

unesp

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO
EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

1210001000



Nº 5

UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DOS
COMPENSADORES ESTÁTICOS COMO
FONTES HARMÔNICAS

ALUNO: FRANCISCO CARLOS VIEIRA MALANGE

ORIENTADOR: LUÍS CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA

Te.1000

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JULIO DE MESQUITA FILHO"

FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**"UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DOS COMPENSADORES
ESTÁTICOS COMO FONTES HARMÔNICAS "**

1210001000



UNESP- "CAMPUS" DE ILHA SOLTEIRA
SERVIÇO DE BIBLIOTECARIA E DOCUMENTAÇÃO

DATA DE CRIAÇÃO

30.11.95

DATA DE TOMBO

29/02/96

REGISTRADO POR

Ailza

TOMBO

Te. 1000

AQUIÇÃO

CLASSIFICAÇÃO

1000000
R\$10,00

Autp

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira- UNESP como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica (ME).

CANDIDATO: Francisco Carlos Vieira Malange

ORIENTADOR: Luís Carlos Origa de Oliveira

ILHA SOLTEIRA-SP, SETEMBRO DE 1995

BCpIS
FEIS-UNESP

“UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DOS COMPENSADORES ESTÁTICOS COMO FONTES HARMÔNICAS”

FRANCISCO CARLOS VIEIRA MALANGE

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP
como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica (ME).*



PROF. DR. CARLOS ROBERTO MINUSSI - COORDENADOR

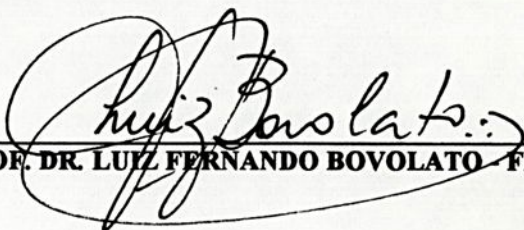
BANCA EXAMINADORA



PROF. DR. LUIS CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA - ORIENTADOR



PROFª DRª FRANCISCA APARECIDA DE CARMARGO PIRES - FEE-UNICAMP



PROF. DR. LUIZ FERNANDO BOVOLATO - FEIS-UNESP

Ilha Solteira-SP, Setembro de 1995

**BCpIS
FEIS-UNESP**



*A **DEUS**, pelas oportunidades, e a
minha mãe, Nair, a minha esposa Isabel
e aos meus filhos Pedro e Mariana, que
são responsáveis por grande parte delas.*



AGRADECIMENTOS

Ao professor Luís Carlos Origa de Oliveira, pela orientação, sugestões, amizade e constante incentivo durante o curso e na execução deste trabalho.

Aos coordenadores do Curso de pós graduação Prof. Carlos Roberto Minussi e Prof. Antonio Padilha Feltrin.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica - FEIS/UNESP -, e aos colegas de curso, que de uma forma ou de outra auxiliaram o desenvolvimento deste trabalho.

À outros que involuntariamente foram esquecidos.



ÍNDICE

RESUMO.....	1
ABSTRACT.....	2
CAPÍTULO 1 Introdução geral	3
 CAPÍTULO 2 Compensador Estático Tipo Reator Controlado à Tiristores	
2.1 Introdução.....	6
2.2 Compensador Estático.....	7
2.3 Características de funcionamento do RCT.....	8
2.4 Corrente de alimentação dos reatores.....	11
2.4.1 Equacionamento do pulso positivo da corrente de alimentação do RCT.....	12
2.4.2 Equacionamento do pulso negativo da corrente de alimentação do RCT.....	13
2.5 Análise de Fourier da corrente de alimentação do RCT.....	14
2.6 Correntes totais de linha absorvidas pelo RCT.....	17
 CAPÍTULO 3 Transformador sob saturação CC	
3.1 Introdução.....	23
3.2 Corrente magnetizante sob saturação CC.....	24



3.2.1	Cálculo do conteúdo harmônico.....	28
3.3	Magnetização assimétrica em transformadores trifásicos formados por unidades monofásicas.....	31
3.3.1	Resultados simulados em transformadores trifásicos tipo banco de monofásicos sob dupla excitação CA/CC.....	32
 CAPÍTULO 4 Interação entre o Compensador Estático tipo RCT e o Transformador alimentador do RCT		
4.1	Introdução.....	36
4.2	Geração de componente contínua pelo RCT.....	37
4.3	Efeito da saturação do transformador alimentador do RCT.sob a geração de harmônicas em um sistema de compensação estática.....	43
 CAPÍTULO 5 Resultados do caso simulado		
5.1	Introdução.....	48
5.2	Estruturação do programa computacional.....	49
5.2.1	Atualização das tensões no barramento do RCT.....	50
5.2.2	Cálculo das harmônicas geradas pelo transformador alimentador.....	51
5.3	Resultados do caso simulado.....	53
5.3.1	Dados de entrada.....	53
5.3.2	Resultados.....	55

CAPÍTULO 6 Conclusões gerais e sugestões

6.1 Conclusão.....65

6.2 Sugestões para trabalhos futuros.....66

Referências Bibliográficas.....67

**APÊNDICE I Equacionamento padronizado da corrente
de alimentação do RCT.....70**



RESUMO

O comportamento dos reatores controlados a tiristores, sob o ponto de vista da geração de harmônicas é um tema que tem merecido a atenção dos pesquisadores, principalmente porque se trata de um equipamento que tem sido utilizado de forma crescente nos últimos anos.

Os primeiros trabalhos desenvolvidos sobre o tema apresentaram modelagens matemáticas no domínio da frequência considerando-se condições idealizadas de operação e, desta forma, implicando apenas na análise das chamadas harmônicas características.

Em trabalhos mais recentes, o enfoque apresentado é mais abrangente tanto no que se refere à determinação das harmônicas não-características como também com respeito a interação entre o compensador estático e o sistema elétrico ao qual está conectado.

Embora as contribuições anteriores tenham sido expressivas ainda existem questões a serem investigadas no sentido de desenvolver modelos matemáticos mais apurados para análise do comportamento dos sistemas de compensação estática tipo RCT como fontes de harmônicas para os sistemas de energia elétrica.

Como se sabe, sob certas condições operativas não idealizadas, as correntes de alimentação dos reatores controlados podem apresentar níveis médios. Estas componentes contínuas circulando pelos enrolamentos do transformador podem leva-lo a um estado de saturação assimétrica, alterando consequentemente as formas de onda das correntes magnetizantes. Nestes casos, o transformador passa a ser uma fonte adicional de correntes harmônicas e pode interferir drasticamente no comportamento global do sistema de compensação, sobretudo no que se refere a geração de harmônicas.

Este trabalho apresenta uma contribuição ao estudo da geração de harmônicas em sistemas de compensação estática do tipo RCT, incorporando os efeitos da saturação assimétrica do transformador.



ABSTRACT

The behavior of the thyristor controlled reactors under the harmonic generation point of view is a subject that has had the attention of researches, mainly because this equipment has been used in a crescent rate lately.

The first works developed about this subject presented mathematics models in the frequency domain considering ideal conditions of operation and, therefore, only the analysis of the called characteristic harmonics.

In more recent works, the presented way of focusing the question considers the determination of the non-characteristic harmonics as well as the interaction between the static compensator and the electrical system.

Although the former contributions have been expressive there are yet questions to be investigated to develop more accurate mathematical models to analyze the behavior of the TCR type static compensation as harmonics sources for the electrical energy systems.

As it is known, under some non-idealized operative conditions, the currents that feed the controlled reactors can present average levels. These direct components when flowing through the transformer windings can lead it to an asymmetrical saturation state, changing consequently the waveform of magnetizing currents. In these cases the transformer behaves as an additional source of harmonic currents and can interfere drastically on the global behavior of the compensation system, mainly on the harmonic generation.

This work presents a contribution to the study of harmonic generation in TCR type systems of static compensation, including the effects of asymmetrical saturation of the transformer.



CAPÍTULO 1

Introdução geral

Os compensadores estáticos do tipo Reator Controlado a Tiristores tem merecido constante atenção dos pesquisadores nos últimos anos. Vários aspectos associados a operação dos reatores controlados tem sido enfocados, destacando-se entre eles estudos do seu comportamento como fonte de corrente harmônica. Neste sentido vários trabalhos já foram publicados com o objetivo de propor metodologias de cálculo do conteúdo harmônico das correntes de alimentação destes equipamentos. Os primeiros trabalhos apresentavam formulações simplificadas que consideravam apenas condições operativas idealizadas culminando então com a determinação apenas das chamadas harmônicas características. Buscando sempre o aperfeiçoamento dos modelos, os trabalhos subsequentes fixaram-se na formulação de metodologias de cálculo mais abrangentes no sentido de incluir as diferentes assimetrias presentes no sistema reais [09], [14]. Estes aperfeiçoamentos permitiram a investigação do comportamento das harmônicas não características, bem como da interação dos sistemas de compensação estática com o sistema alimentador.

Os compensadores estáticos normalmente são conectados aos sistemas de potência através de transformadores. Estes tem por objetivos não só adequar os níveis de tensão como também proporcionar a operação com números de pulso superior a seis, introduzindo defasamentos angulares necessários.

Os efeitos do transformador alimentador sobre a geração de harmônicas até então considerados, estão associados apenas com a distorção de tensão no barramento do RCT provocada pelas quedas de tensão harmônica na reatância de dispersão.

Existe entretanto um importante efeito ainda não suficientemente explorado na literatura e que também tem uma influência direta sobre o conteúdo harmônico total



pela instalação compensadora. Este efeito relaciona-se com a saturação assimétrica do transformador, quando alimentado por corrente contínua [01].

A existência de corrente contínua é decorrente de operação não idealizada do RCT e seu efeito sobre o transformador é no sentido de torná-lo também outra fonte potencial de corrente harmônica.

Desta forma a operação conjunta RCT e transformador requer uma atenção especial no sentido de considerar os efeitos da interação entre as harmônicas geradas por ambos.

Este trabalho tem por objetivo contribuir para o aperfeiçoamento das modelagens anteriormente propostas através da inclusão dos efeitos da saturação magnética do transformador alimentador no conteúdo harmônico total da instalação.

Com o objetivo de se atingir as metas definidas o trabalho foi estruturado em seis capítulos.

No capítulo 2 apresenta-se uma análise do Compensador Estático tipo Reator Controlado a Tiristores, onde se enfoca sua composição física e suas características de funcionamento, tanto em condições ideais como em condições não idealizadas, culminando com o estudo da sua corrente de alimentação no tocante a geração de harmônicas.

No capítulo 3 trata-se o problema do transformador sob saturação CC.

São destacados os aspectos ligados à dupla excitação CA/CC em transformadores de potência monofásicos em regime permanente de operação, estendendo-se os resultados para transformadores trifásicos constituídos por banco de monofásicos.

No capítulo 4 estabelece-se uma modelagem mais abrangente no sentido de incluir os efeitos da saturação magnética do transformador alimentador do Compensador Estático, no cálculo do conteúdo harmônico. São simulados e comparados os resultados, que ilustram o comportamento das harmônicas, com e sem o efeito da saturação CC do transformador.

No capítulo 5 apresenta-se a metodologia adotada para simulação digital. Assim como aspectos gerais relativos à implementação das rotinas que simulam os efeitos da magnetização assimétrica do transformador alimentador, e à remodelação da rotina para atualização das tensões de alimentação do Reator Controlado a Tiristores.



São apresentados, a título de ilustração, resultados obtidos com o uso da versão atual do programa de simulação digital.

No capítulo 6 são tecidas as conclusões gerais, bem como sugestões para futuros trabalhos.



CAPÍTULO 2

Compensador Estático tipo Reator Controlado a Tiristores

2.1 Introdução

As relações entre a potência reativa, fator de potência, e os níveis de tensão em um sistema elétrico são amplamente conhecidos. Com o objetivo de compensar as oscilações dinâmicas de tensão e fator de potência, decorrentes de variações das cargas, utilizava-se até a pouco tempo como formas de compensação, os transformadores de taps variáveis, os compensadores síncronos, e outros dispositivos cujas velocidades de resposta são relativamente lentas para muitos propósitos.

Os sistemas elétricos compostos por cargas que apresentam operações inerentemente não lineares e causam distúrbios por serem ligadas e desligadas freqüentemente, como por exemplo fornos de indução, fornos a arco, que exigem compensação mais rápida, no sentido de atenuar as bruscas oscilações de tensão que os mesmos causam, culminaram no desenvolvimento de dispositivos mais apropriados.

Dentre os dispositivos no mercado destacam-se: os Reator Controlado a Tiristores, os Capacitores Chaveados a Tiristores e o Reator Saturado. Todos esses equipamentos de compensação apresentam velocidades de resposta da ordem de pouco mais de 0,5 ciclo elétrico da freqüência fundamental e assim estão qualificados a atender as exigências impostas pela carga.

O Reator Controlado por Tiristores (RCT) é, por suas próprias características de funcionamento, o componente de um compensador que mais se adapta à idéia de impedância variável, possui projeto simples, de fácil manutenção, custo global pequeno e



tempo de resposta baixo, em comparação com os demais dispositivos, tendo como principal desvantagem a produção de correntes harmônicas.

2.2 Compensador Estático

Os compensadores estáticos são constituídos basicamente por um banco de capacitores, normalmente conectados em estrela, associado a um banco de reatores controlados conectados em delta. Os reatores controlados são constituídos por duas válvulas de tiristores em anti-paralelo em série com um indutor. O arranjo citado é ilustrado na figura (2.1).

Atuando-se sobre os ângulos de disparo dos tiristores (α) é possível estabelecer correntes elétricas, cujo valor eficaz da componente fundamental varia de forma contínua, desde zero até seu nível nominal. Nestas condições cada fase do reator pode operar individualmente, absorvendo diferentes níveis de corrente reativa.

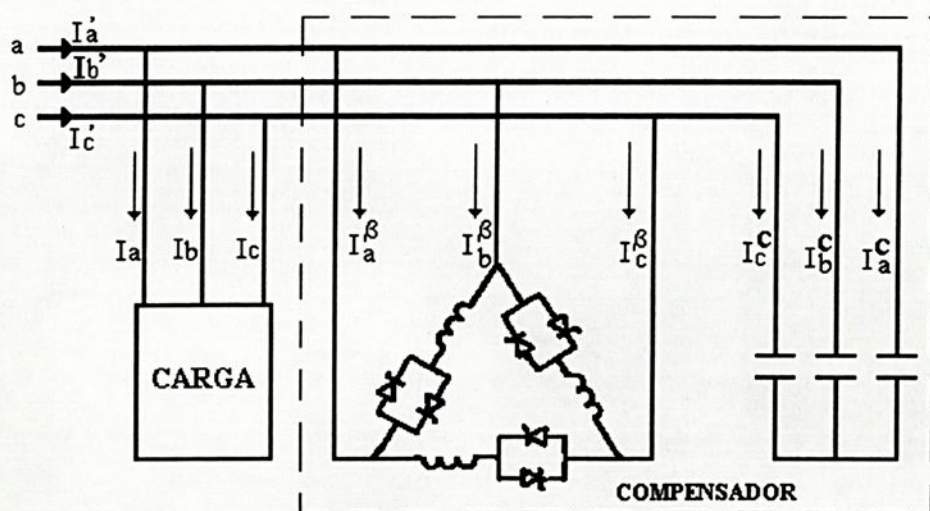


Figura (2.1) Arranjo carga - compensador estático tipo RCT

2.3 Características de funcionamento do RCT

A figura (2.2) esquematiza um dos ramos do delta da conexão de um reator controlado por tiristores alimentado por uma fonte de tensão senoidal.

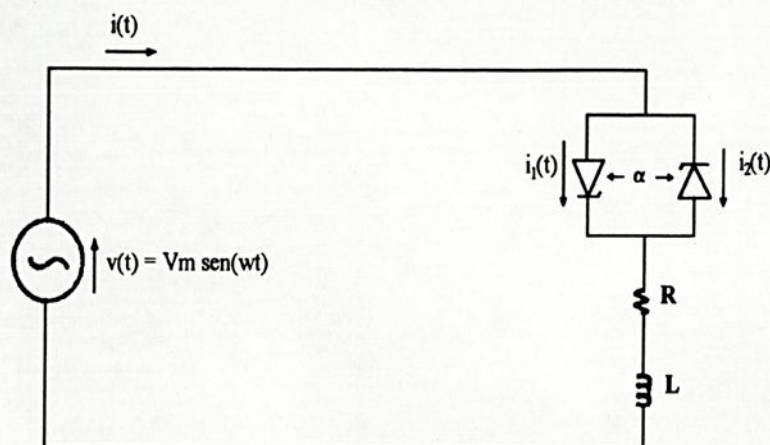


Figura (2.2) Circuito representativo de um dos ramos do delta da conexão do RCT onde R é a resistência do reator e L é a indutância do reator.

O projeto adequado do compensador estático permite que o mesmo apresente, individualmente para cada fase, um comportamento indutivo ou capacitivo.

Esta característica é obtida a partir da variação do ângulo disparo (α) dos tiristores.

As duas válvulas de tiristores em anti-paralelo, que ficam em série com o reator, podem variar seus ângulos de disparo fazendo com que o sistema sinta uma real alteração na impedância do reator na frequência fundamental, absorvendo assim menos potência reativa a medida que o ângulo de disparo dos tiristores aumenta. [09], [10].

Como se sabe [10], embora as características operacionais dos RCT's sejam atrativas, existem alguns inconvenientes associados à sua utilização. Entre eles destaca-se a geração de harmônicas.

Considerando-se inicialmente o reator puramente indutivo e adotando-se como referência o instante de zero natural da tensão, os ângulos de disparo dos tiristores poderão

variar, teoricamente, desde o zero natural da corrente ($\alpha = 90^\circ$) que resulta na máxima corrente absorvida pelo reator, até $\alpha = 180^\circ$, correspondente a um nível de corrente nulo.

Para $\alpha = 90^\circ$, verifica-se que a corrente circulante apresenta forma de onda senoidal, entretanto para qualquer valor de $\alpha > 90^\circ$ isto não se verifica, conforme se observa nas figuras (2.3) e (2.4) respectivamente.

Tal fato faz com que o RCT seja considerado uma fonte potencial de correntes harmônicas para os sistemas elétricos de potência. Neste sentido o estudo do seu comportamento como fonte harmônica é de fundamental importância para o planejamento adequado na implantação e operação deste tipo de sistema de compensação estática.

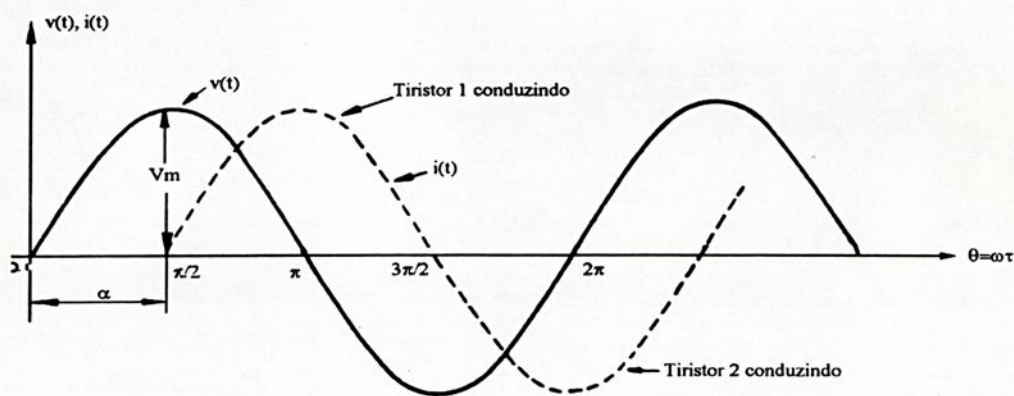
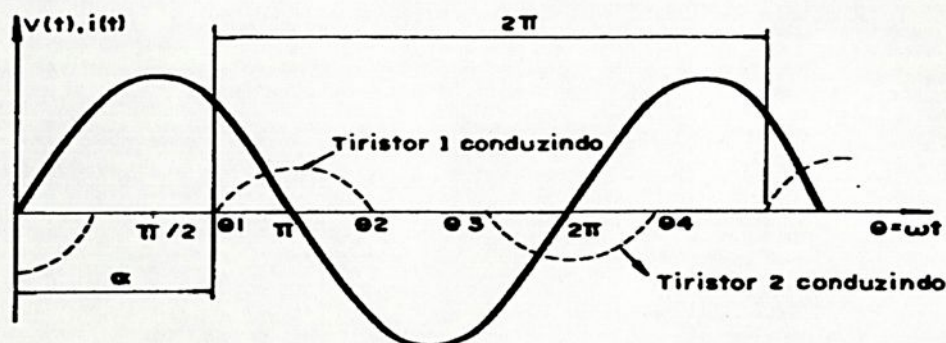


Figura (2.3) Formas de onda da tensão e da corrente em um RCT, para $\alpha = 90^\circ$



Figura(2.4) Formas de onda da tensão e da corrente em um RCT, para $\alpha = \alpha_1 > 90^\circ$

Na verdade, para uma interpretação mais realista das formas de onda nos reatores controlados, deve ser evidenciado a influência da resistência própria dos reatores. Para tanto, quando comparamos dois reatores operando com ângulo de disparo de 135° , um sem resistência e outro com fator de qualidade igual a 25, que é um valor bastante baixo em relação aos valores reais normalmente encontrados, constatamos que a influência da resistência própria do reator pode ser considerada irrelevante.

A figura (2.5), nos dá as curvas de corrente para um semiciclo de condução da primeira válvula a operar. No caso de resistência não nula constata-se uma pequena distorção na onda de corrente que faz com que o período de condução seja menor do que no caso de resistência nula. Esta distorção, porém, não altera a função básica deste tipo de compensador estático, que é proporcional a variação da absorção de potência reativa através do controle do ângulo de disparo dos tiristores. [10].

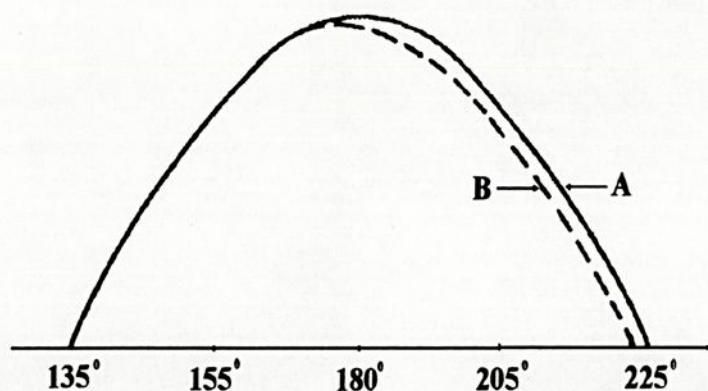


Figura (2.5) Correntes em um RCT.

[A] $Q \rightarrow \infty$

[B] $Q = 25$

A figura (2.6) ilustra a corrente total em um dos ramos do delta, considerando-se o efeito da resistência elétrica.

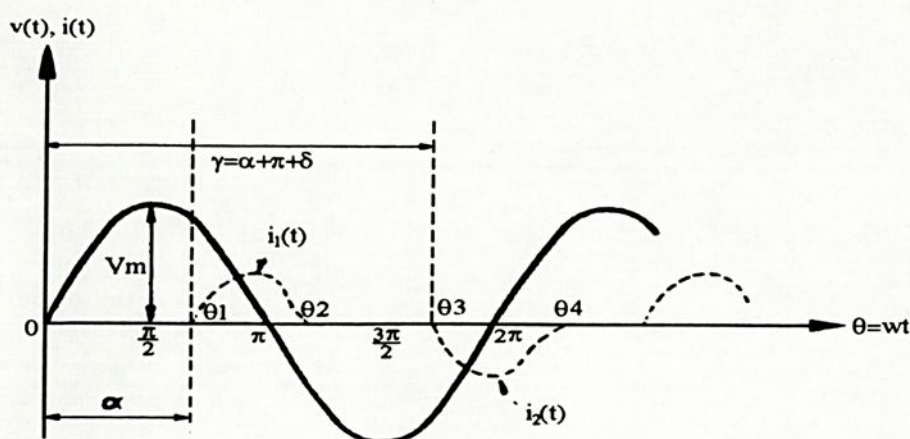


Figura (2.6) Forma de onda da tensão e da corrente de um RCT, para $\alpha \neq 90^\circ$, considerando o efeito da resistência do reator e um desequilíbrio no ângulo de disparo

2.4 Corrente de alimentação dos reatores

Com o objetivo de atender a generalidade necessária ao enfoque proposto neste trabalho, o equacionamento adotado para as correntes de alimentação dos reatores controlados admite, fundamentalmente:

- Desequilíbrios e distorções nas tensões de alimentação.
- Diferentes metodologias para o sistema de produção de pulsos.
- Desequilíbrios entre ângulos de disparo.
- Desequilíbrios entre as impedâncias do sistema.

Desta forma, para uma fase genérica m n , cujo circuito equivalente é ilustrado na figura (2.7)(a), tem-se a figura (2.7)(b) que nos dá a forma de onda da corrente de alimentação de um dos ramos do delta. Observa-se que a mencionada corrente apresenta dois pulsos, denominados pulso positivo e pulso negativo, sendo que cada um deles está associado a condução de um determinado tiristor do arranjo anti-paralelo.

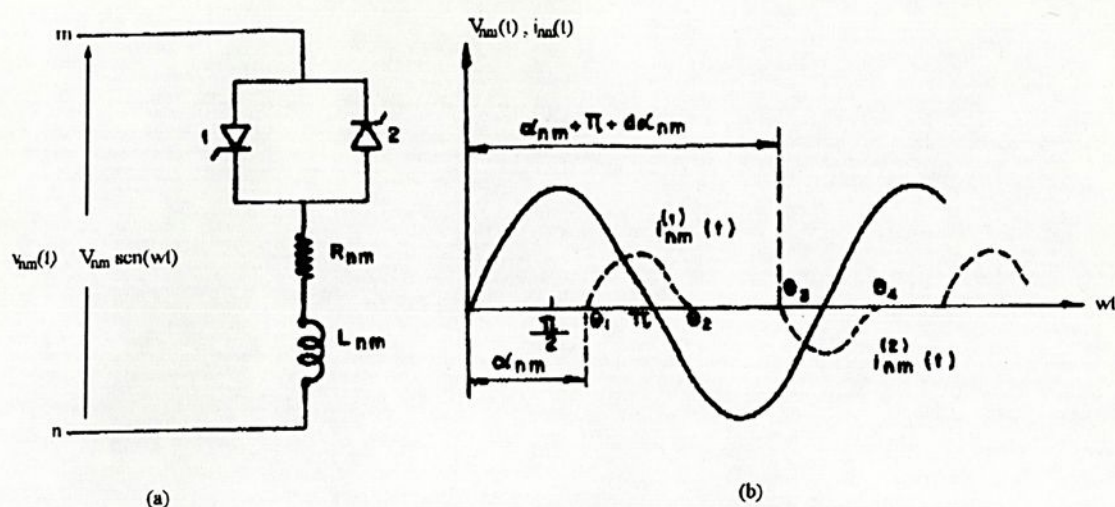


Figura (2.7) (a) Circuito

(b) Forma de onda da corrente

2.4.1 Equacionamento do pulso positivo da corrente de alimentação do RCT

Adotando-se como referência o instante de disparo do tiristor T1 indicado na figura (2.7)(a), correspondente ao ângulo θ_1 da figura (2.7)(b), tem-se:

$$v_{nm}(t) = R_{nm} \cdot i_{nm}(t) + L_{nm} \frac{di_{nm}(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Admitindo-se que a tensão de alimentação seja dada genericamente por:

$$v_{nm}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} V_{nmk} \text{sen}(k\omega t + \theta_k) \quad (2.2)$$

Conforme desenvolvimento analítico apresentado, no apêndice I, a corrente do pulso positivo será dada por:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\left(\frac{C_k - \frac{1}{T_{nm}}}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right) e^{\frac{-t}{T_{nm}}} + \frac{1}{k\omega} \cdot \left(\frac{C_k + k^2 \omega^2}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sen}(k\omega t + \varphi_k) \right] \quad (2.3)$$

onde:

nh - Máxima ordem harmônica;

k - Ordem harmônica da tensão de alimentação;

ω - Frequência Angular;

$$A_k = V_{nmk} \cdot \cos(\theta_k + k\alpha_{nm});$$

$$B_k = V_{nmk} \cdot \text{sen}(\theta_k + k\alpha_{nm});$$

$$C_k = \frac{A_k}{B_k} k\omega \quad T_{nm} = \frac{L_{nm}}{R_{nm}};$$

$$\varphi_k = \theta_k + k\alpha_{nm} - \psi_k.$$

$$\psi_k = \text{tg}^{-1}(k\omega T_{nm})$$

2.4.2 Equacionamento do pulso negativo da corrente de alimentação do RCT.

O mesmo procedimento foi utilizado para o equacionamento do pulso negativo de corrente no reator. Neste caso entretanto, a referência adotada é o instante de disparo do tiristor T2, correspondente ao ângulo θ_3 da figura (2.7)(b).

Dado a semelhança dos casos, a corrente resultante é dada pela expressão (2.4), desenvolvida no apêndice I.

$$i_{nm}^{(2)}(t) = \sum_{K=1}^{K=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\left(\frac{C_k - \frac{1}{T_{nm}}}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right) e^{\frac{-(t+t_2)}{T_{nm}}} + \frac{1}{K\omega} \cdot \left(\frac{C_k + k^2 \omega^2}{k^2 \omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sen}(k\omega t + \varphi_k) \right] \quad (2.4)$$

onde:

$$t_2 = \frac{\pi + d\alpha_{nm}}{\omega}$$

2.5 Análise de Fourier da corrente de alimentação do RCT.

A corrente total $i_{nm}(\omega t)$ em cada um dos ramos do delta do reator é dada genericamente por:

$$i_{nm}(t) = i_{nm}^{(1)}(\theta)|_{\theta_1}^{\theta_2} + i_{nm}^{(2)}(\theta)|_{\theta_3}^{\theta_4} \quad (2.5)$$

A primeira etapa para o desenvolvimento de análise de Fourier é portanto a determinação dos instantes associados aos limites de integração $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ e θ_4 .

Os ângulos de gatilhamento θ_1 e θ_3 estão intimamente ligados ao tipo de metodologia de produção de pulsos adotado para o sistema de compensação e ao ângulo de disparo α estabelecido pelo sistema de controle.

No equacionamento apresentado neste trabalho os ângulos de disparo α , assim como os erros $d\alpha$, são considerados dados de entrada e os ângulos de gatilhamento são obtidos a partir de uma das duas metodologias de produção de pulsos adotadas.

A primeira denominada Controle Individual de Produção de pulsos (CIP) é baseada na determinação dos instantes de cruzamento das tensões fase-neutro que alimentam o compensador. A partir destes instantes e do ângulo de atraso(α), é enviado o pulso de ignição, para a válvula de tiristores, que deve se encontrar diretamente polarizada.

A figura (2.8) ilustra a formação do terceiro pulso, a partir de um sistema do tipo CIP.

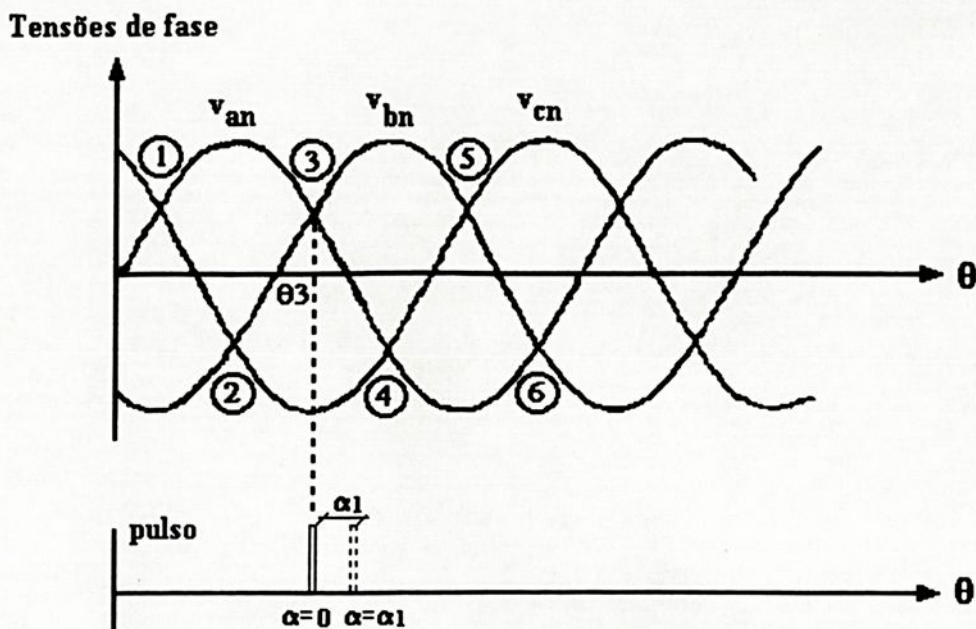


Figura (2.8) Produção do terceiro pulso utilizando sistema CIP.

Verifica-se facilmente observando a figura (2.8) que este método é bastante sensível a qualquer mudança nas formas de onda das tensões fase-neutro. Quando estas se apresentarem desequilibradas, ou com alguma distorção harmônica, os pontos de intersecção das tensões fase-neutro não estarão igualmente espaçados. Como os ângulos de ignição são contados a partir dos pontos de intersecção, estes também se darão em intervalos desiguais.

Na segunda metodologia denominada Pulso Igualmente Espaçado (PIE), os pulsos de disparo dos tiristores praticamente independem dos desequilíbrios e/ou distorções nas tensões de alimentação. Apenas a formação do primeiro pulso é sincronizada com a tensão, enquanto os demais são obtidos pela soma sucessiva de 60° [15].

Os ângulos θ_2 e θ_4 estão associados ao bloqueio dos tiristores T1 e T2 respectivamente. Isto ocorre como se sabe [19], quando a corrente circulante pelos indutores de cada ramo do delta, torna-se inferior a corrente de manutenção dos respectivos

tiristores (I_{holding}). Desta forma a determinação analítica dos mesmo é feita através da solução das equações (2.6) e (2.7), para a determinação de respectivamente

$$i_{nm}^{(1)}(\theta) = I_H^{T1} \rightarrow \theta_2 \quad (2.6)$$

$$i_{nm}^{(2)}(\theta) = I_H^{T2} \rightarrow \theta_4 \quad (2.7)$$

onde:

I_H^{T1} é a corrente de manutenção do tiristor T1

I_H^{T2} é a corrente de manutenção do tiristor T2

Uma vez obtido os intervalos de integração, os coeficientes de Fourier são genericamente dados por:

$$a_o = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{nm}^{(1)}(\omega t) d\omega t + \int_{\theta_3}^{\theta_4} i_{nm}^{(2)}(\omega t) d\omega t \right] \quad (2.8)$$

$$a_j = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{nm}^{(1)}(\omega t) \cdot \cos(j\omega t) d\omega t + \int_{\theta_3}^{\theta_4} i_{nm}^{(2)}(\omega t) \cdot \cos(j\omega t) d\omega t \right] \quad (2.9)$$

$$b_j = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{nm}^{(1)}(\omega t) \cdot \sin(j\omega t) d\omega t + \int_{\theta_3}^{\theta_4} i_{nm}^{(2)}(\omega t) \cdot \sin(j\omega t) d\omega t \right] \quad (2.10)$$

$$I_j = \sqrt{(a_j)^2 + (b_j)^2} \quad (2.11)$$

$$\phi_j = \text{tg}^{-1} \left[-\frac{b_j}{a_j} \right] \quad (2.12)$$

onde

a_0, a_j, b_j - Coeficientes de Fourier

I_j - Valor de pico do j-ésimo componente harmônico da corrente $i_{nm}(t)$.

ϕ_j - Ângulo de fase do j-ésimo componente harmônico da corrente $i_{nm}(t)$.

2.6 Correntes totais de linha absorvidas pelo RCT

Como apresentado anteriormente a forma usual de conexão dos reatores controlados é delta, conforme figura (2.9). Desta forma, as correntes de alimentação resultante nas linhas será dada pela composição das correntes dos três ramos do delta, ou seja:

$$i_A^R(t) = i_{AB}^R(t) - i_{CA}^R(t) \quad (2.13)$$

$$i_B^R(t) = i_{BC}^R(t) - i_{AB}^R(t) \quad (2.14)$$

$$i_C^R(t) = i_{CA}^R(t) - i_{BC}^R(t) \quad (2.15)$$

A figura (2.9), ilustra o arranjo, onde cada conjunto de tiristores conectados em anti-paralelo pode ter seu ângulo de ignição independentemente controlado.



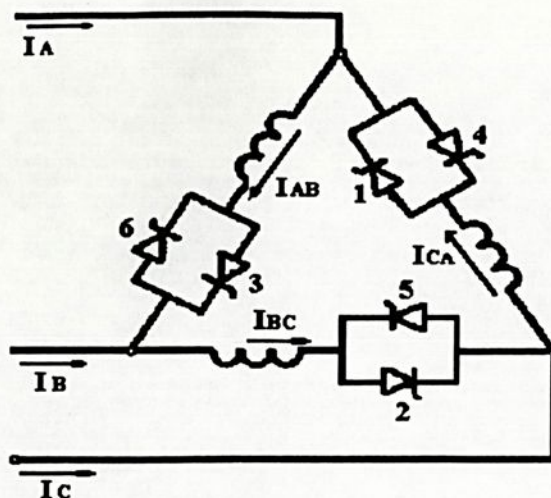


Figura (2.9) Conexão dos reatores

A referida composição das correntes é ilustrada na figura (2.10) onde a corrente na linha A é obtida para três diferentes ângulos de disparo.

É importante observar que os casos ilustrados na figura citada, referem-se a uma situação particular de operação, onde os reatores ficam acionados com ângulos de disparo idênticos nas três fases e tem suas resistências própria nula.

Sob o ponto de vista de geração de harmônicas, à semelhança das expressões (2.13), (2.14) e (2.15) tem-se:

$$\dot{I}_{aj} = \dot{I}_{abj} - \dot{I}_{caj} \quad (2.16)$$

$$\dot{I}_{bj} = \dot{I}_{bcj} - \dot{I}_{abj} \quad (2.17)$$

$$\dot{I}_{cj} = \dot{I}_{caj} - \dot{I}_{bcj} \quad (2.18)$$

onde:

$\dot{I}_{aj}, \dot{I}_{bj}, \dot{I}_{cj}$ - Fator representativo da j -ésima componente harmônica da corrente de linha das fases A, B e C respectivamente.

$\dot{I}_{abj}, \dot{I}_{bcj}, \dot{I}_{caj}$ - Fator representativo da j -ésima componente harmônica da corrente entre as fases, AB, BC e CA, respectivamente.

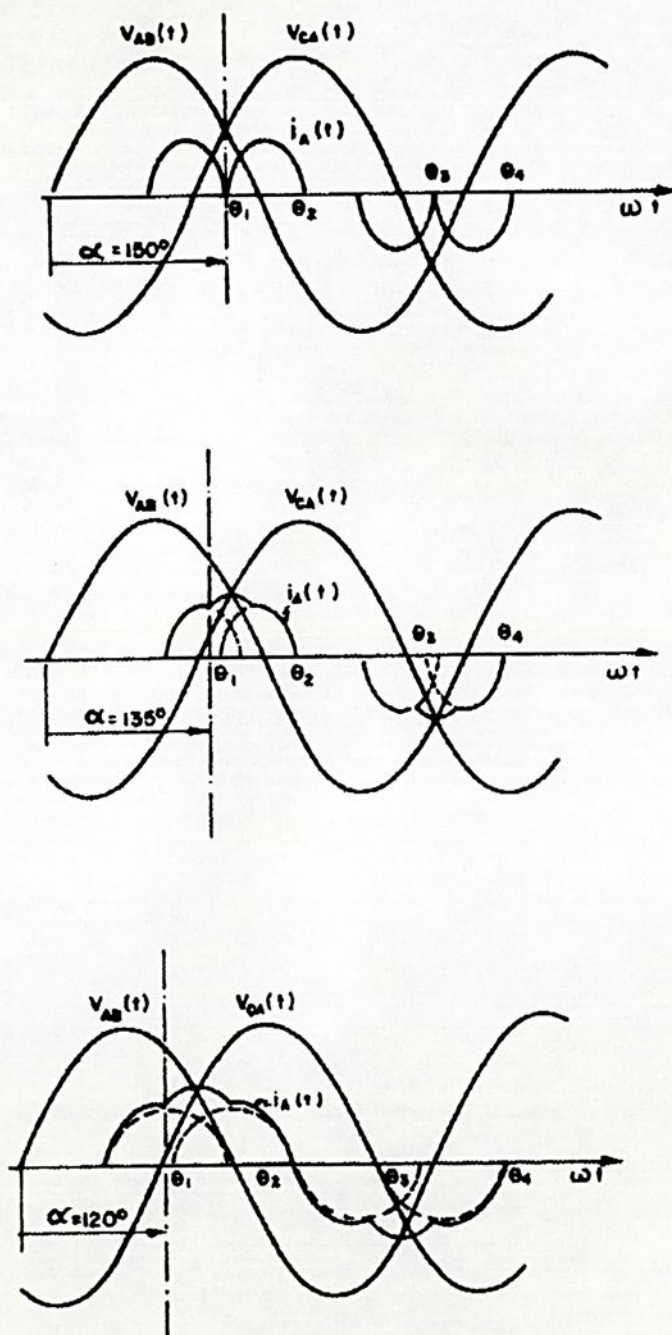


Figura (2.10) Forma de onda da corrente na linha A do reator trifásico para diferentes valores de α .

Considerando-se condições operativas idealizadas, e aplicando-se as expressões (2.8), (2.9) e (2.10), é possível verificar o comportamento das amplitudes das harmônicas de corrente de cada reator em função dos ângulos de disparo α .

A figura (2.11) ilustra os resultados para a situação apresentada.

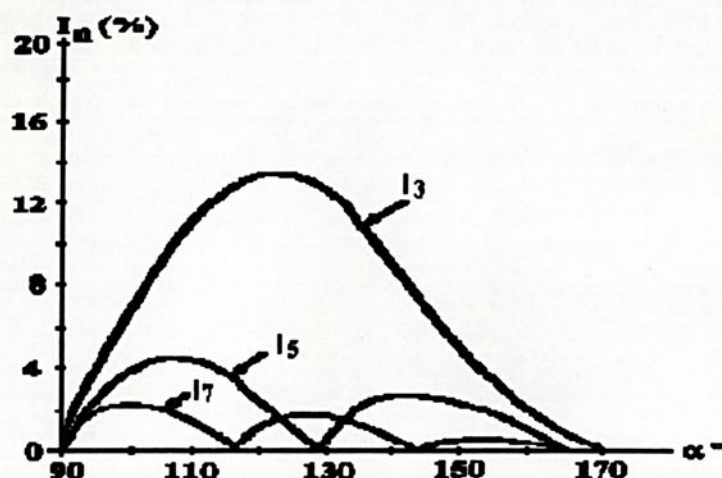


Figura (2.11) Harmônicas da corrente no RCT em função de α , com resistências próprias dos reatores nula

A utilização da conexão delta, para o reator trifásico é particularmente importante pois possibilita a eliminação de parte do conteúdo harmônico nas correntes de linha.

Notadamente ordens harmônicas múltiplas de três, as quais possuem apenas componente de sequência nula, não se propagam pelas linhas de alimentação.

Naturalmente, trata-se de um caso particular onde as condições operativas são idealizadas e os ângulos de disparo são os mesmos nas três fases. Nestas condições, pode-se dizer que o conteúdo harmônico característico esperado na operação de um reator controlado trifásico é dado por:

$$N = 6k \pm 1 \quad (2.19)$$

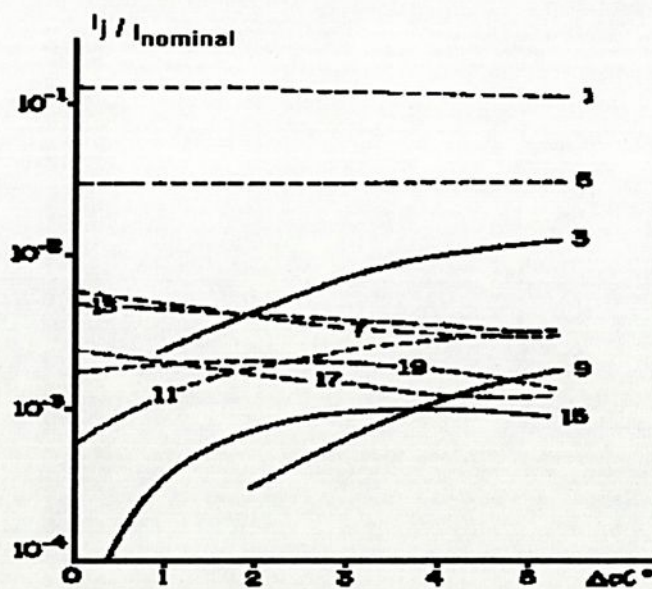
com $k=1,2,3,4,\dots$

Existem entretanto situações onde as condições operativas idealizadas não são verificadas. Na verdade em qualquer situação real de operação é praticamente impossível atender as condições idealizadas.

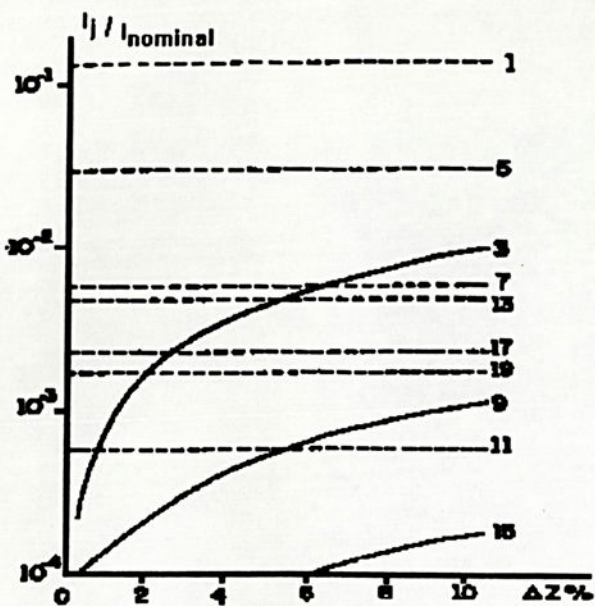
Os sistemas elétricos, na prática, estão sujeitos a vários tipos de desequilíbrios que se manifestam com diferentes intensidades, dependendo das condições impostas pelas diferentes cargas elétricas alimentadas, e da constituição física dos próprios reatores.

Tais ocorrências fazem com que o conteúdo harmônico presente nas correntes de alimentação destes equipamentos sejam sensivelmente diferentes daquelas previstas na figura (2.11). Estas alterações se manifestam introduzindo assimetrias e sobretudo um conteúdo harmônico adicional. Estas harmônicas adicionais, não presente na expressão (2.19)) denominam-se harmônicas não características e muitas vezes são as principais responsáveis por problemas de operação dos sistemas de compensação estática.

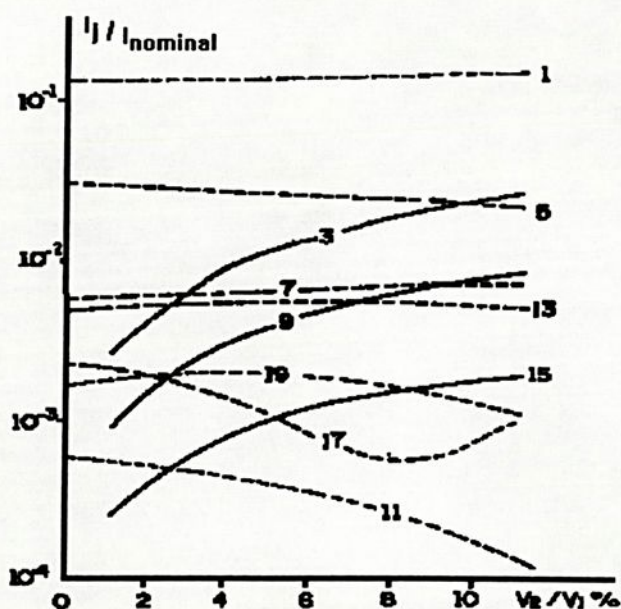
A figura (2.12) apresenta a título de ilustração a variação das harmônicas de uma instalação típica, sujeita a diferentes tipos de operações não idealizadas, com ângulo de disparo igual a 140° , extraídas da referência [13].



(a) Com desequilíbrio do ângulo de disparo.



(b) Com desequilíbrio dos reatores.



(c) Com o desequilíbrio de tensão.

Figura (2.12) Variação das correntes harmônicas de linha produzidas por um RCT, com diferentes desequilíbrios

CAPÍTULO 3

Transformador sob saturação cc

3.1 Introdução

Da teoria clássica sabe-se que um transformador à vazio, sendo excitado por uma fonte senoidal no primário, em razão da não linearidade magnética, absorve do sistema alimentador uma corrente elétrica não senoidal, simétrica, que contém apenas harmônicas de ordem ímpar. Estas componentes harmônicas geralmente são de proporções reduzidas quando comparadas à outras fontes geradoras de harmônicas, sobretudo quando se trata de transformadores trifásicos.

Existem entretanto condições operativas especiais onde, devido a saturação magnética do núcleo, verifica-se um considerável aumento do conteúdo harmônico gerado, tanto em ordem quanto em amplitudes. Particularmente destaca-se a saturação assimétrica, devido a dupla excitação CA/CC.

Este fenômeno normalmente se apresenta quando o transformador alimenta algumas cargas elétricas especiais, como por exemplo os compensadores estáticos, que sob operação não idealizada apresenta níveis médios nas correntes de alimentação .

As componentes contínuas circulando pelo enrolamentos do transformador pode levá-lo a um estado de saturação assimétrica, devido a superposição do fluxo magnético convencional CA ao fluxo residual CC.

Nestas condições operativas as correntes magnetizantes são fortemente distorcidas e apresentam ordens harmônicas pares e ímpares com amplitudes significativamente maiores do que aquelas observadas em condições normais de operação. Desta forma o transformador torna-se uma fonte potencial de correntes harmônicas.



As considerações físicas, discussões de resultados, proposta de modelos, e conclusões sobre o comportamento de transformadores submetidos à dupla excitação CA/CC foram apresentadas em trabalhos anteriores [01]

Este capítulo tem por objetivo apresentar o modelo anteriormente proposto [01] e analisar os resultados advindos do funcionamento magneticamente assimétrico, de transformadores trifásicos. Os estudos são realizados com vistas a análise das conexões trifásicas dos enrolamentos vinculados ao arranjo de bancos de transformadores monofásicos.

3.2 Corrente magnetizante sob saturação CC.

Transformadores de potência quando submetidos à dupla excitação CA/CC, passam a operar de forma assimétrica, absorvendo correntes magnetizantes com alto conteúdo harmônico e com valores de pico sensivelmente alterados em relação a sua condição normal de funcionamento, conforme observado na figura (3.1)

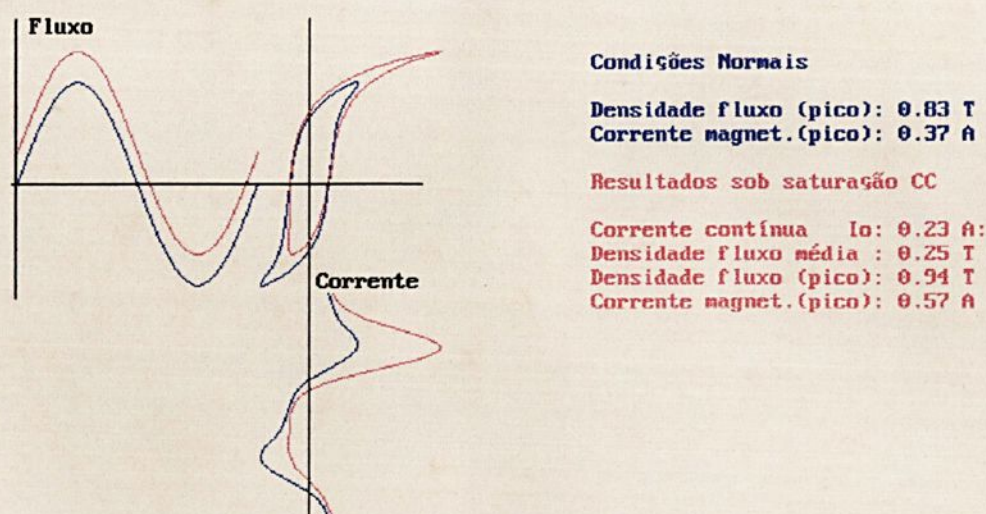


Figura (3.1) - Corrente de magnetização assimétrica

Para análise do efeito de saturação magnética nos transformadores, adotou-se a formulação matemática proposta na referência [01], que permite quantificar, ainda de forma idealizada, o comportamento da corrente magnetizante.

No estudo do fenômeno abordado neste trabalho é de fundamental importância a representação da não linearidade existente entre o fluxo magnético, que se estabelece no núcleo do transformador e a respectiva corrente de excitação. A representação analítica do laço de histerese é realizada admitindo-se o comportamento magnético do núcleo sendo composto de duas parcelas. A primeira parcela está relacionada com a perda por histerese e Foucault, representada por uma resistência constante conforme proposto nas referências [01], [04].

A segunda está associada a características de magnetização propriamente dita e é representada por uma indutância não linear. A não linearidade magnética é representada pela curva normal de magnetização modelada através da função hiperbólica dada pela expressão (3.1)

$$H = a \cdot \sinh(b \cdot B) \quad (3.1)$$

onde:

H - Intensidade de campo magnético ;

B - Densidade de fluxo magnético ;

a, b -Constantes obtidas por processo de ajuste da função hiperbólica à característica de magnetização, obtidas através de ensaios do material magnético empregado.

A figura (3.2) ilustra a corrente magnetizante obtida através da modelagem proposta.

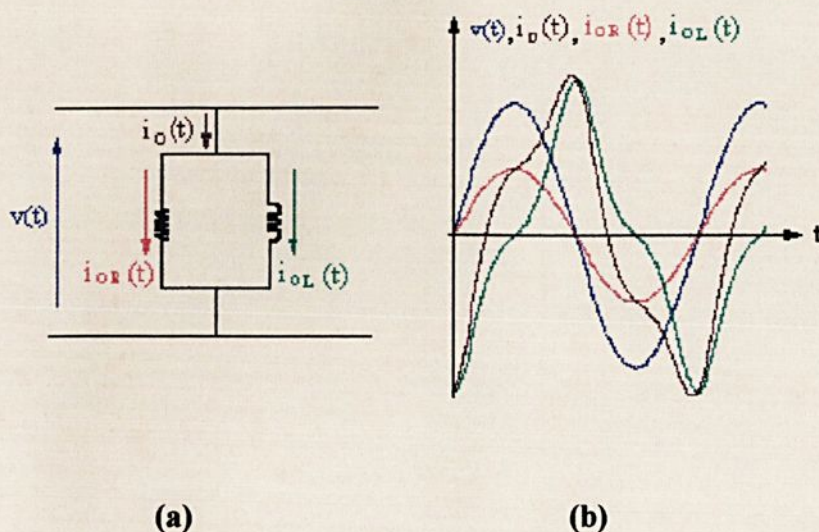


Figura.(3.2) (a) Circuito equivalente do núcleo, utilizado na modelagem proposta
 (b) Formas de onda da tensão de alimentação do transformador, da corrente magnetizante total e das parcelas da corrente magnetizante devido a magnetização e a relacionada com as perdas

A expressão (3.2) relaciona a tensão de alimentação e a corrente total absorvida no enrolamento primário do transformador.

$$v_p = r_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + N_p \frac{d\phi}{dt} \quad (3.2)$$

onde:

i_p - Corrente total de alimentação primária ;

r_p - Resistência elétrica do primário ;

L_p - Indutância de dispersão do primário ;

N_p - Número de espiras do enrolamento primário ;

ϕ - Fluxo magnético no núcleo .

Na operação à vazio, a corrente total de alimentação é, como se sabe, composta apenas pela componente magnetizante, cujos valores situam-se entre 0,5% e 5% da corrente nominal. Nestas condições é usual desprezar as quedas de tensão devido à resistência e indutância de dispersão.

Sob condições de dupla excitação CA/CC, e particularmente para altos níveis de saturação CC, as correntes magnetizantes ficam substancialmente alteradas, e consequentemente a simplificação mencionada pode comprometer significativamente os resultados. Entretanto para os casos abordados neste trabalho, as possíveis injeções de corrente, oriundas da operação não idealizada dos reatores controlados, na prática limitam-se a 4% da sua corrente nominal, tornando viável a utilização de modelos simplificados. Desta forma desprezando-se as quedas de tensão na resistência e na indutância de dispersão, a tensão de alimentação se relaciona com o fluxo magnético no núcleo através da expressão (3.3).

$$v_p \cong N_p \frac{d\phi}{dt} \quad (3.3)$$

Admitindo-se uma tensão de alimentação senoidal obtem-se a expressão (3.4) para o cálculo do fluxo magnético instantâneo no núcleo.

$$\phi = \phi_o + \hat{\phi} \sin(\omega t + \beta) \quad (3.4)$$

onde:

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{v}}{\omega N_p}$$

$\hat{v}$ - Valor de pico da tensão de alimentação ;

ϕ_o - Fluxo médio ;

β - Ângulo de fase da tensão de alimentação .

A força magnetomotriz total aplicada ao circuito magnético do transformador depende apenas da corrente de excitação e é dada pela expressão (3.5) .

$$N_p i_m = H \ell \quad (3.5)$$

onde:

i_m - Corrente de excitação total .

ℓ - Comprimento magnético ;

Finalmente a partir das expressões (3.1), (3.4) e (3.5), obtem-se a expressão (3.6) que relaciona a corrente de excitação primária com o fluxo magnético no núcleo.

$$N_p \left(\sum \underline{i}_m + I_{mo} \right) = a \ell \sinh \left\{ \frac{b}{A} [\phi_o + \hat{\phi} \sin(\omega t + \beta)] \right\} + \frac{\dot{V}_p}{r_p} \quad (3.6)$$

onde:

$\underline{i}_m$ - Fundamental e harmônicas da corrente de excitação ;

I_{mo} - Componente média da corrente de excitação ;

A - Área da secção transversal do núcleo ;

3.2.1 Cálculo do conteúdo harmônico.

A função hiperbólica dada na expressão (3.6) possui característica periódica . Assim, conforme estabelecido pela teoria clássica, esta pode ser representada através da série trigonométrica de Fourier. Para tanto, a solução das integrais que definem os



coeficientes de Fourier pode ser obtida com o auxílio de funções modificadas de Bessel, como proposto na referência [01]. As amplitudes das harmônicas ímpares e pares de ordem n , são então dadas pelas expressões (3.7) e (3.8) respectivamente.

$$\hat{I}_n = \left\{ \frac{2 a \ell \lambda_n(\psi_m)}{N_p} \left[1 + \left(\frac{I_{mo}}{a \ell \lambda_o(\psi_m)} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \right\}_{n=\text{ímpar}} \quad (3.7)$$

$$\hat{I}_n = \left(\frac{2 I_{mo}}{N_p \lambda_o(\psi_m)} \right)_{n=\text{par}} \quad (3.8)$$

onde:

$\hat{I}_n$ - Valor de pico do n -ésimo componente harmônico, da corrente de excitação ;

$\lambda_n(\psi_m)$ - Função modificada de Bessel de ordem n ;

$\lambda_o(\psi_m)$ - Função modificada de Bessel de ordem zero ;

I_{mo} - Valor médio da corrente de excitação ;

O desempenho do modelo proposto foi testado na referência [01]. Para isto utilizou-se um transformador monofásico cuja curva normal de magnetização é ilustrada na figura (3.3)

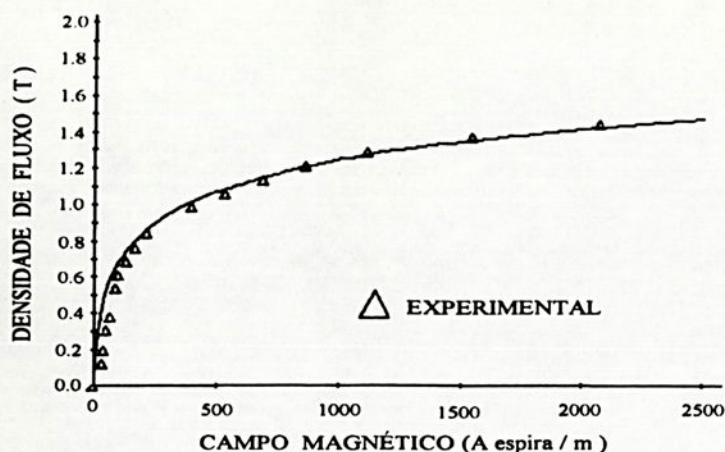


Figura (3.3) Característica normal de magnetização

O transformador foi submetido a diferentes estados de saturação CC e nestas condições foram efetuadas várias medições. Apresentam-se nas figuras (3.4) e (3.5), os resultados simulados e experimentais com respeito aos valores de pico e ao conteúdo harmônico de corrente magnetizante, respectivamente.

Da comparação entre os resultados pode-se dizer que a modelagem utilizada é adequada para os propósitos do presente trabalho.

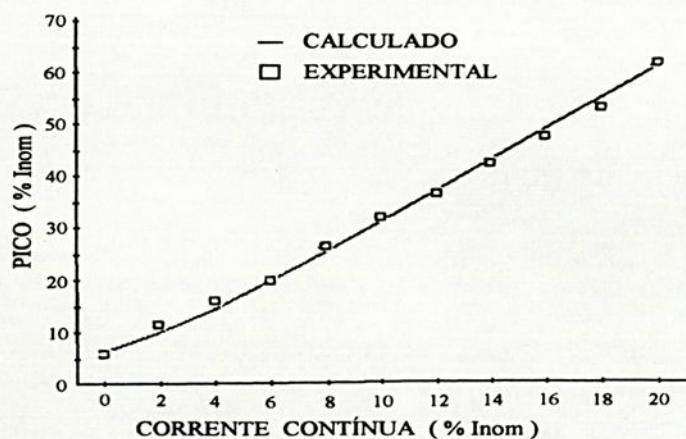


Figura (3.4) Comparação entre valores de pico da corrente magnetizante obtidos experimentalmente e computacionalmente

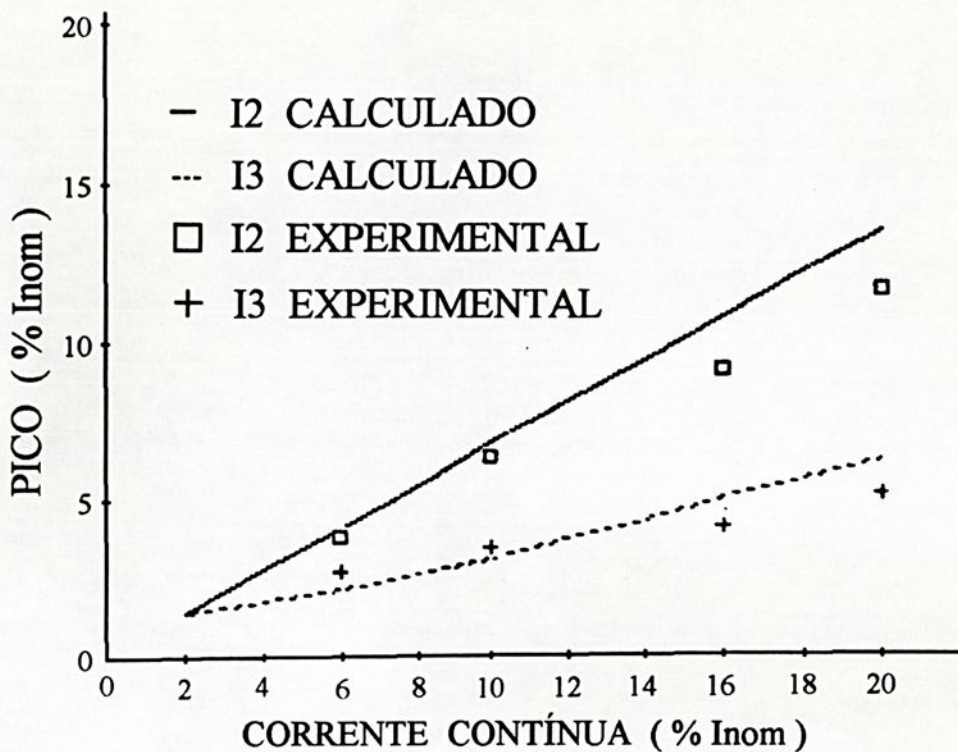


Figura (3.5) Variação do segundo e terceiros harmônicos da corrente de magnetização para 100% da tensão nominal.

3.3 Magnetização assimétrica em transformadores trifásicos formados por unidades monofásicas.

Considerando-se a independência entre os circuitos magnéticos de uma unidade trifásica, formada por um banco de monofásicos, é possível estender a utilização da modelagem anteriormente proposta. Portanto, em se tratando de transformadores trifásicos tipo banco, as correntes de linha e seus respectivos conteúdos harmônicos são determinados pela composição dos resultados obtidos para cada uma das unidades

monofásicas. Destaca-se entretanto que esta metodologia somente se aplica quando o fluxo resultante de cada unidade puder ser admitido como sendo senoidal, como estabelecido na equação (3.4).

Para o caso da conexão em estrela isolada, não há circulação dos componentes harmônicos de seqüência zero da corrente magnetizante, e desta forma o fluxo resultante no núcleo pode apresentar distorções harmônicas bastante acentuadas inviabilizando a aplicação da metodologia proposta. Entretanto, na maioria dos casos práticos, onde este tipo de conexão é empregada garante-se um fluxo aproximadamente senoidal no núcleo de cada uma das unidades monofásicas, através do uso de enrolamentos terciários conectados em triângulo. Assim com algumas adaptações a metodologia pode ser empregada, bastando eliminar os componentes de seqüência zero das correntes magnetizantes que circulam nos enrolamentos primário de cada unidade monofásica.

3.3.1 Resultados simulados em transformadores trifásicos tipo banco de monofásicos sob dupla excitação CA/CC.

Para ilustrar a composição das correntes magnetizantes de linha, apresenta-se a seguir alguns resultados simulados, enfocando seu comportamento no tempo e o respectivo conteúdo harmônico em regime permanente. Tais resultados dependem não só da distribuição das componentes CC entre os enrolamentos que compõem cada unidade monofásica, mas também, do tipo de conexão empregada. Particularmente são apresentados resultados para as conexões Estrela/Estrela e Delta/Estrela isolada normalmente utilizadas em sistemas de compensação estática.

Para bancos trifásicos com secundário conectado em Estrela isolada ou Delta, devido ao tipo de conexão no enrolamento secundário, o somatório das correntes contínuas

nas linhas é necessariamente nulo, uma vez que não há caminho de retorno. Adotou-se então a título de exemplo, a seguinte distribuição de corrente contínua :

$$I_{0a} = 5\% I_{nt} \quad I_{0b} = -2,5\% I_{nt} \quad I_{0c} = -2,5\% I_{nt}$$

onde:

I_{0j} - Componente contínua na linha j;

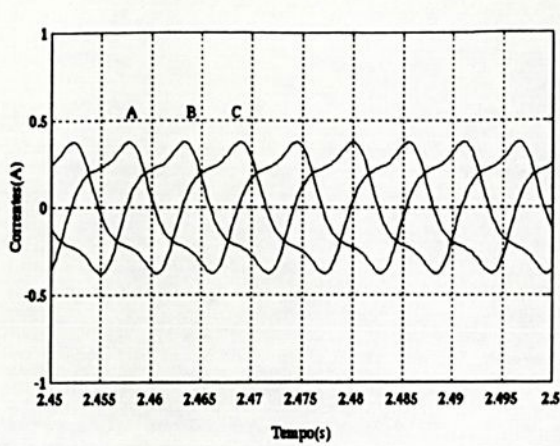
I_{nt} - Corrente nominal do transformador.

A figura (3.6)(a) apresenta as correntes magnetizantes de linha sob condições normais de operação, para conexão Estrela aterrada/Estrela isolada.

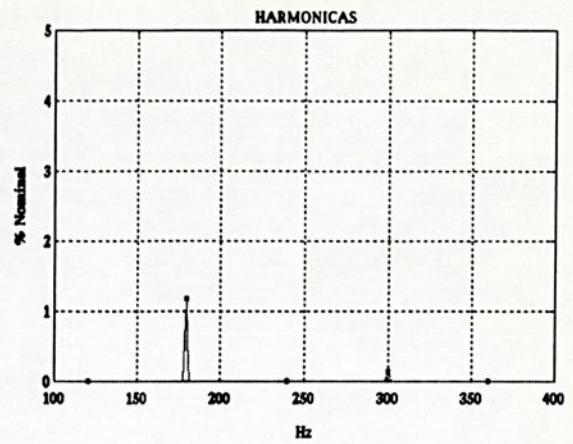
Naturalmente, devido ao tipo de conexão empregada, observa-se na figura (3.6)(b) que o conteúdo harmônico da corrente na fase C apresenta apenas ordens harmônicas ímpares, inclusive aquelas múltiplas de três.

Para a citada condição de dupla excitação, ou seja $I_{0a}=5\% I_{nt}$, $I_{0b}=-2,5\% I_{nt}$, $I_{0c}=-2,5\% I_{nt}$, verifica-se na figura (3.6)(c) um considerável aumento de distorções nas correntes de excitação do transformador.

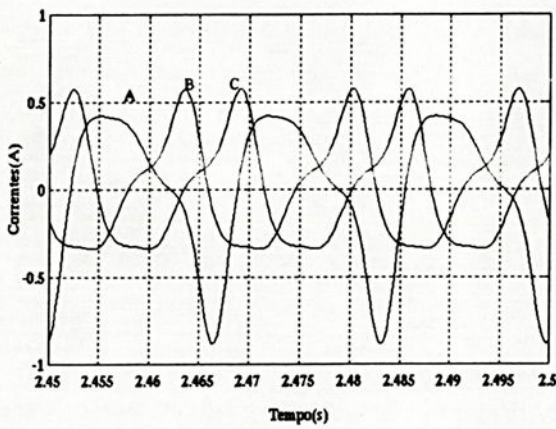
A figura (3.6)(d) ilustra o conteúdo harmônico associado a corrente da fase C onde se observa o aumento das amplitudes das harmônicas ímpares, e sobretudo o aparecimento de ordens harmônicas pares.



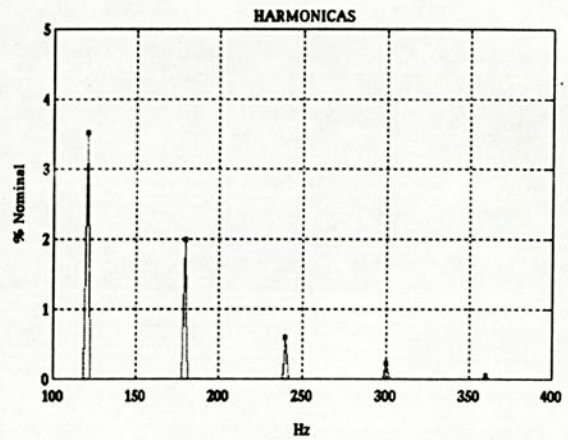
(a) Normal.



(b) Normal, fase C.



(c) Sob saturação.



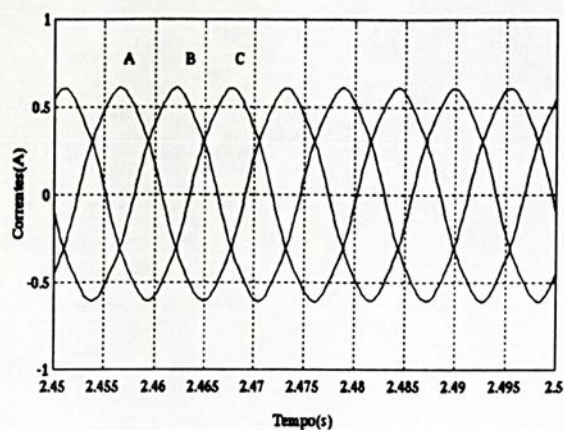
(d) Sob saturação, fase C

Figura (3.6) Transformador trifásico na conexão estrela aterrada/estrela isolada.

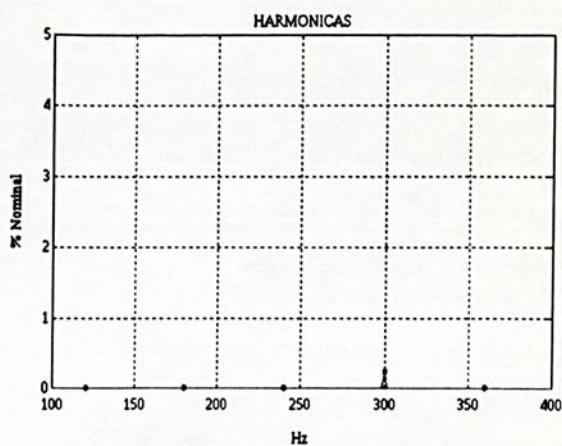
As figuras (3.7) (a), (b), (c) e (d) apresentam resultados equivalentes para as correntes magnetizantes associadas agora a conexão Delta/Estrela isolada, na mesma seqüência descrita para o caso anterior.

Esta conexão, naturalmente impede a circulação

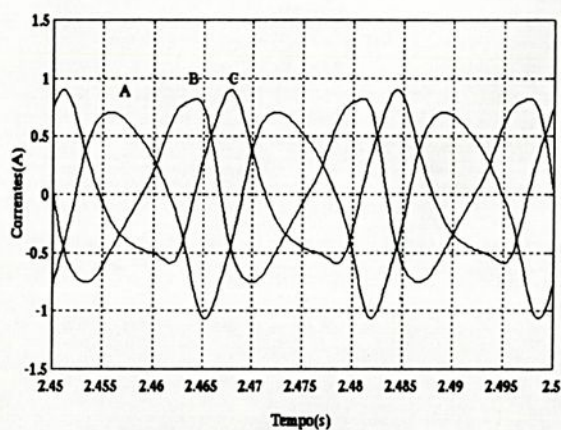
ção de componentes harmônicas de sequência zero, o que representa em última análise uma diminuição global das amplitudes das harmônicas nas correntes de linha



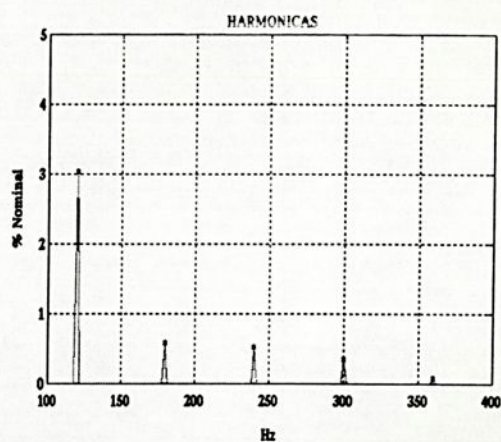
(a) Normal.



(b) Normal, fase C.



(c) Sob saturação.



(d) Sob saturação, fase C

Figura (3.7) Transformador trifásico na conexão triângulo/estrela isolada

CAPÍTULO 4

Interação entre o Compensador Estático tipo RCT e o Transformador alimentador

4.1 Introdução

Como visto no capítulo 2, o RCT operando sob condições idealizadas, injetará no sistema as denominadas harmônicas características. Verificou-se também que quando as condições idealizadas são violadas, o que é na verdade uma situação mais realista, os reatores controlados a tiristores geram um conteúdo harmônico adicional denominado não característico.

Embora a metodologia proposta em trabalhos anteriores [09], [10], [13], e apresentada no capítulo 2 deste trabalho, seja suficientemente genérica no sentido de constituir uma boa ferramenta de cálculo para análise dos RCT's como fontes harmônicas, verifica-se ainda uma importante etapa que não foi contemplada. Trata-se da influência do transformador alimentador no comportamento global da instalação compensadora, sob o ponto de vista da geração de harmônicas.

O transformador pode influenciar o comportamento do RCT, no tocante a geração de harmônicas, basicamente de duas formas.

A primeira esta ligada a forma de onda da tensão resultante na barra do RCT.

As correntes harmônicas produzidas pelo RCT provocam quedas de tensão nas respectivas frequências harmônicas, devido a impedância de dispersão do transformador e conseqüentemente distorce a tensão de alimentação. Este processo interfere na operação do RCT, devido a alteração da tensão de alimentação dos reatores controlados, e

indiretamente através da alteração das formas de onda da tensão de referência dos circuitos geradores de pulsos.

Por outro lado, sob condições não ideais de operação o RCT, além de apresentar um conteúdo harmônico não característico, como visto anteriormente, também poderá gerar níveis contínuos nas suas correntes de alimentação. A circulação de componente contínua através dos embobinamentos do transformador alimentador do RCT, como visto no capítulo 3, faz com que o mesmo passe a operar de forma assimétrica, ou seja saturado, alterando-se consequentemente a forma de onda da corrente magnetizante. Nestas condições o transformador passa a ser uma fonte adicional de correntes harmônicas e pode interferir de maneira drástica no comportamento global do sistema de compensação.

Neste capítulo pretende-se estabelecer uma modelagem mais abrangente no sentido de incluir os efeitos da saturação magnética do transformador alimentador do RCT, no cálculo do conteúdo harmônico gerado pelo sistema de compensação.

4.2 Geração de Componente Contínua pelo RCT

Através do controle sobre os ângulos de disparo dos tiristores tem-se a definição das correntes estabelecidas sobre os reatores, e assim, obtendo no conjunto de reatores um nível de corrente que pode ser controlado de forma contínua e individual por fase.

Quando o tiristor 1, que estabelece a condução do pulso positivo de corrente, for disparado com α , o tiristor 2, da mesma fase, deverá ser gatilhado com $\gamma = \alpha + \pi$, para uma mesma referência de ângulos. Caso isto não ocorra, além de resultar em diferentes intervalos de condução entre os pulsos positivo e negativo de corrente, estes serão regidos por equações diferenciais com parâmetros distintos e as correntes de alimentação do RCT apresentam valores médios I_o .

A figura (4.1) ilustra a formação dos pulsos positivo e negativo de corrente na presença de um desvio δ no disparo do tiristor 2.



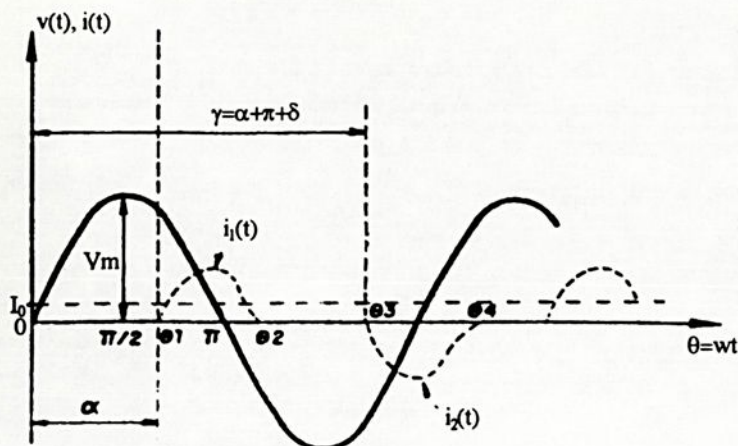


Figura (4.1) Forma de onda da tensão e da corrente de um RCT, para $\alpha \neq 90$ considerando o efeito da resistência do reator e um desequilíbrio no ângulo de disparo

Para efeito de análise, o cálculo deste valor médio pode ser feito a partir das expressões analíticas simplificadas dos pulsos positivo e negativo da corrente, obtidas na referência [09] e que são dadas pelas expressões(4.1) e (4.2)

$$i_1(\theta) = \hat{I} [\sin(\theta - \theta_c) - e^{-\tau(\theta - \alpha)} \sin(\theta_c - \alpha)] \quad (4.1)$$

$$i_2(\theta) = \hat{I} [\sin(\theta - \theta_c) - e^{-\tau(\theta - \gamma)} \sin(\gamma - \alpha)] \quad (4.2)$$

onde:

$$\hat{I} = \frac{\hat{V}}{\sqrt{[R^2 + (\omega L)^2]}};$$

$\hat{V}$ - Valor de pico da tensão no reator;

$$\theta_c = \text{tg}^{-1}(\omega L/R);$$

$$\gamma = \alpha + \delta + \pi;$$

$$\tau = R/\omega L;$$

α - Ângulo de disparo;

δ - Erro de disparo;

L - Indutância do reator;

R - Resistência elétrica do reator.

A componente média da corrente no reator é calculada por:

$$I_0 = \frac{(A_0^+ + A_0^-)}{2\pi} \quad (4.3)$$

onde:

$$A_0^+ = \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_1(\theta) d\theta \quad (\text{pulso positivo});$$

$$A_0^- = \int_{\theta_3}^{\theta_4} i_2(\theta) d\theta \quad (\text{pulso negativo});$$

θ_i - Ângulos limites dos pulsos positivo e negativo.

Calculando-se as integrais e substituindo-se os resultados obtidos na expressão (4.3), tem-se:



$$I_o = \frac{\hat{I}}{2\pi} \left[\Delta E - \sum_{i=1}^{i=4} (-1)^i \cos(\theta_i) \cos(\theta_c) - \sum_{i=1}^{i=4} (-1)^i \sin(\theta_i) \sin(\theta_c) \right] \quad (4.4)$$

onde:

$$\Delta E = \sin(\alpha - \theta_c) e^{-\tau(\theta-\gamma)} I_{\theta_1}^{\theta_2} + \sin(\gamma - \theta_c) e^{-\tau(\theta-\gamma)} I_{\theta_1}^{\theta_2}.$$

Para as demais fases do sistema alimentador as componentes médias são obtidas por procedimento análogo.

Para a utilização da expressão (4.4) é necessário inicialmente determinar os ângulos limites dos pulsos positivo e negativo.

Desprezando-se os efeitos da resistência tem-se que:

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \alpha \\ \theta_2 &= 2\pi - \alpha \\ \theta_3 &= \pi + \alpha + \delta \\ \theta_4 &= 3\pi - \alpha - \delta \end{aligned} \quad (4.5)$$

Substituindo-se os valores da expressão (4.5) na expressão (4.4), temos a expressão

$$I_o = \frac{\hat{I}}{\pi} \left[d_1 (1 - \cos(\delta)) + d_2 \sin(\delta) + d_3 \cdot \delta \cdot \sin(\delta) + d_4 \cdot \delta \cdot \cos(\delta) \right] \quad (4.6)$$

onde:

$$d_1 = \text{sen}(\alpha) + (\pi - \alpha) \cdot \cos(\alpha)$$

$$d_2 = (\pi - \alpha) \cdot \text{sen}(\alpha) - \cos(\alpha)$$

$$d_3 = -\text{sen}(\alpha)$$

$$d_4 = \cos(\alpha)$$

A expressão (4.6) pode ainda ser simplificada, obtendo-se a expressão (4.7), admitindo-se as aproximações cabíveis, quando se considera pequenos desvios de disparo δ , fornecendo resultados satisfatórios para a maioria dos casos práticos [09]

$$I_o = \frac{(Q_r \cdot 10^3) \sqrt{2}}{3 \cdot \pi \cdot V_{\text{nom}}} [(\pi - \alpha - \delta) \cdot \delta \cdot \text{sen}(\alpha)] \quad (4.7)$$

onde:

Q_r = Potência total do banco de reatores (MVAR);

V_{nom} = Tensão nominal (kV).

A figura (4.2) ilustra a variação da componente contínua gerada em um reator controlado, com o desvio nos ângulos de disparo para diferentes valores de α .



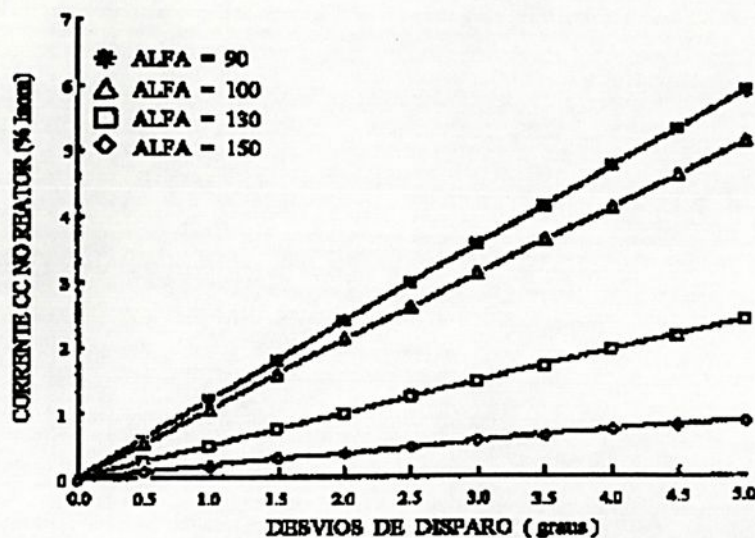


Figura (4.2) Variação de I_0 , para diversos ângulos de disparo contemplando desvios nos mesmos.

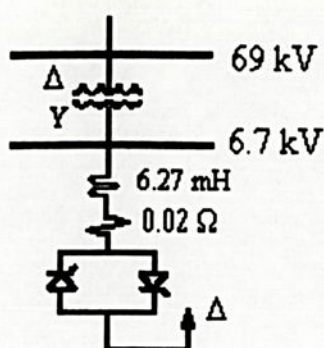
Cabe salientar que os RCT's conectados a sistemas trifásicos normalmente operam em delta e desta forma, as componentes da corrente de alimentação de linha, são diretamente obtidas pela composição das correntes médias dos reatores, ou seja:

$$I_{oa} = I_{ab_o} - I_{ca_o} \quad (4.8)$$

$$I_{ob} = I_{bc_o} - I_{ab_o} \quad (4.9)$$

$$I_{oc} = I_{ca_o} - I_{bc_o} \quad (4.10)$$

A figura (4.3) ilustra os níveis de corrente contínua geradas em uma instalação trifásica típica.



Instalação típica

reator	i (kA)	α (g)	δ (g)	r (Ω)	x (Ω)
ab	4.0	93.0	-2.1	0.02	2.36
bc	4.0	100.0	0.9	0.02	2.36
ca	4.0	91.0	2.5	0.02	2.36
reator	θ_1 (g)	θ_2 (g)	θ_3 (g)	θ_4 (g)	
ab	93.00	264.14	272.90	351.24	
bc	100.00	259.28	280.90	338.38	
ca	91.00	268.07	273.80	354.87	
componentes contínuas			(% I _{nom})		
reator ab - 1.40			linha a - 3.11		
reator bc - 0.55			linha b - -1.95		
reator ca - 1.71			linha c - -1.16		

Figura (4.3) Instalação típica com as respectivas características de operação do reator

4.3 Efeito da saturação do transformador alimentador do RCT na geração de harmônicas em um sistema de compensação estática.

Com o objetivo de ilustrar a importância do efeito da magnetização assimétrica do transformador no cálculo das harmônicas totais de uma instalação compensadora, apresenta-se a seguir alguns resultados ilustrativos. Para tanto considerou-se o arranjo ilustrado na figura (4.4).

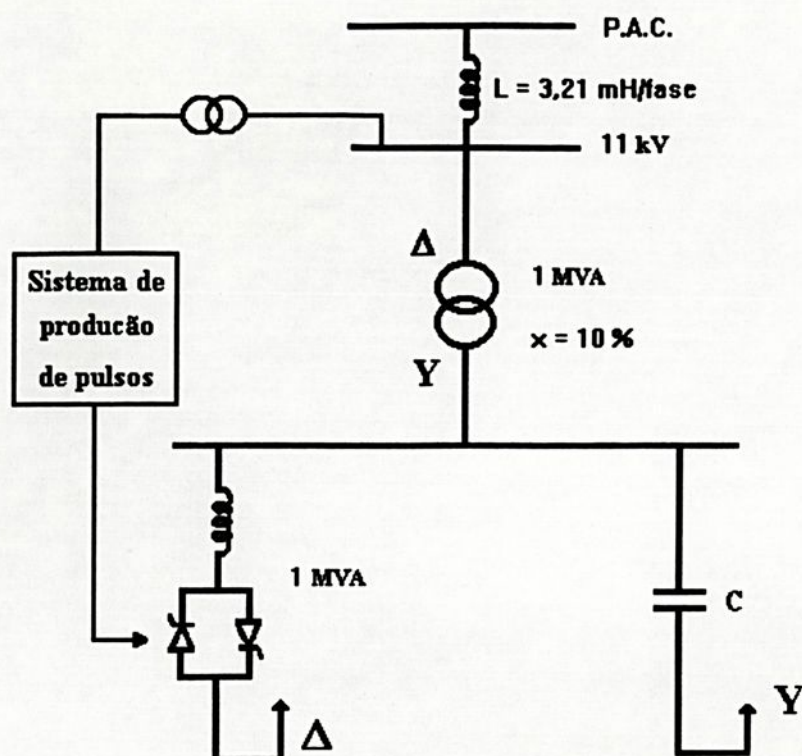


Figura (4.4) Arranjo do sistema de compensação utilizado nas simulações.

O transformador trifásico é formado por um banco de monofásicos, cujos principais parâmetros são:

Potência nominal	:	333 kVA
Tensão nominal	:	11 kV
Número de espiras do primário	:	1154 espiras
Número de espiras do secundário	:	157 espiras
Chapas do núcleo magnético	:	UNISIL 51
Comprimento do circuito magnético	:	2.71 m
Área de secção transversal do núcleo	:	0.0283 m^2
Reatância de dispersão	:	10%

A característica normal de magnetização e os coeficientes de ajuste da função hiperbólica obtidos através de ensaios do material magnético são apresentados na figura (4.5)

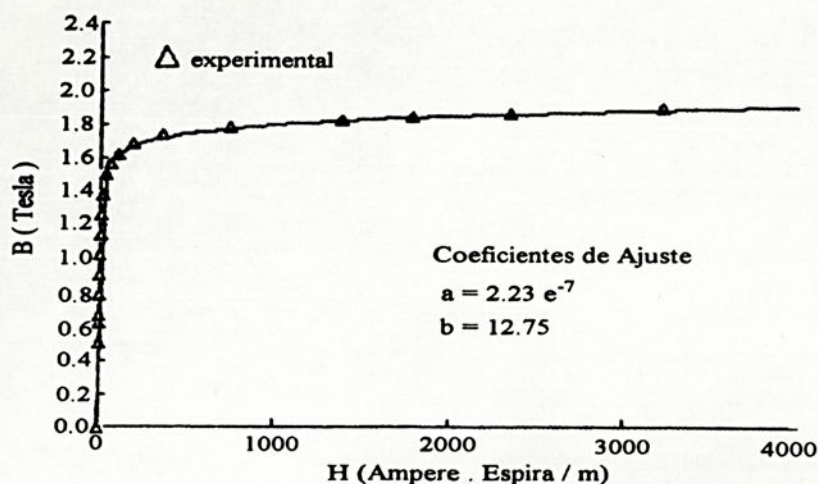


Figura (4.5) Característica normal de magnetização do transformador teste.

A título de exemplo a figura (4.6) nos dá a variação das amplitudes das harmônicas para diferentes níveis de corrente contínua injetada, de cada unidade monofásica.

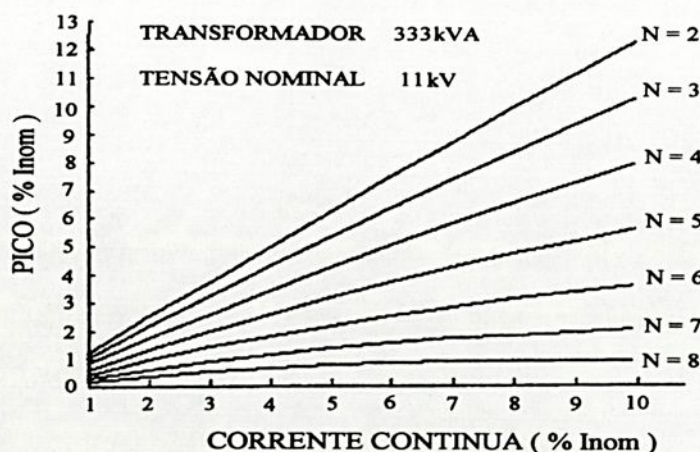


Figura (4.6) Variação das amplitudes dos harmônicos com os níveis de corrente contínua injetados

Para a análise da influência da dupla excitação CA/CC do transformador alimentador do RCT, no que tange a geração de harmônicas em um sistema de compensação foram simulados dois casos, sob as seguintes condições operativas definidas na tabela (4.1)

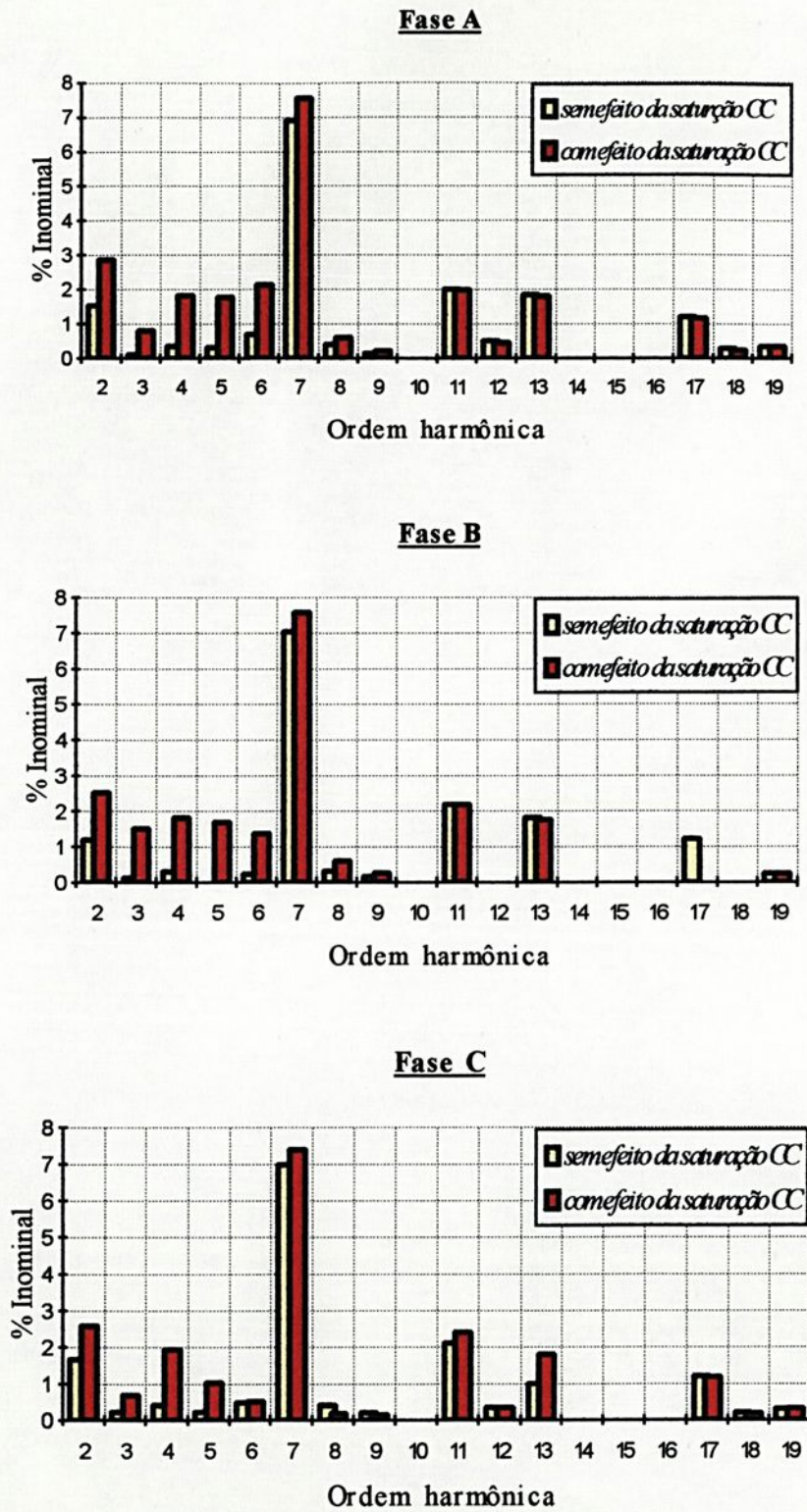
Sistema de produção de pulsos: CIP (controle individual de pulsos)					
Angulo de disparo (graus).....: 127					
Erros de disparos (graus)					
<i>1° pulso</i>	<i>2° pulso</i>	<i>3° pulso</i>	<i>4° pulso</i>	<i>5° pulso</i>	<i>6° pulso</i>
1.0			- 1.0		
	0.5			0.5	
		- 0.5			1.0

No primeiro caso admitiu-se apenas o efeito da reatância de dispersão do transformador e da impedância do alimentador. Nestas condições através de um processo iterativo de cálculo, a tensão na barra do compensador estático é atualizada no sentido de incorporar os efeitos das quedas de tensão devido as correntes harmônicas geradas pelo reator controlado.

Em seguida, foi novamente simulada a condição operativa imposta anteriormente considerando-se agora o efeito da saturação assimétrica do transformador.

A figura (4.6) nos dá a comparação dos resultados obtidos, com e sem o efeito da saturação CC do transformador, para as amplitudes das componentes harmônicas das correntes de linha, nas três fases distintamente.

Os resultados apresentados, tem como objetivo evidenciar a influência da saturação assimétrica e portanto foram simulados sob uma condição operativa onde o RCT apresenta baixa geração de harmônicas, ou seja $\alpha = 127^\circ$.



Figura(4.6) Gráfico comparativo dos resultados simulados, para as três fases, com e sem a influência da saturação CC do transformador

CAPÍTULO 5

Resultados do caso simulado

5.1 Introdução

O programa computacional utilizado neste trabalho é uma adaptação de versões mais simplificadas desenvolvidas em trabalhos anteriores [09],[14]. O software original permite simular o comportamento dos reatores controlados a tiristores como fontes harmônicas, utilizando-se para isto modelagens matemáticas no domínio da frequência. A generalidade do modelo adotado torna possível a análise do RCT como fonte harmônica trifásica, sob diferentes condições operativas, inclusive não idealizadas. O programa de simulação digital contempla desequilíbrio e distorções nas tensões de alimentação assim como desequilíbrios entre as impedâncias do alimentador e as reatâncias de dispersão do transformador. Admite-se duas metodologias para o sistema de produção de pulsos, ou seja, com geração de pulsos igualmente espaçados (PIE) ou com geração individual de pulsos (CIP). Para qualquer um dos casos podem ser introduzidos erros de disparo.

Com o objetivo de aperfeiçoar a metodologia de cálculo adotada anteriormente, foram implementadas novas rotinas de cálculo, no sentido de considerar os efeitos introduzidos pelo transformador alimentador sobre o conteúdo harmônico total gerado pela instalação compensadora.



5.2 - Estruturação do Programa Computacional

O software de simulação digital utilizado neste trabalho foi desenvolvido em Fortran e apresenta uma estruturação básica ilustrada na figura (5.1). Os blocos que se apresentam de forma destacada são contribuições específicas deste trabalho.

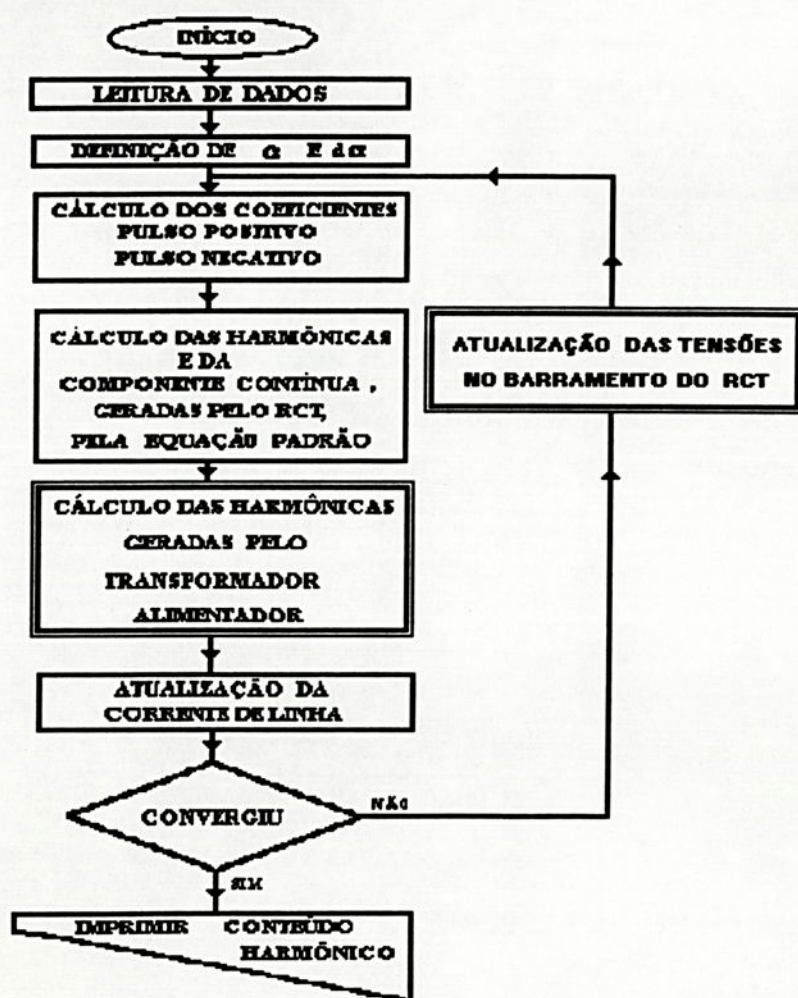


Figura (5.1) Fluxograma do programa computacional

5.2.1 Atualização das tensões no barramento do RCT

A metodologia adotada para atualização da tensão de alimentação dos reatores controlados baseia-se em um processo iterativo de cálculo derivado do circuito equivalente ilustrado na figura (5.2).

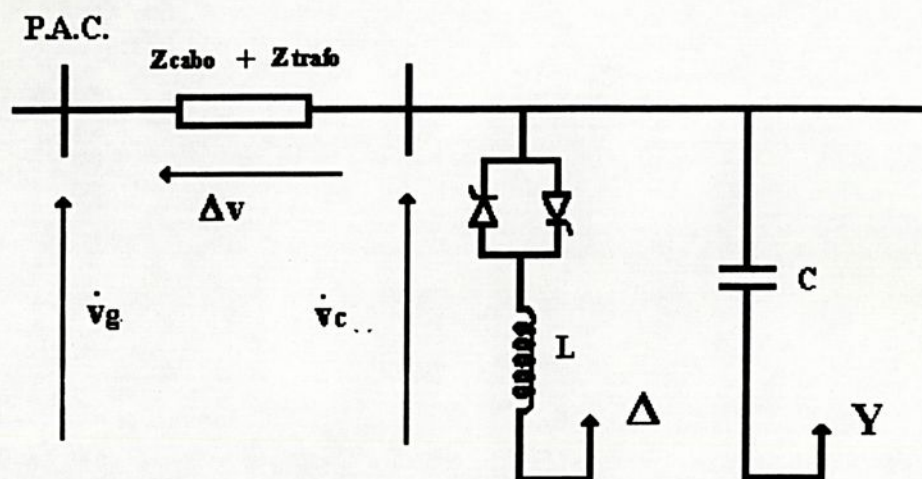


Figura (5.2) Circuito equivalente de um sistema compensador.

Com tensão inicial na barra de alimentação conhecida, $\dot{V}_g$, obtém-se a tensão no barramento do RCT, $\dot{V}_c$. Esta tensão é utilizada na iteração para a determinação das correntes totais de alimentação, bem como seu conteúdo harmônico.

Para a iteração subsequente uma nova tensão $\dot{V}_c$ é calculada a partir da tensão especificada no PAC e das quedas de tensão nas impedâncias do sistema, vindo a ser novamente utilizada no cômputo das novas correntes de alimentação do RCT.

O processo de cálculo descrito é repetido até que as diferenças percentuais entre dois cálculos subsequentes de correntes e tensões resultem no limite de tolerância especificada para as três fases do sistema alimentador. A verificação da convergência do processo iterativo é feita considerando-se tanto as amplitudes como os ângulos de fase. Para os casos ilustrados neste trabalho os resultados obedecem tolerâncias de 1% para amplitudes e 5% para os ângulos de fase, para cada ordem harmônica.

5.2.2 Cálculo das harmônicas geradas pelo transformador alimentador

A implementação do programa para simulação digital de transformadores de potência como fonte harmônica, resultou da adaptação do programa utilizado na referência [01] para unidades monofásicas em transformador trifásico formado por banco de monofásicos.

A rotina implementada permite definir diferentes conexões para os enrolamentos de alta e baixa tensão, bem como adotar unidades monofásicas com características diferentes.

O cálculo da corrente magnetizante em função do nível CC segue a seqüência:

$$\xrightarrow{1} v \xrightarrow{2} \phi \xrightarrow{3} B \xrightarrow{4} H \xrightarrow{5} i \xrightarrow{6} \text{composição trifásica}$$

1- A tensão instantânea aplicada no enrolamento primário é calculada a partir dos dados de entrada.

2- O fluxo magnético instantâneo é obtido através da expressão (3.4) .

3- A indução magnética é calculada através da expressão (5.1) .

$$B = \frac{\phi}{A} \quad (5.1)$$

onde

A- Área de secção transversal do núcleo magnético

4- A intensidade de campo magnético é calculada com o auxílio da curva normal de magnetização representada através da função hiperbólica expressa em (3.1)

A figura (4.5), ilustrada no capítulo 4, fornece o ajuste hiperbólico para a curva normal de magnetização do transformador utilizado para simulações, bem como os coeficientes **a** e **b** .

5- A corrente de magnetização é calculada através da expressão (3.5) .

O cálculo das ordens harmônicas que compõem a corrente magnetizante são obtidas da composição das equações (3.7) ,para harmônicas ímpar, e (3.8) ,para harmônicas par.

6- A composição dos resultados obtidos para cada unidade monofásica é realizada como descrito no sub-ítem 3.3 do capítulo 3.



5.3 Resultados do caso simulado

Apresenta-se a seguir o resultado do caso simulado, para o arranjo ilustrado na figura (4.4) do capítulo 4, obtido através do programa computacional completo.

5.3.1 Dados de entrada

TENSÃO INICIAL NA BARRA DE ALIMENTAÇÃO

* COMPONENTE *	FASE A		*	FASE B		*	FASE C *
*	* MAGNITUDE	ANGULO	*	* MAGNITUDE	ANGULO	*	* MAGNITUDE ANGULO *

* 1 *	8981.5	.0	*	8981.5	240.0	*	8981.5 120.0 *

PARÂMETROS DO REATOR

* FASE A *		* FASE B *		* FASE C *							
* INDUT.	RESIST.	* INDUT.	RESIST.	* INDUT.	RESIST.	*					

*		*		*		*					
* .9629	36.0000	* .9629	36.0000	* .9629	36.0000	*					
*		*		*		*					

IMPEDÂNCIA ENTRE O PAC E A BARRA DO RCT

* FASE A *		* FASE B *		* FASE C *		*					
* INDUT. RESIST. *		* INDUT. RESIST. *		* INDUT. RESIST. *		*					

*		*		*		*					
* .0032 1.2100 *		* .0032 1.2100 *		* .0032 1.2100 *		*					
*		*		*		*					

DADOS DOS TRANSFORMADORES MONOFÁSICOS

	TRANSFORMADOR 1	TRANSFORMADOR 2	TRANSFORMADOR 3
CONEXÃO PRIMÁRIA	Δ	Δ	Δ
CONEXÃO SECUNDÁRIA	Y	Y	Y
COMPRIMENTO MAGNÉTICO (m)	2.71	2.71	2.71
ÁREA SECÇÃO TRANSVERSAL (m ²)	0.0283	0.0283	0.0283
NÚMERO ESPIRAS PRIMÁRIA	1154	1154	1154
NÚMERO ESPIRAS SECUNDÁRIA	157	157	157
REATÂNCIA %	10	10	10
TENSÃO NOMINAL (kV)	11	11	11
POTÊNCIA NOMINAL (kVA)	333	333	333
CONSTANTE DE AJUSTE a	2.23 e ⁻⁷	2.23 e ⁻⁷	2.23 e ⁻⁷
CONSTANTE DE AJUSTE b	12.75	12.75	12.75

DADOS DE OPERAÇÃO DO RCT

Sistema de produção de pulsos: CIP (controle individual de pulsos)					
Angulo de disparo (graus).....:110					
Erros de disparos (graus)					
<i>1° pulso</i>	<i>2° pulso</i>	<i>3° pulso</i>	<i>4° pulso</i>	<i>5° pulso</i>	<i>6° pulso</i>
1,5			-1.5		
		0,5			

5.3.2 Resultados

Como comentado anteriormente o cálculo do conteúdo harmônico da corrente total de alimentação do compensador estático é feito de forma iterativa considerando-se a interdependência entre o RCT e o transformador alimentador sob o ponto de vista de geração de harmônicas. A título de ilustração são apresentados os resultados obtidos na primeira e na última iteração no sentido de enfatizar a influência dos efeitos da queda de

tensão harmônica e da saturação assimétrica do transformador sobre o conteúdo harmônico total.

É importante salientar que os resultados apresentados na primeira iteração do programa computacional completo equivalem àqueles obtidos através da versão original do programa.

A figura (5.4) ilustra a evolução dos ângulos de disparo dos seis tiristores durante as 5 iterações processadas para atingir a convergência dentro das tolerâncias fixadas para módulo e ângulo dos componentes harmônicos. Os desvios percentuais de disparo são calculados em relação a condição operativa idealizada (sem erros de disparo).

Observa-se que os efeitos associados ao transformador alimentador, ou seja as quedas de tensão harmônicas e saturação assimétrica, provocam sucessivas alterações nas tensões de referência do sistema de produção de pulsos, aumentando seu conteúdo harmônico e conseqüentemente mudando os instantes de sincronismo. Estas alterações associadas ainda às distorções presentes nas tensões de alimentação do RCT apresentam, como visto no capítulo 2, conseqüências diretas sobre as correntes de alimentação do RCT, modificando os intervalos de condução das diferentes válvulas, os valores médios gerados e naturalmente o conteúdo harmônico.

A figura (5.5) ilustra a variação dos valores médios nas correntes do RCT. Estas, como visto, levará o transformador alimentador a diferentes estados de magnetização assimétrica.

As figuras (5.6) e (5.7) ilustram o comportamento das amplitudes da segunda e quinta harmônicas das correntes de linha do RCT, durante o processo de cálculo.

A figura (5.8) ilustra a variação da tensão entre a fase e o neutro no ponto de acoplamento comum, em valores de pico, durante o processo iterativo.

A seguir são apresentados os resultados obtidos na primeira iteração e após a convergência do processo de cálculo. É possível identificar com clareza a forte influência do transformador sobre as harmônicas totais da instalação compensadora.

Finalmente apresenta-se os valores de tensão inicial e final na barra de alimentação do sistema de controle de pulsos.



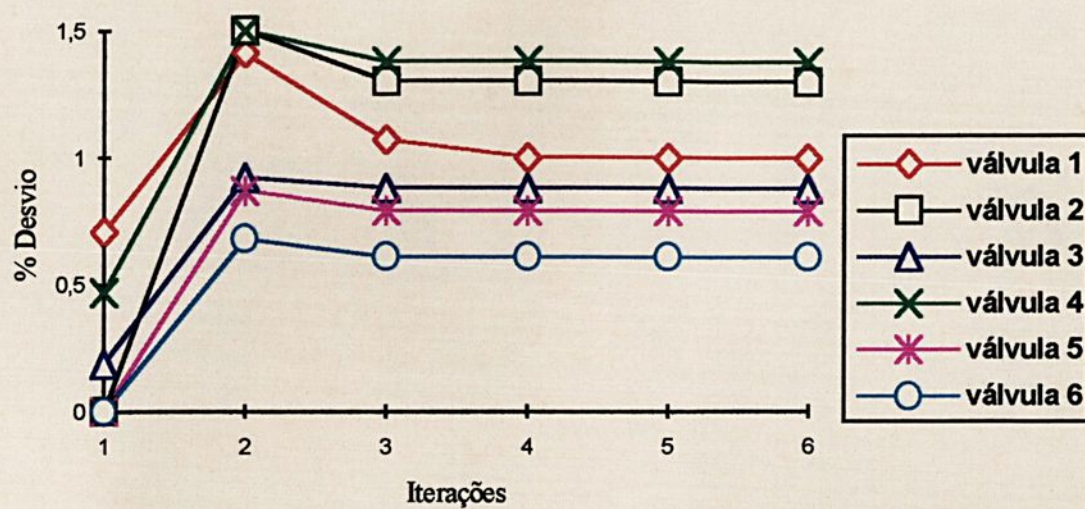


Figura (5.4) Evolução dos instantes de ignição das válvulas

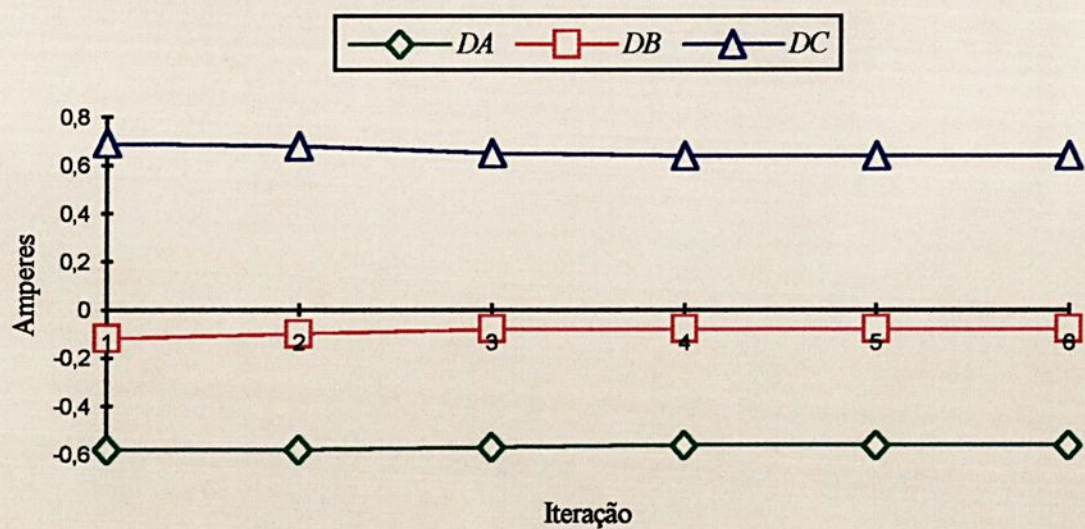


Figura (5.5) Evolução dos valores médios nas correntes do RCT

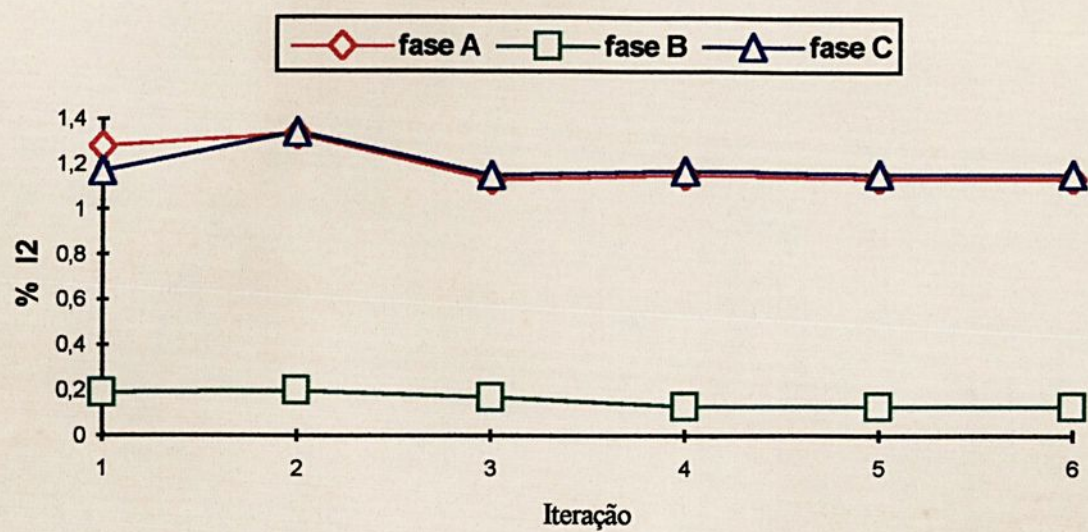


Figura (5.6) Evolução da segunda harmônica da corrente de linha do RCT

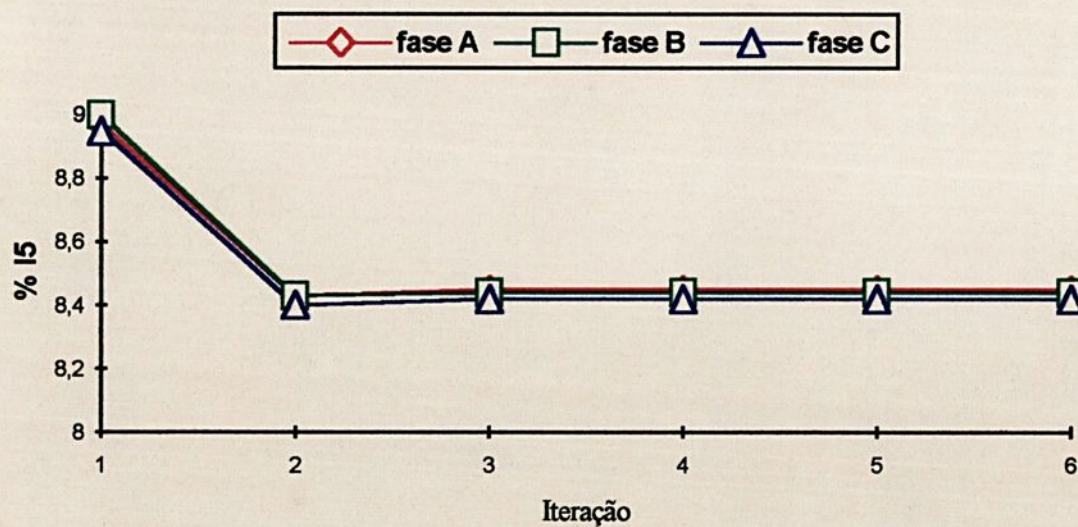


Figura (5.7) Evolução da quinta harmônica da corrente de linha do RCT

* CORRENTE FASE B *						

* COMPONENTE *	* MAGNITUDE SEN *	* MAGNITUDE COS *	* MAGNITUDE *	* VALOR *	* ANGULO *	
* * COEFICIENTE *	* COEFICIENTE *	* AMPERES (PICO) *	* RELATIVO *	* DE FASE *		

* 1 *	* -33.949 *	* 16.954 *	* 37.947 *	* 100.00 *	* 153.5 *	
* 2 *	* .071 *	* -.019 *	* .073 *	* .19 *	* 345.0 *	
* 4 *	* -.037 *	* -.034 *	* .050 *	* .13 *	* 222.9 *	
* 5 *	* 2.448 *	* 2.380 *	* 3.414 *	* 9.00 *	* 44.2 *	
* 7 *	* .682 *	* -.137 *	* .695 *	* 1.83 *	* 348.6 *	
* 11 *	* -.318 *	* -.606 *	* .684 *	* 1.80 *	* 242.3 *	
* 13 *	* -.457 *	* -.058 *	* .460 *	* 1.21 *	* 187.2 *	
* 17 *	* .019 *	* .147 *	* .148 *	* .39 *	* 82.7 *	
* 19 *	* .212 *	* .096 *	* .233 *	* .61 *	* 24.5 *	

* CORRENTE FASE C *						

* COMPONENTE *	* MAGNITUDE SEN *	* MAGNITUDE COS *	* MAGNITUDE *	* VALOR *	* ANGULO *	
* * COEFICIENTE *	* COEFICIENTE *	* AMPERES (PICO) *	* RELATIVO *	* DE FASE *		

* 1 *	* 32.105 *	* 21.010 *	* 38.369 *	* 100.00 *	* 33.2 *	
* 2 *	* .312 *	* .322 *	* .448 *	* 1.17 *	* 46.0 *	
* 4 *	* -.295 *	* .074 *	* .304 *	* .79 *	* 165.9 *	
* 5 *	* -3.307 *	* .921 *	* 3.433 *	* 8.95 *	* 164.4 *	
* 6 *	* .038 *	* -.122 *	* .128 *	* .33 *	* 287.4 *	
* 7 *	* -.471 *	* -.543 *	* .718 *	* 1.87 *	* 229.1 *	
* 10 *	* .106 *	* .012 *	* .107 *	* .28 *	* 6.6 *	
* 11 *	* .668 *	* .015 *	* .668 *	* 1.74 *	* 1.3 *	
* 12 *	* -.073 *	* .081 *	* .109 *	* .28 *	* 131.8 *	
* 13 *	* .186 *	* .434 *	* .472 *	* 1.23 *	* 66.8 *	
* 14 *	* -.008 *	* -.053 *	* .054 *	* .14 *	* 260.9 *	
* 17 *	* -.112 *	* -.036 *	* .118 *	* .31 *	* 197.8 *	
* 18 *	* .055 *	* -.040 *	* .067 *	* .18 *	* 324.0 *	
* 19 *	* -.040 *	* -.228 *	* .232 *	* .60 *	* 260.1 *	
* 20 *	* -.005 *	* .072 *	* .072 *	* .19 *	* 94.2 *	

CORRENTE TOTAL NO BARRAMENTO DO PAC APÓS CONVERGÊNCIA

*	CORRENTE FASE A							*				

* COMPONENTE *	MAGNITUDE SEN *	MAGNITUDE COS *	MAGNITUDE	*	VALOR	*	ANGULO	*				
*	COEFICIENTE	COEFICIENTE	*AMPERES (PICO)	*	RELATIVO*	*	DE FASE	*				

*	1	*	3.388	*	-36.444	*	36.601	*	100.00	*	-84.7	*
*	2	*	-.790	*	.083	*	.794	*	2.17	*	174.0	*
*	3	*	.110	*	.009	*	.110	*	.30	*	4.8	*
*	4	*	.538	*	-.340	*	.637	*	1.74	*	-32.3	*
*	5	*	1.437	*	-1.962	*	2.433	*	6.65	*	-53.8	*
*	6	*	-.047	*	-.397	*	.400	*	1.09	*	263.2	*
*	7	*	-.376	*	.209	*	.430	*	1.17	*	150.9	*
*	8	*	-.070	*	-.051	*	.086	*	.2	*	216.1	*
*	9	*	.003	*	-.037	*	.037	*	.10	*	-85.0	*
*	10	*	-.029	*	-.060	*	.066	*	.18	*	243.8	*
*	11	*	-.530	*	.275	*	.597	*	1.63	*	152.6	*
*	12	*	.080	*	-.017	*	.082	*	.22	*	-12.1	*
*	13	*	.386	*	-.116	*	.403	*	1.10	*	-16.8	*
*	14	*	-.018	*	.043	*	.047	*	.13	*	112.4	*
*	17	*	.128	*	-.003	*	.128	*	.35	*	-1.4	*
*	18	*	-.053	*	-.015	*	.055	*	.15	*	195.6	*
*	19	*	-.181	*	-.057	*	.190	*	.52	*	197.6	*
*	20	*	.050	*	-.032	*	.059	*	.16	*	-32.4	*

* CORRENTE FASE B *							

* COMPONENTE *	MAGNITUDE SEN	* MAGNITUDE COS *	MAGNITUDE	* VALOR *	ANGULO	*	
* COEFICIENTE *	COEFICIENTE	* AMPERES (PICO) *	RELATIVO*	DE FASE	*		

* 1 *	-32.680	* 14.737 *	35.849	* 100.00 *	155.7	*	
* 2 *	.614	* .302 *	.684	* 1.91 *	26.2	*	
* 3 *	.431	* -.016 *	.432	* 1.20 *	-2.1	*	
* 4 *	.144	* .413 *	.437	* 1.22 *	70.7	*	
* 5 *	1.318	* 2.246 *	2.604	* 7.26 *	59.6	*	
* 6 *	.002	* .223 *	.223	* .62 *	89.5	*	
* 7 *	.495	* .227 *	.544	* 1.52 *	24.6	*	
* 8 *	-.030	* .091 *	.096	* .27 *	108.0	*	
* 9 *	.071	* .024 *	.075	* .21 *	19.0	*	
* 10 *	.041	* .008 *	.041	* .12 *	11.2	*	
* 11 *	.042	* -.591 *	.593	* 1.65 *	-86.0	*	
* 13 *	-.286	* -.281 *	.401	* 1.12 *	224.5	*	
* 17 *	-.087	* .094 *	.128	* .36 *	132.9	*	
* 19 *	.041	* .199 *	.203	* .57 *	78.4	*	

* CORRENTE		FASE C				*	

* COMPONENTE	* MAGNITUDE SEN	* MAGNITUDE COS	* MAGNITUDE	* VALOR	* ANGULO	*	
* COEFICIENTE	* COEFICIENTE	* AMPERES (PICO)	* RELATIVO	* DE FASE	*		

* 1	* 29.292	* 21.706	* 36.458	* 100.00	* 36.5	*	
* 2	* .176	* -.385	* .423	* 1.16	* -65.4	*	
* 3	* -.541	* .006	* .541	* 1.48	* 179.3	*	
* 4	* -.683	* -.072	* .686	* 1.88	* 186.0	*	
* 5	* -2.755	* -.283	* 2.770	* 7.60	* 185.9	*	
* 6	* .045	* .174	* .180	* .49	* 75.4	*	
* 7	* -.119	* -.435	* .451	* 1.24	* 254.7	*	
* 8	* .100	* -.041	* .107	* .29	* -22.1	*	
* 9	* .047	* .013	* .049	* .13	* 15.1	*	
* 10	* .099	* .052	* .111	* .31	* 27.6	*	
* 11	* .488	* .316	* .582	* 1.60	* 32.9	*	
* 12	* -.092	* .023	* .095	* .26	* 165.8	*	
* 13	* -.100	* .397	* .410	* 1.12	* 104.1	*	
* 14	* .020	* -.037	* .042	* .12	* -61.3	*	
* 17	* -.041	* -.090	* .099	* .27	* 245.8	*	
* 18	* .060	* .023	* .064	* .18	* 20.7	*	
* 19	* .140	* -.141	* .199	* .55	* -45.3	*	
* 20	* -.047	* .029	* .055	* .15	* 148.6	*	

Tensão inicial na barra de alimentação

* COMPONENTE *	FASE A		* FASE B		* FASE C		*
* MAGNITUDE	ANGULO	* MAGNITUDE	ANGULO	* MAGNITUDE	ANGULO	*	

* 1 *	115.1	.0	* 115.1	240.0	* 115.1	120.0	*

Tensão final na barra de alimentação

* COMPONENTE *		FASE A		* FASE B		* FASE C		*	
* MAGNITUDE		ANGULO	* MAGNITUDE	ANGULO	* MAGNITUDE	ANGULO	*		

* 1 *	108.5	3.0	* 108.6	242.9	* 108.4	122.9	*		
* 2 *	.3	57.6	* .3	269.8	* .2	178.1	*		
* 3 *	.0	.0	* .2	249.7	* .3	71.0	*		
* 4 *	.4	223.7	* .3	326.8	* .5	82.1	*		
* 5 *	2.1	205.0	* 2.3	318.3	* 2.4	84.6	*		
* 6 *	.4	163.8	* .2	350.2	* .2	336.0	*		
* 7 *	.5	52.7	* .7	286.4	* .5	156.6	*		
* 8 *	.1	119.1	* .1	10.9	* .1	240.9	*		
* 9 *	.0	.0	* .1	282.6	* .0	.0	*		
* 10 *	.1	148.2	* .0	.0	* .2	291.9	*		
* 11 *	1.1	57.3	* 1.1	178.8	* 1.1	297.7	*		
* 12 *	.2	253.1	* .0	.0	* .2	71.0	*		
* 13 *	.9	248.8	* .9	130.0	* .9	9.7	*		
* 14 *	.0	.0	* .0	.0	* .0	.0	*		
* 15 *	.0	.0	* .0	.0	* .0	.0	*		
* 16 *	.0	.0	* .0	.0	* .0	.0	*		
* 17 *	.4	265.1	* .4	39.4	* .3	152.4	*		
* 18 *	.0	.0	* .0	.0	* .0	.0	*		
* 19 *	.6	104.5	* .7	345.2	* .6	221.6	*		
* 20 *	.3	241.3	* .0	.0	* .2	67.9	*		

CAPÍTULO 6

Conclusões gerais e sugestões

6.1 Conclusão

Neste trabalho apresentou-se uma proposta para o aperfeiçoamento das modelagens matemáticas utilizadas na simulação digital de compensadores estáticos tipo RCT como fonte harmônica.

A proposta apresentada foi fundamentada na inclusão dos efeitos do transformador alimentador do RCT, no conteúdo harmônico total da instalação compensadora.

No capítulo 2 foram apresentados os fundamentos sobre geração de harmônicas em reatores controlados, assim como a modelagem proposta em trabalhos anteriores.

No capítulo 3 foram enfocados os aspectos gerais associados a magnetização assimétrica dos transformadores de potência e suas consequências sobre o conteúdo harmônico da corrente magnetizante.

Na seqüência do trabalho explorou-se as principais características relativas a operação conjunta do transformador e do reator controlado sob o ponto de vista de geração de harmônicas. Foi apresentada uma análise qualitativa onde se procurou ilustrar a importância da consideração dos efeitos da saturação assimétrica do transformador no cálculo do conteúdo harmônico global, através de resultados simulados.

Finalmente, enfatizou-se no capítulo 5 as principais contribuições deste trabalho no que se refere especificamente ao aperfeiçoamento do software de simulação digital proposto em trabalhos anteriores.

Além da adaptação do programa original para utilização em computadores de grande porte, em ambientes compatíveis com microcomputadores, foram totalmente

remodeladas as rotinas para atualização das tensões de alimentação do RCT no sentido de incluir, de forma iterativa, os efeitos da distorção harmônica da corrente de alimentação.

A principal contribuição deste trabalho, no que se refere ao aperfeiçoamento do software, é sem dúvida a implementação de rotinas que simulam os efeitos da magnetização assimétrica do transformador alimentador.

Desta forma, pode-se dizer que esta nova versão retrata com maior fidelidade o comportamento de um sistema de compensação estática sob o ponto de vista da geração de harmônicas. A versão atual do programa de simulação possui, além da característica iterativa citada, metodologias para inclusão dos efeitos da operação conjunta do RCT e do transformador assim como suas influencias mútuas.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Os modelos utilizados para simulação digital do conteúdo harmônico das correntes de alimentação dos transformadores trifásicos sob saturação CC são derivados de propostas estabelecidas para unidades monofásicas. Desta forma, como visto, o procedimento de cálculo proposto se aplica apenas a unidade trifásica derivada de banco de monofásicos, devido a independência magnética garantida nestes casos.

Para unidades transformadoras trifásicas do tipo núcleo envolvido e núcleo envolvente o comportamento magnético é substancialmente diferente e conseqüentemente os efeitos da saturação CC sobre a corrente magnetizante difere também daquela apresentada neste trabalho.

Neste sentido apresenta-se como sugestão para futuros trabalhos o estudo dos efeitos da saturação CC no conteúdo harmônico das correntes de alimentação da instalação compensadora tipo RCT considerando-se unidades transformadoras tipo núcleo envolvido e núcleo envolvente.



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] OLIVEIRA, L.C.O. Transformadores de Potência sob Dupla Excitação CA/CC, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Tese Doutorado, Campinas 1990

- [02] OLIVEIRA, J.C.; COGO, J.R.M.; ABREU, J.P.G. Transformadores - Teoria e Ensaios. Editora Edgard blucher ltda, 1984.

- [03] MIT - Magnétic Circuits and Transformers -10⁰ Edição, New York, Wiley, 1955

- [04] OLIVEIRA, J.C.; OLIVEIRA L.C.O.; MISKULIN, M.S. Physical Considerations and Modelling of the AC/DC Double Excitation in Power Transformers. Universidade de Uberlândia - Brasil.

- [05] YACAMINI, R.; OLIVEIRA, J.C. Hamonics Produced by Direct Current in Converter Transformers. Proc IEE, vol. 125, n⁰ 9, pp. 873, september/1978.

- [06] YACAMINI, R.; OLIVEIRA, J.C. Core Saturation Transientes caused by Convertor Firing Unbalance. Proc. IEE, vol. 126, n⁰ 3, março/1979.

- [07] JUNG-CHIEN, L.; YAN-PEI, W. FFT Algorithms for the harmonic analysis of theree-phase Transformer Banks With Magnetic Saturation. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 6, n⁰ 1, january/1991, pp. 158-165.



- [08] XU, W.; MARTINICH, G.T.; SAWADA, J.H.; MANSOUR, Y. Harmonics from svc Transformer Saturation With direct current offset IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 9, n^o 3, july/1994.
- [09] OLIVEIRA, L.C.O. Cálculo trifásico de harmônicos gerados por Conversores e Compensadores Estáticos. Dissertação de mestrado, EFEI, Itajubá, 1983.
- [10] PIRES, F.A.C. Uma contribuição ao estudo de harmônicas em Sistemas de Potência. Tese de doutorado, UNICAMP, Campinas, fevereiro/1991.
- [11] PINHEIRO, R.F. Equipamentos Estáticos para Compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos. Dissertação de mestrado, EFEI, Itajubá 1980.
- [12] VITAL GÓES, N.L. Análise, modelagem e Simulação de Fontes e Fluxo Harmônico em Sistemas Elétricos. Dissertação de mestrado, EFEI, Itajubá, 1981.
- [13] RESENDE, J.W. Interaction Between Controlled Reactors and Converters - A Harmonic analysis. Tese de doutorado, University of Aberdeen, Escócia, 1986.



- [14] RESENDE, J.W.; YACAMINI, R.; OLIVEIRA, J.C. A generalized Approach to harmonic calculations in multiple 6/12 pulse TCRs. 20th Universities Power Engineering Conference Proceedings, Huddersfield Polytechnic, Inglaterra, pag. 218-221, Abril/1985.
- [15] AINSWORTH, J.D. Phase-locked oscillator control system for Thyristor-controlled reactors. Proc. IEE, vol.135, n^o 2, march/1988.
- [16] LASSETER, R.H.; BOHMANN, L. J. Interaction of power systems with Thyristor Controlled Reactors. II Symposium of specialists in electric operation and expansion planning, University of Wisconsin, Madison, august/1989.
- [17] JESUS, J. M. F.; FRERIS, L.L.; PAIVA, J.P.S. Describing function applied to HVDC systems harmonic instability. Proc. IEE, vol. 134, n^o 2, march/1987.
- [18] OLIVEIRA, J.C.; MISKULIN, M.S. Análise do fenômeno da amplificação e instabilidade harmônica na operação de conversores Estáticos. 1^o Congresso Latino-Americano de automática, Campina Grande, 1984.
- [19] MILLER, T.J.E. Reactive Power Control in Electric Systems Boole John Wiley & Sons, 1982.



APÊNDICE I

Equacionamento padronizado da corrente de alimentação do RCT

Formas de onda associadas à um reator controlado por tiristores, considerando a parte resistiva do reator e um possível desequilíbrio no ângulo de disparo, e ainda uma possível distorção harmônica nas tensões C.A. de alimentação.

Observando as figuras 2.7 (a) e 2.7 (b) pode-se obter as expressões (A.1) e (A.2).

$$v_n(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} V_{nk} \cdot \text{sen}(k\omega t + \phi_{nk}) + k\alpha_{nm} \quad (\text{A.1})$$

$$v_m(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} V_{mk} \cdot \text{sen}(k\omega t + \phi_{mk}) + k\alpha_{nm} \quad (\text{A.2})$$

Onde:

k = ordem harmônica da tensão de alimentação

V_{nk} = valor máximo do k -ésimo componente de tensão da fase **n** para neutro

V_{mk} = valor máximo do k -ésimo componente de tensão da fase **m** para neutro

ϕ_{nk} = ângulo de fase do k -ésimo componente de tensão da fase **n** para neutro

ϕ_{mk} = ângulo de fase do k -ésimo componente de tensão da fase **m** para neutro

nh = máxima ordem harmônica.

tem-se ainda que:

$$v_{nm}(t) = v_n(t) - v_m(t) \quad (\text{A.3})$$

$$v_{nm}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} V_{nk} \cdot \text{sen}(k\omega t + \phi_{nk}) - \sum_{k=1}^{k=nh} V_{mk} \cdot \text{sen}(k\omega t + \phi_{mk}) \quad (\text{A.4})$$

$$v_{nm}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} V_{nk} \cdot [(\sin k\omega t \cdot \cos \phi_{nk}) + (\sin \phi_{nk} \cdot \cos k\omega t)] - \sum_{k=1}^{k=nh} V_{mk} [(\sin k\omega t \cdot \cos \phi_{mk}) + (\sin \phi_{mk} \cdot \cos k\omega t)] \quad (A.5)$$

$$v_{nm}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} \sin(k\omega t) [V_{nk} \cos(\phi_{nk}) - V_{mk} \cos(\phi_{mk})] + \sum_{k=1}^{k=nh} \cos(k\omega t) [V_{nk} \sin(\phi_{nk}) - V_{mk} \sin(\phi_{mk})] \quad (A.6)$$

fazendo-se:

$$A_k = V_{nk} \cdot \cos \phi_{nk} - V_{mk} \cdot \cos \phi_{mk} = V_{nmk} \cdot \cos(\phi_k + k \cdot \alpha_{nm})$$

$$B_k = V_{nk} \sin \phi_{nk} - V_{mk} \sin \phi_{mk} = V_{nmk} \cdot \sin(\phi_k + k \cdot \alpha_{nm})$$

tem-se:

$$v_{nm}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} A_k \cdot \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^{k=nh} B_k \cos(k\omega t) \quad (A.7)$$

Pulso positivo da corrente - adotando a referência 1

$$v_{nm}(t) = R_{nm} \cdot i_{nm}^{(1)}(t) + L_{nm} \cdot \frac{di_{nm}^{(1)}(t)}{dt} \quad (A.8)$$

onde

:

R_{nm} = Resistência própria do RCT entre as fases **n** e **m**

L_{nm} = Indutância própria do RCT entre as fases **n** e **m**

portanto:

$$\sum_{k=1}^{k=nh} A_k \cdot \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^{k=nh} B_k \cos(k\omega t) = R_{nm} \cdot i_{nm}^{(1)}(t) + L_{nm} \cdot \frac{di_{nm}^{(1)}(t)}{dt} \quad (A.9)$$

Aplicando-se Laplace

$$\sum_{k=1}^{k=nh} A_k \cdot \frac{(k\omega)}{s^2 + (k\omega)^2} + \sum_{k=1}^{k=nh} B_k \cdot \frac{s}{s^2 + (k\omega)^2} = R_{nm} \cdot i_{nm}^{(1)}(s) + L_{nm} \cdot s \cdot i_{nm}^{(1)}(s) - L_{nm} \cdot i_{nm}^{(1)}(0) \quad (A.10)$$

na referência adotada tem-se que : $i_{nm}^{(1)}(0) = 0$

portanto:

$$i_{nm}^{(1)}(s) = \frac{\sum_{k=1}^{k=nh} A_k \cdot \frac{(k\omega)}{s^2 + (k\omega)^2}}{R_{nm} + s \cdot L_{nm}} + \frac{\sum_{k=1}^{k=nh} B_k \cdot \frac{s}{s^2 + (k\omega)^2}}{R_{nm} + s \cdot L_{nm}} \quad (A.11)$$

multiplicando numeradores e denominadores por $\frac{1}{L_{nm}}$ tem-se:

$$i_{nm}^{(1)}(s) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{\frac{B_k}{L_{nm}} \left[\left(\frac{A_k}{B_k} \cdot k\omega \right) + s \right]}{\left[s^2 + (k\omega)^2 \right] \left(s + \frac{R_{nm}}{L_{nm}} \right)} \quad (A.12)$$

fazendo:

$$C_k = \frac{A_k}{B_k} \cdot k\omega \quad e \quad T_{nm} = \frac{L_{nm}}{R_{nm}}$$

vem:

$$i_{nm}^{(1)}(s) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \cdot \left[\frac{(C_k + s)}{\left[s^2 + (k\omega)^2 \right] \left(s + \frac{1}{T_{nm}} \right)} \right] \quad (A.13)$$

decompondo em frações parciais vem:

$$i_{nm}^{(1)}(s) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\frac{1}{2} \frac{\left[\left(\frac{1}{T_{nm}} - C_k \right) + j \left(\frac{C_k}{k\omega \cdot T_{nm}} + k\omega \right) \right]}{(k\omega)^2 + \frac{1}{(T_{nm})^2}} \cdot \frac{1}{s + j \cdot k\omega} + \frac{1}{2} \frac{\left[\left(\frac{1}{T_{nm}} - C_k \right) - j \left(\frac{C_k}{k\omega \cdot T_{nm}} + k\omega \right) \right]}{(k\omega)^2 + \frac{1}{(T_{nm})^2}} \cdot \frac{1}{s - j \cdot k\omega} + \frac{\left(C_k - \frac{1}{T_{nm}} \right)}{(k\omega)^2 + \frac{1}{(T_{nm})^2}} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{T_{nm}}} \right] \quad (A.14)$$

fazendo:

$$D_k = \frac{1}{T_{nm}} - C_k \quad e \quad H_k = \frac{C_k}{k\omega \cdot T_{nm}} + k\omega$$

vem:

$$i_{nm}^{(1)}(s) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \cdot \frac{1}{(k\omega)^2 + \frac{1}{(T_{nm})^2}} \cdot \left[\frac{(s \cdot D_k + k\omega \cdot H_k)}{s^2 + (k\omega)^2} + \frac{(-D_k)}{s + \frac{1}{T_{nm}}} \right] \quad (A.15)$$

antitransformando vem:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \cdot \frac{1}{(k\omega)^2 + \frac{1}{(T_{nm})^2}} \left[(-D_k) \cdot e^{-\frac{t}{T_{nm}}} + D_k \cdot \cos(k\omega t) + H_k \cdot \sin(k\omega t) \right] + C_{nm} \quad (A.16)$$

como $i_{nm}^{(1)}(0) = 0 \Rightarrow C_{nm} = 0$

de onde tem-se:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \cdot \frac{1}{(k\omega)^2 + \frac{1}{(T_{nm})^2}} \left[(-D_k) \cdot e^{-\frac{t}{T_{nm}}} + \sqrt{D_k^2 + H_k^2} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_k) \right] \quad (A.17)$$

onde:

$$\varphi_k = \phi_k + k \cdot \alpha_{nm} - \psi_k \quad \psi_k = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{k\omega t \cdot L_{nm}}{R_{nm}} \right)$$

substituindo os valores de D_k e H_k vem:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = \sum_{K=1}^{K=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\left(\frac{C_k - \frac{1}{T_{nm}}}{k^2\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right) e^{\frac{-t}{T_{nm}}} + \frac{1}{k\omega} \cdot \left(\frac{C_k + k^2\omega^2}{k^2\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \operatorname{sen}(k\omega t + \varphi_k) \right] \quad (\text{A.18})$$

que é a expressão genérica do pulso positivo.

Fazendo-se:

$$k_1 = \sum_{k=1}^{K=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \left(\frac{C_k - \frac{1}{T_{nm}}}{k^2\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right) \quad K' = \sum_{K=1}^{K=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \left(\frac{C_k + k^2\omega^2}{k^2\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right)$$

$$\operatorname{sen}(k\omega t + \varphi_k) = \operatorname{sen}(k\omega t) \cdot \cos(\varphi_k) + \operatorname{sen}(\varphi_k) \cdot \cos(k\omega t)$$

vem:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = k_1 \cdot e^{\frac{-t}{T_{nm}}} + k' \cdot [\operatorname{sen}(k\omega t) \cdot \cos(\varphi_k)] + k' \cdot [\operatorname{sen}(\varphi_k) \cdot \cos(k\omega t)] \quad (\text{A.19})$$

chamando:

$$K_2 = k' \cdot \cos(\varphi_k) \quad K_3 = k' \cdot \operatorname{sen}(\varphi_k) \quad K_4 = 0$$

temos portanto a equação padronizada do pulso positivo

$$i_{nm}^{(1)}(t) = K_1 \cdot e^{\frac{-t}{T_{nm}}} + K_2 \cdot \text{sen}(k\omega t) + K_3 \cdot \cos(k\omega t) + K_4 \quad (\text{A.20})$$

Pulso negativo da corrente - adotando a referência 2

$$v_{nm}(t) = R_{nm} \cdot i_{nm}^{(2)}(t) + L_{nm} \cdot \frac{di_{nm}^{(2)}(t)}{dt} \quad (\text{A.21})$$

$$v_{nm}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} V_{nmk} \cdot \text{sen}(k\omega t + \phi_k + k \cdot \alpha_{nm} + k \cdot \pi + k \cdot d\alpha_{nm}) \quad (\text{A.22})$$

fazendo:

$$k \cdot \delta_{nm} = k \cdot \pi + k \cdot \alpha_{nm} + k \cdot d\alpha_{nm}$$

vem:

$$v_{nm}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} V_{nmk} \cdot \text{sen}(k\omega t + \phi_k + k \cdot \delta_{nm}) = R_{nm} \cdot i_{nm}^{(2)}(t) + L_{nm} \cdot \frac{di_{nm}^{(2)}(t)}{dt} \quad (\text{A.23})$$

equação semelhante à do pulso positivo, podendo ser utilizada a mesma técnica de resolução.

Fazendo:

$$A'_k = V_{nm} \cdot \cos(k\omega t + \phi_k + k\delta_{nm})$$

$$B'_k = V_{nm} \cdot \text{sen}(k\omega t + \phi_k + k\delta_{nm})$$

$$C'_k = \frac{A'_k}{B'_k} k\omega$$

$$T_{nm} = \frac{L_{nm}}{R_{nm}}$$

$$D'_k = \left(\frac{1}{T_{nm}} - C'_k \right) \quad H'_k = \left(\frac{C'_k}{k\omega T_{nm}} + k\omega \right)$$

vem:

$$i_{nm}^{(2)}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B'_k}{L_{nm}} \left\{ \left[\frac{C'_k - \frac{1}{T_{nm}}}{(k\omega)^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right] e^{\frac{-(t)}{T_{nm}}} + \frac{1}{k\omega} \left[\frac{C'_k + (k\omega)^2}{(k\omega)^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right] \text{sen}(k\omega t + \varphi_k) \right\} \quad (A.24)$$

onde: $\varphi_k = \phi_k + k \cdot \pi + k \cdot \alpha_{nm} + k \cdot d\alpha_{nm} - \psi_k$

mudando-se da referência 2 para a referência 1 chega-se à equação genérica do pulso negativo.

$$i_{nm}^{(2)}(t) = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \left[\left(\frac{C_k - \frac{1}{T_{nm}}}{k^2\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right) e^{\frac{-(t+t_2)}{T_{nm}}} + \frac{1}{k\omega} \left(\frac{C_k + k^2\omega^2}{k^2\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sen}(k\omega t + \varphi_k) \right] \quad (A.25)$$

onde :

$$t_2 = \frac{\pi + d\alpha_{nm}}{\omega}$$

fazendo:

$$K_1 = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \left(\frac{C_k - \frac{1}{T_{nm}}}{k^2\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right) \quad K' = \sum_{k=1}^{k=nh} \frac{B_k}{L_{nm}} \cdot \frac{1}{k\omega} \left(\frac{C_k - k^2\omega^2}{k^2\omega^2 + \frac{1}{T_{nm}^2}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

vem:

$$i_{nm}^{(2)}(t) = K_1 \cdot e^{\frac{-(t+t_2)}{T_{nm}}} + K_2' \cdot \text{sen}(k\omega t) \cdot \cos(\varphi_k) + K_3' \cdot \text{sen}(\varphi_k) \cdot \cos(k\omega t) \quad (\text{A.26})$$

chamando:

$$K_2 = K_2' \cdot \cos(\varphi_k) \quad K_3 = K_3' \cdot \text{sen}(\varphi_k) \quad K_4 = 0$$

tem-se a equação padronizada do pulso negativo expressa pela equação (A.27).

$$i_{nm}^{(2)}(t) = K_1 \cdot e^{-\left(\frac{t-t_2}{T_{nm}}\right)} + K_2 \cdot \text{sen}(k\omega t) + K_3 \cdot \cos(k\omega t) + K_4 \quad (\text{A.27})$$

A corrente de alimentação do RCT é expressa em (A.28).

$$i_{nm}(t) = i_{nm}^{(1)}(t) + i_{nm}^{(2)}(t) \quad (\text{A.28})$$

que escrita em função de $\theta = \omega t$ fica:

$$i_{nm}(\theta) = \int_{\theta_1}^{\theta} i_{nm}^{(1)}(\theta) + \int_{\theta_3}^{\theta} i_{nm}^{(2)}(\theta) \quad (\text{A.29})$$



**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
AV. BRASIL, 56 - CAIXA POSTAL 31
15378-000 ILHA SOLTEIRA - SP**

