ou seja, está-se diminuindo a potência de curto-circuito no ponto de ligação do compensador e da carga. Também é feito o desligamento da carga.

Pode-se ver que em alguns ciclos há uma maior oscilação na corrente do capacitor, quando se usa uma impedância de transferência maior. Isto ocorre devido a diminuição da frequência de ressonância entre o capacitor e as indutâncias de transferência. Na tabela 7.6 são mostrados os ângulos α .

CICLO	ÂNGULOS DE DISPARO
1	149.0
2	137.6
3	132.8
4	121.9
5	106.7
6	93.8
7	90.0
8	90.0
9	90.0
10	90.0

Tabela 7.6 - Ângulos de disparo em função dos ciclos para $X_{CC}=X_T=0.04$ e $R_{CC}=R_T=0.008$

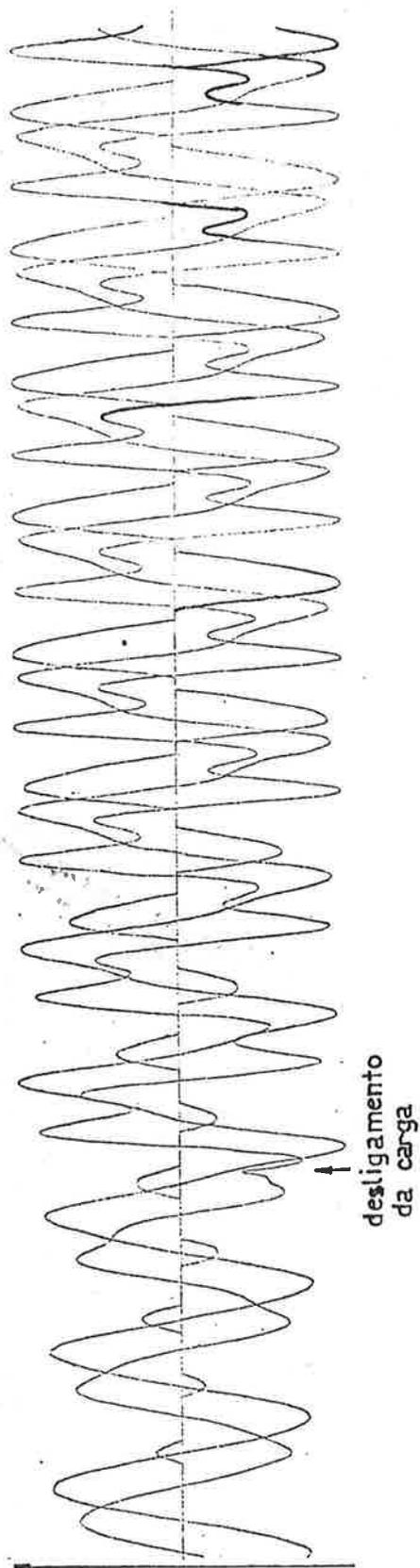


Fig. 7.14 - Curvas de $V(t)$, $i_f(t)$ e $i_c(t)$ para $X_{cc}=X_T=0.04$ e $R_{cc}=R_T=0.008$ e desligamento de carga.

Nota-se que apesar do ângulo α atingir 90° existem trechos em que i_r é zero, o que significa que a corrente se anula antes do máximo de tensão. Isto ocorre em virtude da tensão resultar deformada, devido ao aumento da impedância de transferência.

7.3.8 Simulação com Potência da Carga Decrescente e com Menor passo de Integração

Nesta simulação será adotado um menor passo de integração, igual a $0,25^\circ$ e uma potência da carga decrescente, que segue a tabela 7.7.

X_L (p.u.)	TEMPO (s)
0.700	0
0.725	1.0571
0.750	1.0572
0.775	1.0573
0.800	1.0574
0.825	1.0575
0.850	1.0576
0.875	1.0577
0.900	1.0578

Tabela 7.7 - Crescimento da reatância da carga com o tempo

Adotou-se uma carga de variação rápida para simular um crescimento contínuo de X_L .

Na figura 7.15 é mostrado o gráfico com $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$.

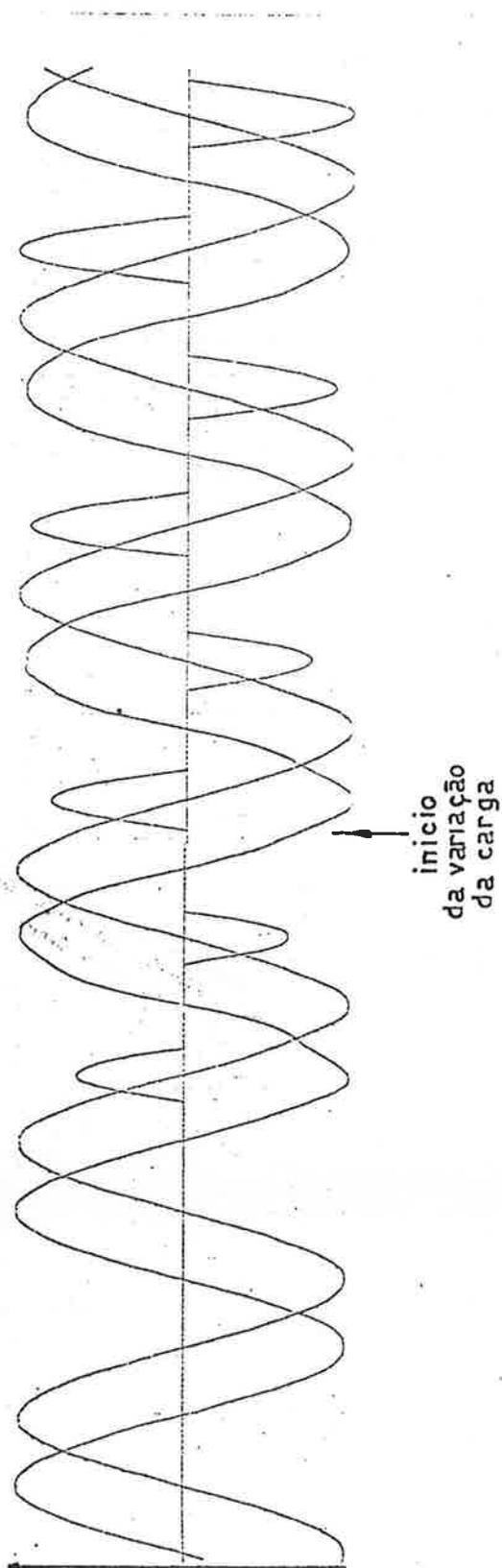


Fig. 7.15 - Curvas de $V(t)$, $i_f(t)$ e $i_C(t)$ para potência da carga decrescente e menor passo de integração.

Com o aumento da parte indutiva da carga haverá um decréscimo na corrente resultante do RCT, da carga e do capacitor fixo para uma mesma tensão, portanto o controle deve aumentar a corrente no RCT (diminuir o ângulo de disparo), como pode ser visto na tabela 7.8. Só há 4 ciclos pois o número de ciclos para a simulação foi menor.

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	144.8
2	140.9
3	138.0
4	135.6

Tabela 7.8 - Valores de α para cada ciclo com potência da carga decrescente e menor passo de integração.

7.3.9 Simulação com Potência da Carga Crescente e com Menor Passo de Integração.

Areatância da carga segue a tabela 7.9.

X_L (p.u.)	TEMPO (s)
0.700	0
0.675	1.0571
0.650	1.0572
0.625	1.0573
0.600	1.0574
0.575	1.0575
0.550	1.0576
0.525	1.0577
0.500	1.0578

Tabela 7.9 - Diminuição da reatância da carga no tempo

Na figura 7.16 pode-se ver as curvas de $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_c(t)$.

A tabela 7.10 mostra os valores de α para cada ciclo. No final o valor de α aumenta. Até o segundo ciclo tem-se os mesmos ângulos que na simulação anterior. No terceiro e quarto ciclo há um crescimento do ângulo α , ou seja, uma diminuição da corrente do RCT devido ao aumento da corrente na carga.

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	144.8
2	140.9
3	141.9
4	143.6

Tabela 7.10 - Valores de α para cada ciclo com potência da carga crescente e menor passo de integração.

Com os ângulos de disparo e as equações descritas no capítulo 5, pode-se estimar o valor das componentes harmônicas do RCT em todas as simulações.

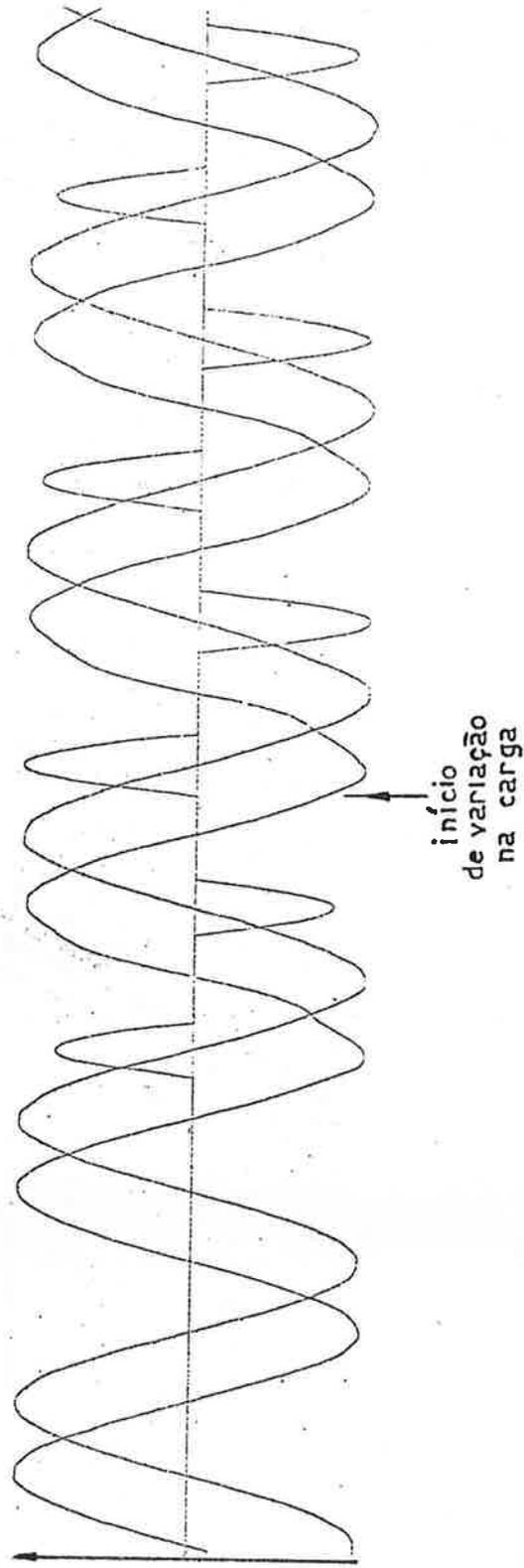


Fig. 7.16 - Curvas de $V(t)$, $i_r(t)$ e $i_C(t)$ para potência da carga crescente e menor passo de integração.

7.3.10 Simulação para Impedância de Curto-Circuito Decrescente entre Compensador e a Rede

Foram adotados os seguintes valores para as grandezas do modelo.

$$\begin{aligned} X_T &= 0,025 & Y_C &= 1,5 & X_L &= 0,7 \\ R_T &= 0,005 & X_R &= 1,0 & R_L &= 0,5 \\ K &= 1000 & T &= 0,1s & T_1 &= 0,04s & T_2 &= 0,1s \end{aligned}$$

Os valores da resistência e da reatância de curto-circuito variam conforme a tabela 7.11.

t(s)	R_{CC}	X_{CC}
0	0,005	0,025
1,059	0,004	0,02
1,062	0,003	0,015
1,065	0,002	0,010
1,068	0,001	0,05
⋮	⋮	⋮

Tabela 7.11- Dados da impedância de curto-circuito em função do tempo.

Após feita a simulação foi obtida a tabela 7.12 dos valores de α para cada ciclo.

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	156
2	148
3	143
4	138
5	135
6	132
7	129
8	127
9	124
10	122
11	120

Tabela 7.12 - Dados de α para cada ciclo.

A partir do 4º ciclo é que se inicia a variação na impedância de curto-circuito, percebe-se que o ângulo α diminui a partir desse ciclo. Essa diminuição é ocasionada pela menor queda de tensão na transferência o que força o reator a ter maior corrente, para evitar o efeito de elevação de tensão do capacitor, logo o ângulo α deve diminuir.

Na figura 7.17 são mostradas as curvas da tensão e das correntes do reator e do capacitor. O ponto de início da variação da potência de curto-circuito é indicado por uma seta. As oscilações na corrente do capacitor são ocasionadas quando o reator é inserido no circuito.

A variação na impedância de curto-circuito pode representar uma variação na configuração da rede.

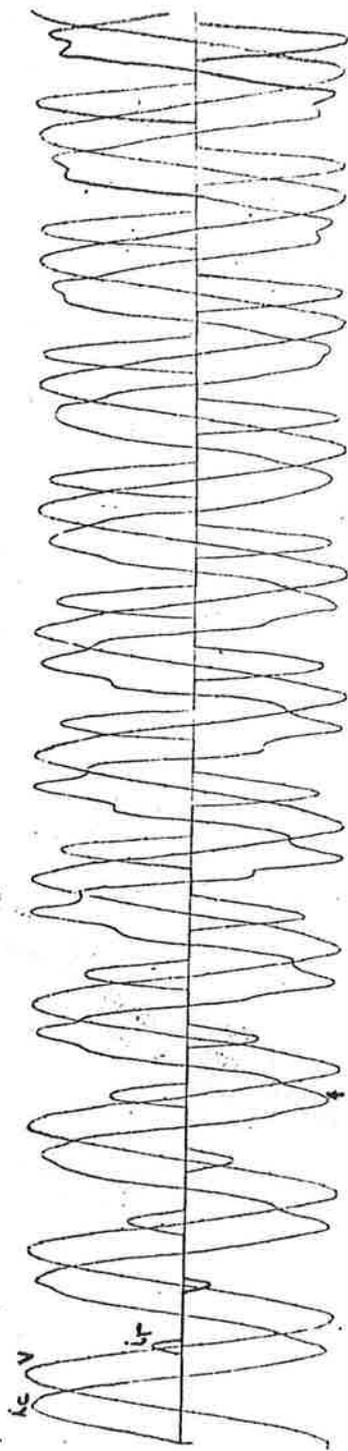


Figura 7.17 - Curvas da tensão e das correntes no reator e no capacitor para impedância de curto circuito decrescente.

7.3.11 Simulação com Potência da Carga Crescente com Passo de Integração de 0.5°

Foram adotadas os seguintes valores para as grandezas do modelo.

$$\begin{aligned}
 X_T &= 0,025 & X_{CC} &= 0,025 & Y_C &= 2,0 \\
 R_T &= 0,005 & R_{CC} &= 0,005 & X_R &= 0,5 \\
 K &= 1000 & T &= 0,15 & T_1 &= 0,04s & T_2 &= 0,1s
 \end{aligned}$$

Os valores da resistência e da reatância da carga variam conforme a tabela 7.13 abaixo.

t(s)	R_L	X_L
0	0,5	0,7
1,049	0,5	0,7
1,062	0,4286	0,6
1,065	0,3571	0,5
1,068	0,2857	0,4
:	:	:

Tabela 7.13 - Dados da carga em função do tempo.

Após feita a simulação foi obtida a tabela 7.14 dos valores de α para cada ciclo.

CICLO	ÂNGULO DE DISPARO
1	155
2	148
3	142
4	138
5	138
6	139
7	140
8	142
9	144
10	145
11	147

Tabela 7.14 - Dados de α para cada ciclo.

A partir do 4º ciclo é que se inicia a variação da carga, percebe-se que o ângulo α aumenta, a partir desse ciclo, o que é prevesível pois diminuindo-se a impedância da carga, para uma tensão praticamente constante, haverá um aumento da potência reativa da carga, logo a potência reativa indutiva do reator diminuirá e o ângulo α deverá aumentar.

Na figura 7.18 são mostradas as curvas da tensão e das correntes do reator e do capacitor. O ponto de início da variação da carga é indicado por uma seta. Percebe-se as oscilações na corrente do capacitor quando o reator é inserido no sistema.

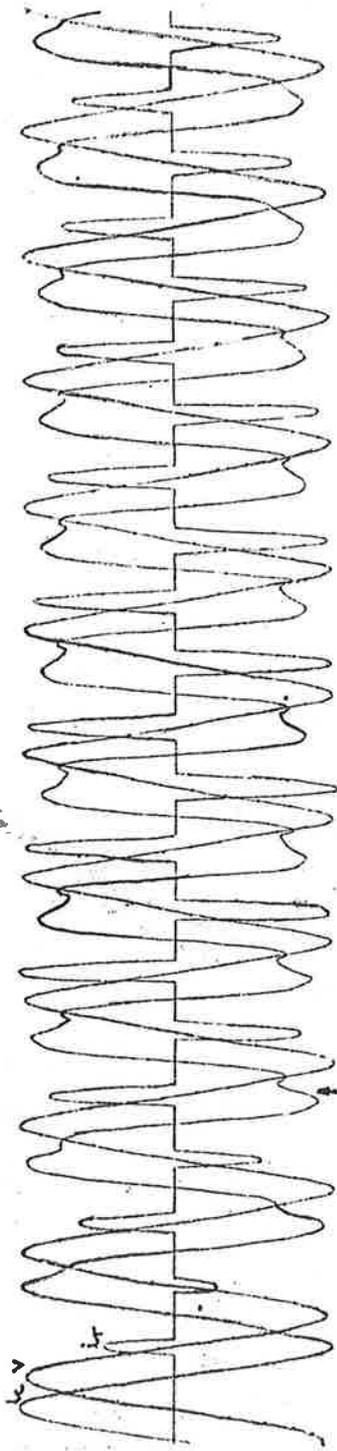


Figura 7.18 - Curvas da tensão e das correntes no reator e no capacitor para carga com potência crescente e com passo de integração de 0,50.

7.3.12 Curvas de Variação das Constantes do Circuito de Controle

Neste item serão apresentadas algumas curvas que mostrarão a variação do ângulo α para cada ciclo em função da variação dos parâmetros do controlador do RCT.

Basicamente tem-se quatro parâmetros do controle (K , T , T_1 e T_2), para a configuração do controlador aqui adotada.

O gráfico da figura 7.19 mostra algumas curvas de α para cada ciclo parametrizadas nos valores 50, 500 e 1000 para a constante K . Os valores de T , T_1 e T_2 são respectivamente 0,1s, 0,04s e 1,0s. Percebe-se que para valores de K menores que 500 o ângulo α demora muito a convergir para seu valor final.

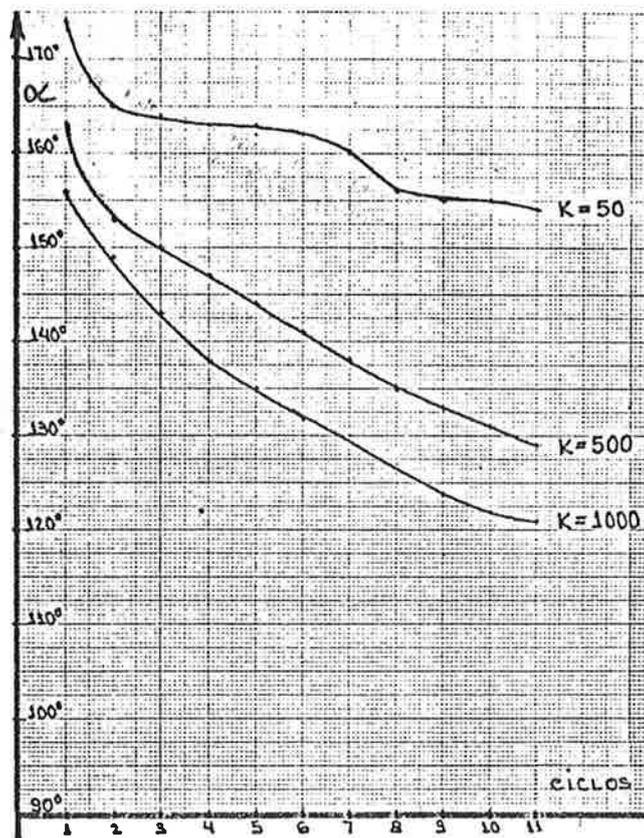


Figura 7.19 - Gráfico de α para cada ciclo para vários valores de K .

Na figura 7.20 é mostrado um gráfico de α para cada ciclo para 3 valores de T (0,01s, 0,1s e 0,5s) com K igual a 1000, T_1 igual a 0,04s e T_2 igual a 1,0s. Percebe-se que com T igual a 0,5s a convergência é mais rápida no início, mas a partir do 10º ciclo a curva de T igual a 0,1s é praticamente a mesma que a de 0,5s.

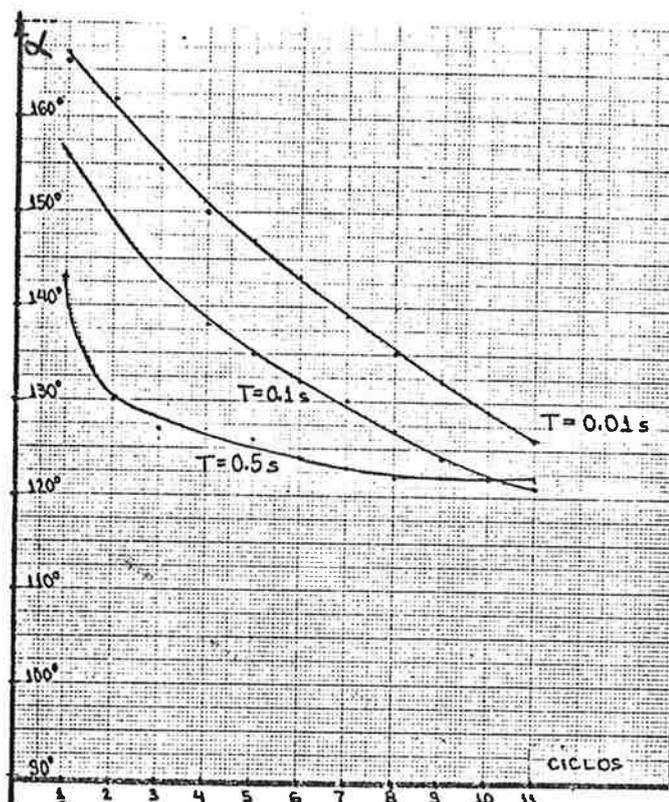


Figura 7.20 - Gráfico de α para cada ciclo para vários valores de T .

A figura 7.21 mostra um gráfico de α para cada ciclo para três valores de T_1 (0,4s, 0,04s e 0,004s) com K igual a 1000, T igual a 0,1s e T_2 igual a 1,0s. Pode-se observar que as curvas de T_1 igual a 0,04s e 0,004s são praticamente coincidentes.

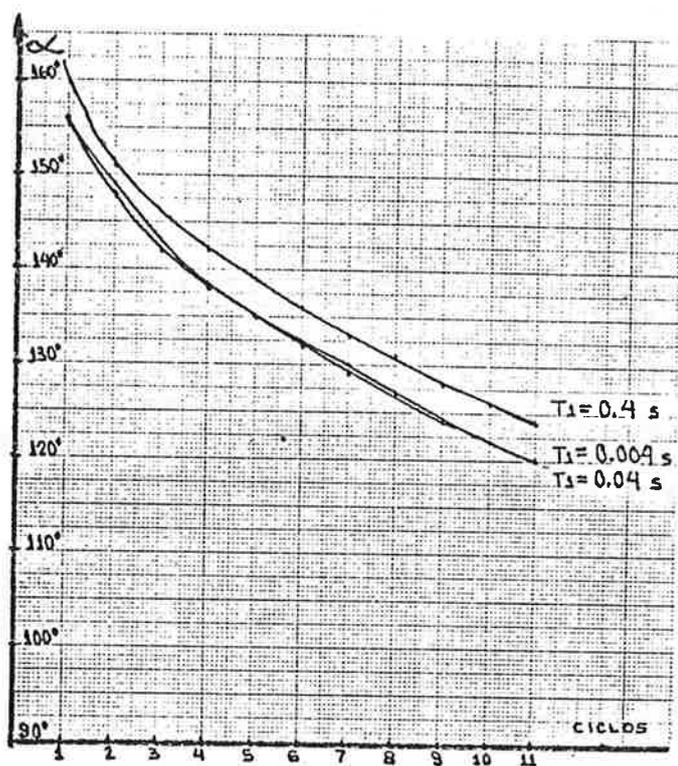


Figura 7.21 - Gráfico de α para cada ciclo para vários valores de T_1 .

Na figura 7.22 é mostrado um gráfico de α para cada ciclo para 4 valores de T_2 (0,1s, 0,01s, 1s e 10s) com K igual a 1000, T igual a 0,1s e T_1 igual a 0,04s. Pode-se ver para valores menores que 0,1s há muita oscilação nos valores de α e para valores maiores que 1s o tempo de convergência é muito alto.

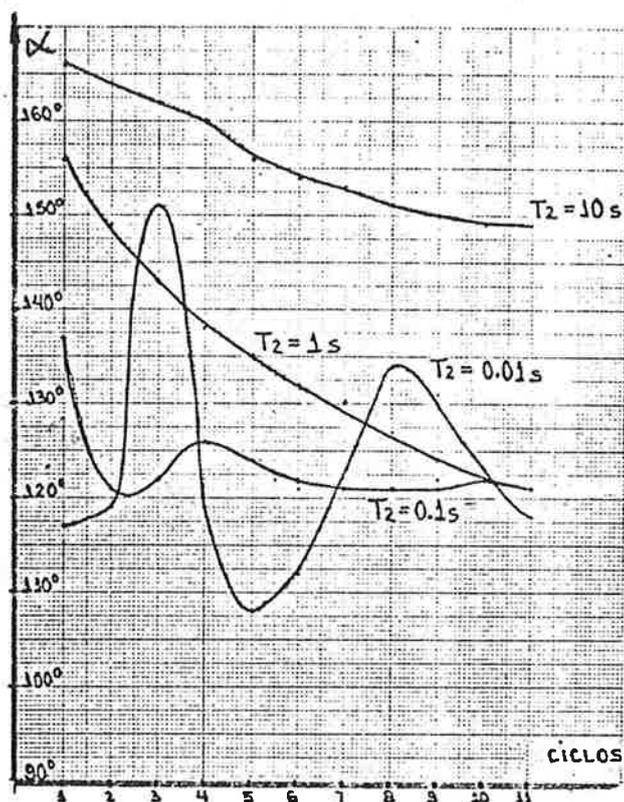


Figura 7.22 - Gráfico de α para cada ciclo para vários valores de T_2 .

Com esses quatro gráficos definem-se faixas de valores dos parâmetros do controlador, para que se possa obter uma resposta mais rápida do sistema.

7.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÕES DE TRABALHOS

Como já visto, as simulações mostradas inicialmente e baseadas no programa CSMP só permitem visualizar a variação dos valores eficazes ou máximos das tensões e correntes e ainda assume que, o valor da admitância do reator é um valor variável no tempo e não um valor constante, que é ligado e desligado do circuito nos momentos que o controlador decidir.

O modelo desenvolvido com as equações diferenciais de uma rede monofásica de um compensador estático tipo RCT + CF em paralelo com uma carga ligado a um barramento infinito por um transformador foi voltado para um estudo da regulação de tensão na barra de ligação, utilizando o método das equações de diferenças passo a passo feito ciclo a ciclo.

O modelo baseado nas equações de diferenças permite implementar qualquer elemento do tipo R-L-C, geradores de corrente ou tensão fixos ou controlados e não linearidades, portanto tem uma flexibilidade e uma similaridade muito grande com o funcionamento do equipamento real.

Devido ao tamanho reduzido do programa de simulação, um computador pessoal do tipo PC da IBM ou equivalente pode ser utilizado, o que torna o programa mais versátil e de menor custo na sua execução.

O trabalho desenvolvido aqui, dentro das hipóteses adotadas, permite ter uma avaliação razoável do comportamento de um compensador e de seu sistema de controle. Foram analisa

das as influências dos parâmetros da rede e do compensador que afetam as formas de onda. Também foram analisadas as influências dos parâmetros do controlador no tempo e no tipo de resposta do compensador.

Quando a carga é variável, deve-se calcular os extremos do compensador, com o valor da carga leve ou sem carga, determina-se a parte indutiva do compensador e para a carga pesada, determina-se a parte capacitiva do compensador, supondo-se claramente que a carga é do tipo resistiva-indutiva. Pode-se utilizar as equações mostradas no capítulo 3 para determinar um valor inicial do compensador.

Para uma rede mais complexa com geradores e seus reguladores de tensão, transformadores, linhas de transmissão e cargas, há a possibilidade de se ampliar o programa desenvolvido para um estudo mais complexo. Programas como o EMTP permitem vários tipos de simulação de equipamentos e de redes.

No caso da simulação trifásica, quando o controle é individual por fase para o caso de equilíbrio de cargas, deve-se seguir as equações mostradas no capítulo 3.

Deve ser feito um estudo de harmônicas trifásicas no caso de cargas desequilibradas, que obrigam o disparo dos tiristores em ângulos α diferentes por fase, o que leva a uma composição de harmônicas na linha dada pelo bloco de equações 5.35.

Através da utilização de um programa como o "Z(ω)" estuda-se a penetração harmônica na rede. Dessa maneira determinam-se os pontos críticos, para cada harmônica, em que deverão ser instalados filtros.

O modelo apresentado permite também implementar configurações diferentes de compensadores estáticos como o CCT. Um modelo baseado nas equações de diferenças permite simular qualquer equação diferencial e até não-linearidades através de funções especiais, logo a implementação de modelos de simulação de um compensador síncrono, de um reator saturável e até de compensadores estáticos baseados em conversores, inversores e conversores de frequência também é possível.

Pode também ser desenvolvido um modelo físico de um compensador estático, como aquele descrito por Schneider [29]. O modelo físico desenvolvido leva em conta o estudo dos desequilíbrios e a correção do $\cos\psi$, baseado nas componentes simétricas. As equações utilizadas são as mostradas no item 3.4.

Pode-se também utilizar um microprocessador, programado com as equações de controle e as funções de sincronismo, acoplado ao modelo físico do compensador e da rede a que ele está ligado, que pode ser simulada por um TNA (Transient Network Analyser).

A modelagem de cargas como o forno a arco pode ser um trabalho a parte, como também a modelagem de outras cargas mais sofisticadas.

O estudo de compensadores estáticos tioristorizados baseados em conversores, inversores e conversores de frequência também podem ser desenvolvidos através de modelos físicos ou modelos digitais para a simulação em computadores. Novas configurações para reduzir as harmônicas também podem ser estudadas.

Um modelo de controlador voltado para a correção de fator de potência, ou para correção de desequilíbrios, ou ainda para regulação de tensão com sinais adicionais, como potência ativa ou reativa, frequência e outros sinais, pode ser implementado aplicando o método das diferenças as equações diferenciais que descrevem cada controlador.

Através da análise do funcionamento do RCT e das possíveis aplicações desenvolveu-se um modelo baseado em equações de diferenças para uma aplicação de regulação de tensão, que mostrou ser eficiente o suficiente para analisar as formas de onda e o comportamento da resposta do sistema a determinadas situações. O modelo pode ser sofisticado principalmente no bloco do controlador.

Os compensadores estáticos são hoje em dia um dispositivo já muito difundido para o controle de reativos até mesmo em aplicações de sistemas de potência, o que indica que muitos trabalhos ainda serão desenvolvidos sobre este assunto.

APÊNDICE 1

DEDUÇÃO DA CORRENTE EM UM REATOR CONTROLADO A TIRISTORES (RCT)

Al.1 GENERALIDADES

O equacionamento da corrente do Reator Controlado a Tiristores (RCT) segue a expressão abaixo:

$$V_r(t) = L_r \frac{d_i(t)}{dt} + R_r i(t) \quad (\text{Al.1})$$

A figura (Al.1) mostra as formas de onda da tensão e da corrente do RCT e os ângulos de disparo, condução e de extinção para cada semi-ciclo.

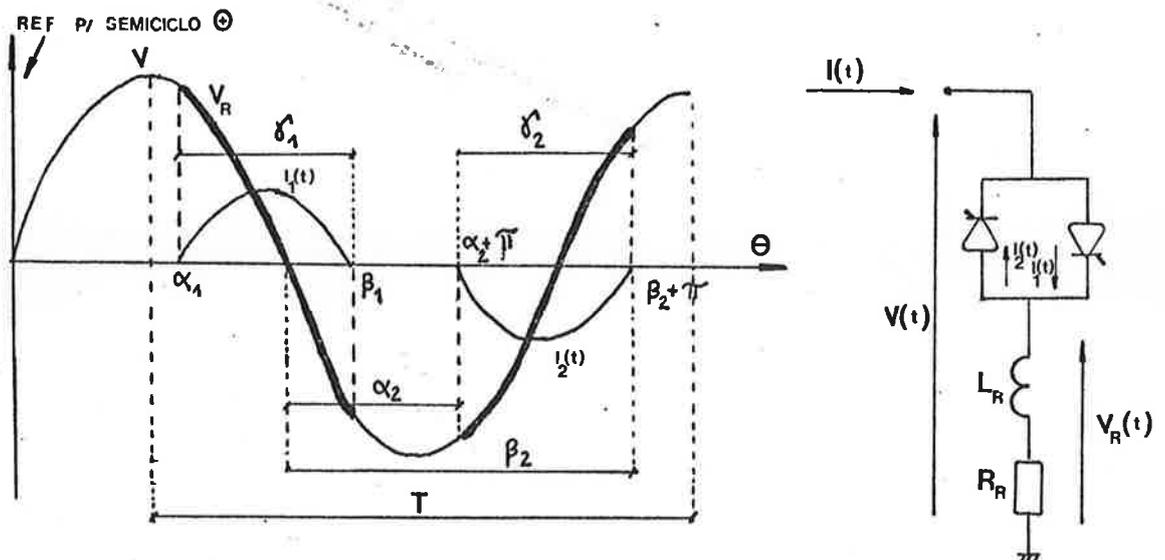


Fig. Al.1 - Formas de onda de tensão e corrente do RCT

Onde: T período da tensão $V(t)$
 α_1, α_2 ângulos de disparo em relação aos zeros de tensão
 β_1, β_2 ângulos de extinção em relação aos zeros de tensão
 γ_1, γ_2 ângulos de condução

As referências adotadas são os zeros de tensão dos semiciclos positivo e negativo.

Para aplicar Laplace e facilitar os cálculos considerou-se o limite superior da integral até ∞ . O valor da corrente obtido após a anti-transformação é válido para um circuito R-L em que foi aplicada uma tensão senoidal a partir de α até ∞ , mas só interessam os valores da corrente de α_1 a β_1 ou α_2 a β_2 .

Pode-se agora fazer o cálculo da corrente para os dois semiciclos.

A1.2 SEMICICLO POSITIVO

A tensão aplicada é dada por:

$$V(t) = V_{\text{máx}} \text{ sen } \omega t$$

Aplicando Laplace na equação (A1.1) e substituindo $V(t)$, tem-se:

$$\int_{\alpha_1/\omega}^{\infty} V_{\text{máx}} \text{ sen } \omega t e^{-st} dt = (R_r + sL_r) I_1(s) \quad (\text{A1.2})$$

A solução nos dará o valor de $i_1(t)$ para ângulos maiores que α_1 e menores que o ângulo de extinção β_1 . O ângulo β_1 só é determinado através da resolução de $i_1(t)=0$.

Desenvolvendo-se a equação (Al.2), tem-se:

$$I_1(s) = \frac{V_{\text{máx}}}{R_r + sL_r} \frac{(\omega \cos \alpha_1 - s \sin \alpha_1)}{s^2 + \omega^2} e^{-s \alpha_1 / \omega}$$

Pode-se ainda reescrever como:

$$I_1(s) = V_{\text{máx}} \left(\frac{A}{sL_r + R_r} + \frac{Bs + C}{s^2 + \omega^2} \right) e^{-\frac{s\alpha_1}{\omega}}$$

Onde:

$$\begin{cases} A = - \frac{R_r L_r \sin \alpha_1 + \omega L_r^2 \cos \alpha_1}{R_r^2 + \omega^2 L_r^2} \\ B = - \frac{R_r \sin \alpha_1 + \omega L_r \cos \alpha_1}{R_r^2 + \omega^2 L_r^2} \\ C = \frac{\omega R_r \cos \alpha_1 + \omega^2 L_r \sin \alpha_1}{R_r^2 + \omega^2 L_r^2} \end{cases}$$

Antitransformando e rearranjando:

$$i_1(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{|Z_r|} \left[\sin(\theta - \psi) - \sin(\alpha_1 - \psi) e^{\frac{\alpha_1 - \theta}{\tan \psi}} \right] \quad (\text{Al.3})$$

Onde:

$$\begin{cases} \tan \psi = \frac{\omega L_r}{R_r} \\ |Z_r| = (\omega^2 L_r^2 + R_r^2)^{1/2} \\ \theta = \omega t \end{cases}$$

Al.4

Para se determinar β_1 deve-se igualar $i_1(t)$ a zero. Dessa maneira obtem-se a equação transcendental abaixo que só pode ser resolvida iterativamente:

$$\text{sen}(\beta_1 - \psi) = \text{sen}(\alpha_1 - \psi) e^{\frac{\alpha_1 - \beta_1}{\tan \psi}} \quad (\text{Al.4})$$

Al.3 SEMICICLO NEGATIVO

Um resultado semelhante é obtido para o semi-ciclo negativo:

$$i_2(t) = \frac{V_{\text{máx}}}{|Z_r|} [\text{sen}(\theta - \psi) + \text{sen}(\alpha_2 + \Pi - \psi) e^{\frac{\alpha_2 + \Pi - \theta}{\tan \psi}}] \quad (\text{Al.5})$$

Esta equação é válida nos trechos:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_2 + \Pi \leq \theta \leq \beta_2 + \Pi, \quad 0^\circ \leq \alpha_2 \leq 180^\circ \\ \text{e} \quad 0^\circ \leq \psi \leq 90^\circ \end{array} \right.$$

Para se determinar β_2 deve-se igualar $i_2(t)$ a zero. Dessa maneira obtem-se a equação transcendental abaixo que só pode ser resolvida iterativamente:

$$\text{sen}(\beta_2 + \Pi - \psi) = \text{sen}(\alpha_2 + \Pi - \psi) e^{\frac{\alpha_2 - \beta_2}{\tan \psi}} \quad (\text{Al.6})$$

BIBLIOGRAFIA

- |1| GAMBIRASIO, G.; PÓ, W. Descrição dos dispositivos. In: _____.
Eletrônica industrial. São Paulo, DEE-EPUSP, 1980. p.1-22.
- |2| FALCÃO, N. **Capacitores série em sistemas de transmissão.** São Paulo, Asea Elétrica Ltda., s.d. 26p.
- |3| CIGRE. Study Committee 14. Working Group O3. Use of static or synchronous compensators in HVDC systems. **Electra**, Paris, (91):51-82, dec. 1983.
- |4| JORDÃO, R.G. **Máquinas síncronas.** São Paulo, Livros Técnicos e Científicos/EDUSP, 1980. 215p.
- |5| THANAWALA, H.L.; WILLIAMS, W.P.; YOUNG, D.J. Static reactive compensators for AC power transmission. **GEC J. Sci. Tech.**, Warwicks, 45(3):99-108, 1979.
- |6| BARNES, H.C. Modeling of static shunt VAR system (SVS) for system analysis. **Electra**, Paris, (51):45-74, mar. 1977.
- |7| MILLER, T.J.E. **Reactive power control in electric system.** New York, J.Wiley, 1982. 381p.
- |8| REICHERT, K. Controllable reactive compensation. **Electr. Power Energy Syst.**, Guildford, 4(1):51-61, jan. 1982.
- |9| GYUGI, L. Reactive power generation and control by thyristor circuits. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, New York, 15(5):521-32, sep./oct. 1979.
- |10| ENGBERG, K.; FRANK, H.; TORSING, S. Reatores e capacitores controlados a tiristores para regulação ótima de energia reativa de um sistema. Trabalho apresentado no SEMINÁRIO NACIONAL DE PRODUÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, 7, Brasília, 1984.

- |11| HAUSLER, M.; FRANZL, M. Dimensioning and loss evaluation of phase compensators with thyristor valves. *Brown Boveri Rev.*, Baden, 69(3):85-9, mar. 1982.
- |12| REICHERT, K. Reactive power control in AC transmission. Trabalho apresentado no SEMINÁRIO ELETROBRÁS, Rio de Janeiro, s.d.
- |13| WIRTH, E.; ROESLE, B.; SADEK, E. Use static reactive power compensators in power systems. *Brown Boveri Rev.*, Baden, 69(3):79-94, mar. 1982.
- |14| GYUGY, L.; OTTO, R.A.; PUTMAN, T.H. Principles and applications of static thyristor-controlled shunt compensators. *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, New York, 97(5):1935-45, sep./oct. 1978.
- |15| CIGRE. Study Committee 36. Working Group 36-05. Report on the results of the international questionnaire concerning voltage disturbances. *Electra*, Paris, (99):47-56, mar. 1985.
- |16| WALKER, M.K. Electric utility flicker limitations. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, New York, 15(6):644-55, nov./dec. 1979.
- |17| GRANSTROM, S. Computer studies of voltage fluctuation caused by arc furnaces. Trabalho apresentado no UIE INTERNATIONAL CONGRESS, 9, Cannes, 1980.
- |18| PERTURBAÇÕES provocadas por fornos a arco: relatório UIE 1980. *Eletr. Moderna*, São Paulo, 12(128):12-24, jun.1984.
- |19| SUNDBERG, Y. The arc furnace as a load on the network. *ASEA J.*, Västerås, 49(4):75-87, 1976.

- |20| FRANK, H.; PETERSON, K. Raising the production of arc furnaces by stabilising the voltage with thyristor-switched capacitors. *ASEA J.*, Västerås, 50(1):9-16, 1977.
- |21| PELED, I.; FALCÃO, N.; SILVA, A. Contribuição dos compensadores estáticos para a estabilidade de sistemas. In: SEMINÁRIO NACIONAL DE PRODUÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, 8, São Paulo, 1986. *Anais*. São Paulo, CESP/ELETOBRÁS/CIGRE, 1986. BSB/GSP/28, p.1-7.
- |22| TYLL, H. Use of static compensators in transmission systems. Trabalho apresentado no ELETOBRÁS SYMPOSIUM ON REACTIVE POWER COMPENSATION, Rio de Janeiro, 1979.
- |23| ILICETO, F.; CINIEMI, E. Comparative analysis of series and shunt compensation schemes for AC transmission systems. *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, New York, 96(6):1919-30, nov./dec. 1977.
- |24| JAHN, K.; PAHUD, J.D.; SCHLUTER, W. Compensación estática de la potencia reactiva en el abastecimiento de corriente pulsatoria del acelerador intermedio "Booster" perteneciente a la CERN. *Rev. Siemens*, Berlin, 42(3):109-14, 1974.
- |25| ELECTRONIQUE de puissance; gradateur monophasé à semiconducteur. *Tech. Ing.*, Paris, D469-9, 9-18.
- |26| DEWAN, S.B.; STRAUGHEN, A. *Power semiconductor circuits*. New York, J. Wiley, 1975.
- |27| COOPER, C.B.; YACAMINI, R. Choice of analytical and modelling methods for reactive compensation equipment. *IEE Proc. - part C*, London, 128(6):402-6, nov. 1981.

- |28| ELECTRONIQUE de puissance; gradateur pour circuits triphasés. *Tech. Ing.*, Paris, D469-1, p.1-12.
- |29| SCHNEIDER, M.C. **Compensador estático de energia reativa e de desequilíbrios de uma instalação trifásica.** Florianópolis, 1980. 125p. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina.
- |30| PINHEIRO, R.F. **Equipamentos estáticos para compensação de reativos e desequilíbrios em sistemas elétricos.** Itajubá, 1980. Dissertação (Mestrado) - Escola Federal de Engenharia de Itajubá.
- |31| VASCONCELOS, A.N.; FONSECA, L.C.A.; LIMA, M.V.B.C. Correntes harmônicas por compensadores estáticos. In: SEMINÁRIO NACIONAL DE PRODUÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, 7, Brasília, 1984, **Anais.** Brasília, ELETRONORTE/ELETROBRÁS/CIGRE, 1984.
- |32| CIGRE. Working Group 36-05. Harmonics, characteristic parameters, methods of study, estimates of existing values in the network. *Electra*, Paris, (77):35-54, jul. 1981.
- |33| PENTEADO JUNIOR, A.A. **Compensadores estáticos para desequilíbrios; um procedimento de especificação e de análise das interferências nos sistemas elétricos.** São Paulo, 1985. Tese (Doutorado) - Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Eletricidade.
- |34| GOES, N.L.V. **Análise e simulação de fontes e fluxos harmônicos em sistemas elétricos.** Itajubá, 1981. Dissertação (Mestrado) - Escola Federal de Engenharia de Itajubá.

- [35] CIGRE. Study Committee 14. Working Group 03. AC harmonic filter and reactive compensation for HVDC. *Electra*, Paris, (63):65-102, mar. 1979.
- [36] KIMBARK, E.W. Harmonics and filters. In: _____. *Direct current transmission*. New York, J. Wiley, 1971. v.1, cap.8, p.295-390.
- [37] ARRILLAGA, J.; BRADLEY, D.A.; BODGER, P.S. *Power system harmonics*. New York, J. Wiley, 1985. 336p.
- [38] PATEL, H.K.; DUBEY, G.K. Harmonic reduction in the static VAR compensator by sequence control of transformer taps. *IEE Proc.* - part C, London, 130(6):300-5, nov. 1983.
- [39] ARRILLAGA, J.; HYLAND, P. Twelve-pulse back-to-back AC/DC conversion for reactive power control. *IEE Proc.* - part C, London, 129(5):206-12, sep. 1982.
- [40] HIMEI, T. et alii. Control method of variable inductor for improved waveforms. *Trans. Inst. Elect. Eng. Japan*, Tokyo, 104(9/10):77-83, oct. 1984.
- [41] HAMMAD, A.E.; MATHUR, R.M. A new generalized concept for the design of thyristor-phase controlled VAR compensator. *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, New York, 98(11):219-31, jan./feb. 1979.
- [42] TAM, K.; LASSETER, R.H. Alternative twelve pulse arrangement for static VAR control applications. *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, New York, 102(12):3728-35, dec. 1983.
- [43] ARRILLAGA, J.; ARNOLD, C.P. *Computer modelling of electrical power systems*. Chichester, J. Wiley, 1983. 423p.

- [44] HAUTH, R.L.; MORAN, R.J. The performance of thyristor-controlled static VAR system in HVAC applications. In: IEEE TUTORIAL COURSE ON POWER ELECTRONICS APPLICATIONS IN POWER ELECTRONICS APPLICATIONS IN POWER SYSTEMS, Los Angeles, 1978. Course text. New York, IEEE, 1978. p.56-72.
- [45] DOMMEL, H.W. Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphase networks. IEEE Trans. Power Appar. Syst., New York, 88(4):388-99, apr. 1969.
- [46] SPECKHART, F.H.; GREEN, W.L. A guide to using CSMP: the Continuous System Modelling Program. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1976. 325p.
- [47] BOLDIN, M.; BROUING, G. Performance dynamiques des compensateur statique à thyristors et principes de régulation. Rev. Gén. Électric., Paris, 88(1):58-73, jan. 1979.