

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**AJUSTE DO FORNECIMENTO DE POTÊNCIA NÃO-
ATIVA DE FILTROS UTILIZADOS PARA
ATENUAÇÃO DE DISTORÇÃO DE TENSÃO**

JULIANA CORTEZ DE SÁ CAMPOSILVAN

Itajubá Março de 2009

2009	Juliana Cortez de Sá Camposilvan	Dissertação Mestrado
------	----------------------------------	----------------------

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JULIANA CORTEZ DE SÁ CAMPOSILVAN

**AJUSTE DO FORNECIMENTO DE POTÊNCIA NÃO-
ATIVA DE FILTROS UTILIZADOS PARA
ATENUAÇÃO DE DISTORÇÃO DE TENSÃO**

Dissertação submetida ao programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica como parte
dos requisitos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração – Sistemas Elétricos de Potência
Orientador – Prof. Dr. José Policarpo Gonçalves de Abreu

Itajubá Março de 2009

Dedicatória

*Aos meus pais Jocélio e Ana Maria,
ao meu marido Rafael e ao meu filho,
Matheus, com muito amor.*

Agradecimentos

Ao meu pai, pela ajuda e dedicação e pelo apoio incondicional.

À minha mãe e minhas irmãs pelo carinho e apoio.

Ao meu marido por sempre estar presente em tudo em minha vida.

Ao professor Dr. Policarpo pela orientação de meu trabalho.

À Universidade Federal de Itajubá, pelo ensino de qualidade.

Ao grande amigo Francisco Galvão pela enorme ajuda que sempre me prestou com muita dedicação.

Resumo

O objetivo principal desta dissertação é estabelecer uma metodologia para especificação de filtros passivos de harmônicos de corrente produzidos por cargas não lineares com a finalidade de limitar distorções nos sinais de tensões de redes elétricas produzidas por estes harmônicos. Como este tipo de filtro fornece energia reativa para o sistema elétrico na frequência fundamental, deve-se, no projeto do mesmo, compatibilizar este fornecimento com as necessidades do sistema elétrico.

Abstract

The main objective of this dissertation is to present a methodology of calculation for passive filter specification. The filter that will be presented is applied to reduce the harmonics currents produced by non-linear loads, and then to reduce the voltage distortion in the electrical system.

At the same time, this filter can supply the reactive power at fundamental frequency (60 Hz).

Sumário

Resumo	VI
Abstract.....	VII
Sumário.....	VIII
Lista de Figuras	XI
Lista de Abreviaturas e Símbolos.....	XII
Lista de Tabelas.....	XIV
Capítulo 1	14
Introdução.....	14
1.1 Considerações Iniciais.....	14
1.2 Estrutura da Dissertação.....	15
1.3 Considerações Finais.....	15
Capítulo 2	16
Problemas Em Componentes Elétricos Submetidos A Sinais De Tensão De Comportamento Não-Senoidais.....	16
2.1 Considerações Iniciais.....	16
2.2 Efeito dos Sinais de Tensões não Senoidais nos Elementos de Circuitos Elétricos Equivalentes.....	16
2.2.1 Elemento Resistência	17
2.2.2 O Elemento Indutância.....	19

2.2.3	O Elemento Capacitância	22
2.3	Efeitos dos Sinais de Tensões não Senoidais em Componentes Elétricos.	23
2.3.1	Equipamentos de Manobra	23
2.3.2	Transformadores de Potência	24
2.3.3	Motores de Indução Trifásicos	26
2.4	Considerações Finais.....	26
Capítulo 3		28
Distorções Nos Sinais de Tensão Provocadas por Cargas não Lineares		28
3.1	Considerações Iniciais.....	28
3.2	Determinação da Distorção de Tensão a Partir dos Harmônicos de Corrente Produzidos Pelo Conversor 30	
3.3	Obtenção dos Sinais de Tensão a Partir do Circuito Equivalente	35
3.3.1	Condução Fora dos Processos de Comutação	37
3.3.2	Condução Durante os Processos de Comutação	39
3.4	A Partir de Medições.....	48
3.5	Avaliações dos Resultados.....	49
3.6	Considerações Finais.....	50
3.6.1	Sobre as Metodologias de Obtenção dos Níveis de Distorção dos Sinais de Tensão	50
3.6.2	Sobre a Limitação das Distorções dos Sinais de Tensão	50
Capítulo 4		52
Roteiro Para Especificação Básica De Filtros Passivos De Harmônicos De Corrente		52

4.1	Considerações Iniciais.....	52
4.2	Especificação Básica do Filtro	56
4.3	Roteiro para Especificação do Filtro Através de um Exemplo	62
4.3.1	Planta Industrial.....	62
4.3.2	Dados do Sistema Elétrico	64
4.3.3	Medições de Harmônicos de Corrente e de Tensão.....	65
4.3.4	Projeto Básico do Filtro do 5º Harmônico de Corrente	69
4.3.4.1	Consumo de Potência Ativa e Não-Ativa	70
4.3.4.2	Definição do Banco de Capacitores	72
4.3.4.3	Definição do Indutor.....	75
4.3.4.4	A Configuração do Filtro.....	77
4.4	Considerações Finais.....	77
Capítulo 5		80
	Conclusões E Recomendações	80
	Referências Bibliográficas.....	82

Lista de figuras

Figura 1 – Circuito Elétrico Equivalente a Um Motor de Indução Trifásico Com Rotor Do Tipo Gaiola.....	17
Figura 2 – Bobina enrolada em um Núcleo.....	20
Figura 3 – Circuito Equivalente ao Transformador.....	25
Figura 4 – Conversor de Corrente Alternada em Corrente Contínua Comutado pela Rede e Alimentando Carga Muito Indutiva.....	29
Figura 5 – Formas de Onda das Tensões no Lado de Corrente Alternada e de Corrente Contínua do Conversor para um Ângulo de Disparo A	30
Figura 6 – Formas de Onda das Correntes no lado de Corrente Contínua (A) E de Corrente Alternada (B) do Conversor	31
Figura 7 - Circuitos Equivalentes Formados pelos pares de Tiristores Quando Ocorre Condução na Fase A.....	38
Figura 8 – Circuitos Equivalentes Formados Pelos Tiristores Durante os Processos de Comutação.....	40
Figura 9 – Sistema Elétrico de Uma Rede de Suprimento de Energia Elétrica com Carga Não Linear e Carga Linear.....	53
Figura 10 – Sistema Elétrico com Filtro Passivo de Harmônico de Corrente.....	54
Figura 11 – Circuito Fonte de Corrente Equivalente ao Sistema Elétrico da Figura 10	55
Figura 12 – Filtro para Harmônico de Corrente de Valor Eficaz I_h e Ordem h	57
Figura 13 – Diagrama Elétrico de Um Posto de Abastecimento de Combustível.....	63
Figura 14 – Esquema Básico de Ligação do Filtro.....	77

Lista de abreviaturas e símbolos

- R_1 – resistência usada para representar a conversão de energia elétrica em energia térmica no enrolamento do estator [ohm];
- R_2 – resistência usada para representar a conversão de energia elétrica em energia térmica no enrolamento do rotor [ohm];
- R_M – resistência usada para representar a conversão de energia elétrica em energia térmica no material ferromagnético do estator e do rotor e em energia mecânica necessária para vencer o atrito e a ventilação do motor [ohm];
- R_C – resistência usada para representar a conversão de energia elétrica em mecânica que será fornecida à carga no eixo do motor [ohm];
- F – força [N];
- m – massa [Kg];
- v_v – velocidade [m/s];
- a – aceleração [m/s²];
- t – tempo [s];
- v – valor instantâneo da tensão elétrica [V];
- L – indutância [H];
- i – valores instantâneo da corrente elétrica [A];
- ϕ_m – fluxo de magnetização [Wb];
- ϕ_d – fluxo de dispersão [Wb];
- F_{mm} – força magnetomotriz [A];
- R_m – relutância do caminho do fluxo de magnetização [Wb/A];
- R_d – relutância do caminho do fluxo de dispersão [Wb/A];
- h – ordem do harmônico de corrente de ordem h;
- I_h – valor eficaz do harmônico de corrente de ordem h [A];
- I_d – valor médio da corrente no lado de corrente contínua do conversor [A];
- V_h – valor eficaz do harmônico de tensão de fase de ordem h [V];

- Z_h – impedância do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor na frequência do harmônico de ordem h [ohm];
- R_h – resistência do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor na frequência do harmônico de ordem h [ohm];
- X_h – reatância do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor na frequência do harmônico de ordem h [ohm];
- K_h – fator que define o nível do harmônico de tensão de ordem h ;
- V_f – valor eficaz da tensão de fase [V];
- V – valor eficaz da tensão de linha da rede de suprimento de energia elétrica [V];
- V_{BC} – valor eficaz da tensão de linha aplicada no banco de capacitores [V];
- X_C – reatância capacitiva do banco na frequência fundamental [ohm];
- X_L – reatância indutiva do indutor na frequência fundamental [ohm];
- Q_{BC} – potência não-ativa total fornecida pelo banco de capacitores [var];
- Q_1 – potência não-ativa fornecida na frequência fundamental [var];
- Q_h – potência não-ativa fornecida na frequência do harmônico de ordem h [var].
- V_h^* – valor eficaz limite do harmônico de tensão de fase [V];
- d – fator de amortecimento;
- R – resistência do circuito equivalente ao filtro [ohm];
- Q_{NA} – potência não-ativa total [var];
- Q_d – potência não-ativa do conversor [var];
- Q_{M2} – potência não-ativa do motor M2 [var];
- Q_{CAUX} – potência não-ativa das cargas auxiliares [var];
- FP – fator de potência;
- f_d – fator de distorção;
- α – ângulo de disparo do conversor.
- $X1$ – reatância de dispersão do enrolamento do estator;
- $X2$ – reatância de dispersão do enrolamento dos rotos;

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores Eficazes dos Harmônicos de Corrente	32
Tabela 2 - Determinação dos Harmônicos de Tensão a Partir dos Harmônicos de Corrente...	34
Tabela 3 – Condução dos Tiristores	36
Tabela 4 – Elevação da Tensão no Banco de Capacitores	58
Tabela 5 – Medições de Harmônico de Corrente	65
Tabela 6 – Medições de Harmônico de Tensão.....	66
Tabela 7 – Valores do Fator K_h	68
Tabela 8 – Definição de ξ Para $K_s = 1\%$ $K_s = 1,5\%$ E $K_s = 2\%$	74
Tabela 9 – Fator de Distorção $K_{h(T)}$	79

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Iniciais

O objetivo principal desta dissertação é estabelecer uma metodologia para especificações básicas de filtros passivos de harmônicos de corrente produzidos por cargas não lineares com a finalidade de limitar as distorções nos sinais de tensão provocados por estes harmônicos de corrente na rede de suprimento de energia elétrica destas cargas.

A limitação das distorções nos sinais de tensão tem por finalidade garantir o bom funcionamento das cargas não lineares e de outras cargas ligadas à rede elétrica.

Como é conhecido, um filtro passivo de harmônico de corrente é constituído, basicamente, de um banco de capacitores trifásico ligado em série com um indutor em cada fase.

A especificação básica do filtro consiste em:

- Definir a potência e a tensão nominais do banco de capacitores
- Definir a indutância e a corrente nominal do indutor
- Definir o fator de amortecimento do filtro

A definição destes parâmetros é feita de modo que as seguintes condições sejam atendidas:

- A distorção dos sinais de tensão provocada pelos harmônicos de corrente seja limitada em um valor estabelecidos por normas;
- O fornecimento de potência não-ativa pelo filtro na frequência fundamental seja compatível com as necessidades do sistema elétrico no qual o filtro está ligado;
- O fator de amortecimento do filtro seja definido para o maior valor possível.

Com o objetivo de definir o roteiro para especificação básica do filtro atendendo as condições mencionadas anteriormente, a estrutura da dissertação é apresentada a seguir.

1.2 Estrutura da Dissertação

Além deste capítulo de introdução, serão desenvolvidos capítulos que levem ao objetivo final, que é o roteiro para especificação básica do filtro, porém de forma clara, didática e com questionamentos pertinentes, que diferenciam uma dissertação de um Relatório Técnico.

O capítulo II intitulado “Problemas em Cargas Elétricas Alimentadas com Sinais de Tensão de Comportamentos Não-senoidais” mostrará a importância do assunto, que motivou o desenvolvimento desta dissertação.

O capítulo III intitulado “Distorções nos Sinais de Tensão provocadas por Cargas Não-lineares” vai analisar o fenômeno em si e propor metodologias para o cálculo destas distorções.

O capítulo IV intitulado “Roteiro para Especificação Básica de Filtros Passivos de Harmônicos de Corrente” vai estabelecer um equacionamento que permita a definição dos parâmetros do filtro de modo que as condições expostas nos capítulos anteriores sejam atendidas. Posteriormente será apresentado um projeto básico de um filtro passivo de harmônico de corrente para uma planta industrial, a partir de levantamento de dados e medições realizadas nesta instalação.

O capítulo V com “Conclusões e Sugestões para Próximos Trabalhos” vai fazer o que o título propõe.

1.3 Considerações Finais

Esta introdução teve por objetivo principal despertar o interesse do leitor para este assunto, cuja importância dentro da “qualidade da energia elétrica” é crescente. Trata-se de um assunto atual que será apresentado de forma acadêmica, porém sem perder de vista sua aplicação prática.

Capítulo 2

Problemas em Componentes Elétricos Submetidos a Sinais de Tensão de Comportamento Não-Senoidais

2.1 Considerações iniciais

O título deste capítulo foi de difícil definição, mesmo sendo extremamente claro seu objetivo. O termo “problemas” poderia, por exemplo, ser substituído por “má operação”. Porém considerando fatos já ocorridos, o rompimento de um acoplamento mecânico de um grande motor provocado por torques pulsantes, não pode ser considerado apenas uma “má operação”; é realmente um “problemão”. Já o uso de “componentes elétricos” é mais fácil de justificar, uma vez que se pretendeu abordar máquinas elétricas e equipamentos elétricos e eletrônicos.

A quantidade de “problemas” em “componentes elétricos” submetidos a sinais de tensão de comportamento não senoidais é muito grande. Pretende-se neste capítulo tecer considerações básicas e analisar alguns dos mais importantes, tais como os que ocorrem em máquinas elétricas.

2.2 Efeito dos Sinais de Tensões Não Senoidais nos Elementos de Circuitos Elétricos Equivalentes

Todo equipamento, máquina ou sistema elétrico pode ser representado por um circuito elétrico equivalente. Tal representação é importante e imprescindível para análise do

comportamento do equipamento, máquina ou sistema elétrico em situações normais ou anormais nos regimes transitório ou permanente.

Como os elementos básicos de um circuito elétrico são a resistência, usada para representar a conversão de energia elétrica em outra forma de energia, a indutância usada para representar os fenômenos eletromagnéticos provocados pela passagem da corrente elétrica e a capacitância que relaciona diferenças de potencial com quantidade de cargas elétricas, o efeito de alimentação de cargas elétricas com tensões distorcidas resulta da combinação dos efeitos nestes três elementos de circuito.

2.2.1 Elemento Resistência

A resistência é usada para representar a conversão de energia elétrica em qualquer outra forma de energia. A conversão de energia elétrica em energia mecânica ou de energia elétrica em energia térmica são as mais freqüentes em máquinas ou equipamentos elétricos.

É importante observar que efeitos eletromagnéticos sempre estão presentes para conversão de energia elétrica em outra forma de energia e, como será visto a seguir, seus efeitos resultão em distorções do sinal de corrente que se manifesta mesmo que indiretamente.

Um exemplo marcante é o circuito elétrico equivalente a um motor de indução trifásico com rotor gaiola, no qual existem quatro resistências, conforme mostra a figura 1.

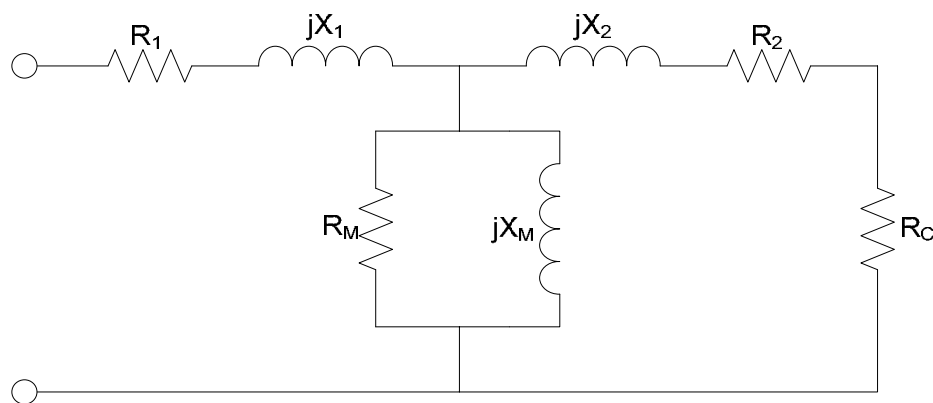


Figura 1 – Circuito elétrico equivalente a um motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola

No circuito elétrico equivalente mostrado na figura 1 tem-se:

- R_1 – resistência usada para representar a conversão de energia elétrica em energia térmica no enrolamento do estator;
- R_2 – resistência usada para representar a conversão de energia elétrica em energia térmica no enrolamento do rotor;
- R_M – resistência elétrica usada para representar a conversão de energia elétrica em energia térmica no material ferromagnético do estator e do rotor. Vale ressaltar que nos modelos atualmente em uso esta resistência também representa a energia mecânica necessária para vencer o atrito e a ventilação do motor;
- R_C – resistência usada para representar a conversão de energia elétrica em mecânica que será fornecida à carga no eixo do motor.

O Efeito Joule devido aos sinais periódicos e distorcidos se manifesta para todos os componentes harmônicos presentes no sinal. O sinal de corrente com comportamento não senoidal provoca variações na densidade de corrente na seção transversal de condutores (efeito pelicular), o que leva invariavelmente ao aumento da parcela de energia elétrica que é transformada em energia térmica. Se a conversão de energia elétrica em energia térmica não é direta e passa, por exemplo, pelo estágio intermediário de energia eletromagnética, como ocorre em uma parcela da resistência R_m usada para representar a conversão de energia elétrica em térmica no material ferromagnético do motor, o sinal não senoidal de corrente provoca variações de fluxo magnético que amplificam os efeitos de histerese e de correntes parasitas. A consequência é o aumento da parcela de energia elétrica convertida em energia térmica.

O efeito do sinal distorcido de tensão aplicado em uma resistência elétrica usada para representar a conversão de energia elétrica em energia mecânica, também é a distorção no sinal da corrente elétrica. Neste caso não se trata do Efeito Joule, porém de influência do sinal não senoidal da corrente em campos magnéticos representados e quantificados por forças magnetomotrizes que vão intermediar a transformação de energia elétrica em energia mecânica.

Correntes elétricas com sinais não senoidais produzem forças magnetomotrizes também não senoidais, cujas interações resultam em forças ou conjugados mecânicos desuniformes, tanto temporal quanto espacialmente (a história da quebra do eixo do motor analisada fisicamente em sua origem). A parcela de energia elétrica convertida em energia mecânica aumenta.

2.2.2 O elemento Indutância

Joseph Henry por volta de 1830, trabalhando em uma universidade (atualmente Princeton) descobriu que a corrente elétrica que circula em um condutor tem uma propriedade semelhante a da quantidade de movimento em mecânica. O início da circulação de corrente é difícil, porem uma vez em circulação tende a continuar. A quantidade de movimento de um objeto é definida pelo produto da massa pela velocidade. De forma similar o momento eletrocinético da corrente elétrica em um condutor é definido pelo produto da indutância pela intensidade da corrente elétrica. Existe uma analogia entre a indutância e a massa (ou momento de inércia no movimento de rotação).

A segunda Lei de Newton afirma que a força necessária para mudar a velocidade de um corpo é igual à rapidez com a qual varia a quantidade de movimento.

$$F = \frac{d}{dt} m \cdot v_v = m \cdot \frac{dv_v}{dt} = m \cdot a \quad (2.1)$$

Onde:

- F – força;
- m – massa;
- v_v – velocidade;
- a – aceleração;
- t – tempo.

Analogamente, a tensão necessária para mudar a intensidade da corrente elétrica é igual à rapidez com a qual varia o momento eletrocinético.

$$v = \frac{d}{dt} L \cdot i \quad (2.2)$$

$$v = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.3)$$

Onde:

- v – tensão elétrica;
- L – indutância;
- i – corrente elétrica;
- t – tempo.

Uma outra forma de definir a indutância, já sob a ótica de elemento de um circuito elétrico equivalente é a apresentada a seguir.

A figura 2 mostra um fio de material condutor enrolado em um núcleo de material ferromagnético.

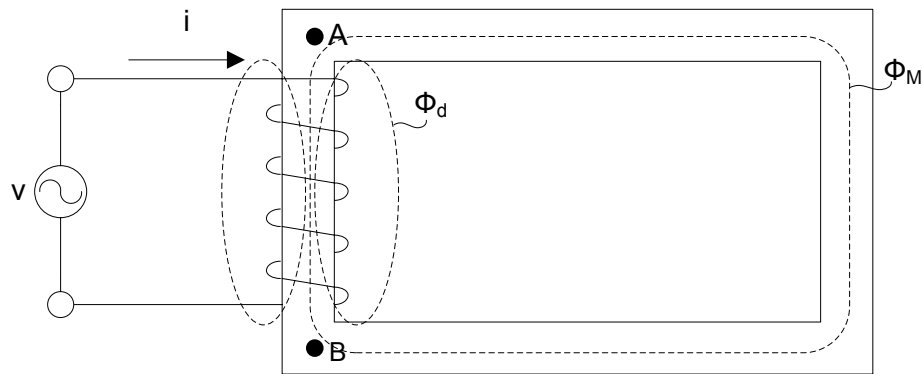


Figura 2 – Bobina enrolada em um núcleo

A bobina formada tem N espiras. Admita que nos terminais da bobina é aplicada uma tensão alternada de valor instantâneo v , cujo comportamento, em regime permanente, pode ser representado pela equação:

$$v = \sqrt{2} \cdot V \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

Tomando-se a equação (2.3), obtém-se a equação da corrente elétrica i em regime permanente:

$$i = \frac{1}{L} \cdot \int v \cdot dt \quad (2.4)$$

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot V}{\omega \cdot L} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.5)$$

$$i = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.6)$$

A circulação da corrente elétrica i pela bobina com N espiras tem como resultado a produção de uma força magnetomotriz entre os pontos A e B.

$$F_{mm} = N \cdot i \quad (2.7)$$

$$F_{mm} = \sqrt{2} \cdot N \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.8)$$

Esta força magnetomotriz da origem aos fluxos de magnetização ϕ_m e de dispersão ϕ_d .

$$\phi_m = \frac{F_{mm}}{R_m} = \frac{\sqrt{2} \cdot N}{R_m} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.9)$$

$$\phi_d = \frac{F_{mm}}{R_d} = \frac{\sqrt{2} \cdot N}{R_d} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.10)$$

Onde:

- ϕ_m – fluxo de magnetização;
- ϕ_d – fluxo de dispersão;
- F_{mm} – força magnetomotriz;
- R_m – relutância do caminho do fluxo de magnetização;

- R_d – relutância do caminho do fluxo de dispersão.

A partir destas considerações e definições pode-se concluir que se o sinal da tensão v aplicado a bobina for alternado, porém não senoidal, tem-se:

- A corrente elétrica i que circula pela bobina também não será senoidal;
- A força magnetomotriz entre os pontos A e B também não terá comportamento senoidal.
- Os fluxos de magnetização e de dispersão também terão comportamentos não senoidais;
- Forças ou conjugados produzidos pela interação de forças magnetomotrizes não senoidais terão comportamento totalmente diferentes daqueles quando o comportamento é senoidal;
- Forças eletromotrizes produzidas pelos fluxos de magnetização ou dispersão de comportamento não senoidais também terão sinais não senoidais.

2.2.3 O elemento capacitância

Se condutores elétricos ou placas estão em diferentes níveis de potencial elétrico existe um certo armazenamento de carga nestes condutores ou placas. É formado um campo elétrico no espaço entre os condutores, e as “linhas do campo elétrico” terminam nas cargas armazenadas.

A quantidade de carga armazenada nos condutores ou placas é proporcional à diferença de potencial entre os mesmos:

$$q = C \cdot v$$

Onde:

- q – quantidade de carga;
- C – capacitância;
- v – tensão elétrica.

A corrente que se estabelece entre estas placas ou condutores é dada por:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.11)$$

Isto significa que um comportamento não senoidal da tensão entre as placas ou condutores pode resultar em elevados gradientes de tensão e conseqüentemente em altas correntes.

2.3 Efeitos dos Sinais de Tensões Não-Senoidais em Componentes Elétricos.

Os efeitos de sinais de tensões não-senoidais em qualquer componente elétrico podem ser analisados a partir do circuito elétrico equivalente correspondente.

A título de exemplo, serão analisados estes efeitos em componentes elétricos mais importantes de sistemas elétricos industriais.

2.3.1 Equipamentos de Manobra

Equipamentos de manobra são responsáveis pela mudança do estado operacional de um sistema elétrico que opera em condições normais ou anormais. Os equipamentos de manobra mais importantes são:

- Secionador a vazio;
- Secionador sob carga;
- Contator;
- Disjuntor.

Os componentes mais importantes de um equipamento de manobra são suas peças de contato.

Na grande maioria dos casos, os estados operacionais “ligado” e “desligando” definem a vida útil do equipamento, sendo que este último de forma predominante.

Para o estado operacional ligado, o circuito equivalente as peças de contato do equipamento de manobra é constituído de uma resistência. Portanto, o efeito do sinal distorcido de tensão se manifesta através da circulação de corrente elétrica também distorcida.

Como analisado no item 2.2.1, o efeito pelicular pode ser acentuado, o que pode provocar sobre-aquecimento nas peças de contato. Este sobre-aquecimento pode levar ao colamento das peças de contato, principalmente em contadores.

A capacidade de interrupção do equipamento de manobra é definido pelo estado operacional desligando.

Esta capacidade de interrupção depende da corrente de desligamento, da tensão nominal e do fator de potência do circuito a ser interrompido.

Sinais distorcidos de tensão interferem na capacidade de interrupção através de distorção nos sinais de corrente.

É importante observar que o desligamento de cargas capacitivas pode provocar solicitações ainda maiores em função do aumento de corrente devido a elevados gradientes de tensão.

Existe ainda uma situação especial a ser analisada e que não se refere a qualquer dos estados operacionais do equipamento de manobra. Trata-se da tensão de isolamento, que garante o nível máximo de tensão admissível pelo equipamento entre as partes vivas (sob tensão) e aquelas de possível contato humano. Gradientes elevados de tensão podem provocar o “rompimento” do isolamento e a consequente circulação de correntes capacitivas.

2.3.2 Transformadores de Potência

O circuito equivalente do transformador é mostrado na figura 3

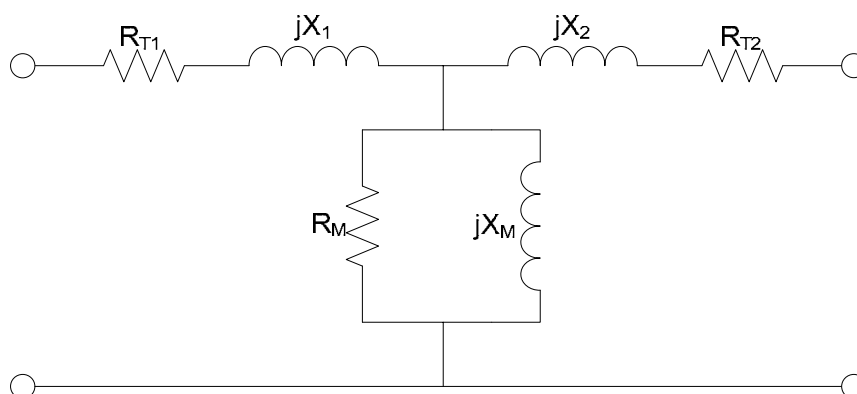


Figura 3 – Circuito equivalente ao transformador

As resistências R_{T1} e R_{T2} representam a conversão de energia elétrica em energia térmica nos enrolamentos do primário e secundário respectivamente.

Conforme considerações feitas para o elemento resistência, a influência da tensão de comportamento não senoidal aplicada ao transformador vai se manifestar através da circulação de corrente com sinal também não senoidal. A intensidade da corrente vai depender da característica da carga alimentada pelo transformador. O resultado, conforme já analisado anteriormente, é o aumento das perdas por Efeito Joule nos enrolamentos do transformador. Com relação à resistência R_{TM} que representa neste caso as perdas por correntes parasitas e por histerese, também valem as considerações anteriores, ou seja, ocorre um aumento das perdas.

A influência da tensão não senoidal nas reatâncias de dispersão dos enrolamentos do primário e do secundário se manifesta também através do sinal não senoidal das correntes primária e secundária. O comportamento do fluxo de dispersão não é senoidal. A força eletromotriz produzida pelo fluxo de dispersão assume valor diferente daquele produzido pelo fluxo de comportamento senoidal devido tanto à variação da densidade de fluxo na seção do enrolamento (efeito pelicular) quanto da própria forma de variação do fluxo. Os valores das reatâncias de dispersão são alterados.

Com relação à reatância de magnetização que retrata o comportamento do fluxo de magnetização acontece o mesmo efeito que nas reatâncias de dispersão. Contudo, o efeito marcante é a produção de força eletromotriz de comportamento também não senoidal no enrolamento do secundário do transformador.

O sinal não senoidal da tensão da rede é propagado através do transformador. Bruscas variações de tensão nos enrolamentos do transformador oriundas de sinais de tensão não senoidais acentuam o efeito capacitivo entre os enrolamentos podendo provocar correntes capacitivas entre os mesmos, danificando o material isolante.

Conclui-se então que transformadores sujeitos a operação com sinais de tensão e corrente não senoidais devem ser sobredimensionados (aumento das perdas) além de ter o isolamento entre os enrolamentos reforçado.

2.3.3 Motores de Indução Trifásicos

A aplicação de tensões não senoidais em motores de indução trifásicos com rotor do tipo gaiola além de submeter os mesmos às solicitações descritas para transformadores de potência (aumento das perdas) pode produzir torques pulsantes, principalmente durante os processos de partida do motor.

Tensões não senoidais produzem, conforme já analisado anteriormente, forças magnetomotrizes de comportamento também não senoidais tanto no estator quanto no rotor do motor. O resultado é a produção dos torques pulsantes, que têm maior efeito durante o processo de partida.

Outro efeito a ser mencionado é o de origem capacitiva que pode levar a danos no isolamento do enrolamento do estator.

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram analisados os efeitos que tensões com sinais não senoidais pode produzir em cargas elétricas. Como toda carga ou sistema elétrico pode ser representado por um circuito elétrico equivalente, analisou-se inicialmente o efeito de sinais distorcidos de tensão nos elementos básicos de um circuito elétrico (resistência, indutância e capacitância).

Para exemplificar foram analisados os efeitos de sinais de tensões não senoidais em equipamentos de manobra, em transformadores e em motores de indução trifásicos. No próximo capítulo será analisada a distorção nos sinais de tensão provocada por cargas não

lineares, especificamente por conversores de corrente alternada em corrente contínua comutados pela rede.

DISTORÇÕES NOS SINAIS DE TENSÃO PROVOCADAS POR CARGAS NÃO LINEARES

3.1 Considerações Iniciais

Cargas não lineares fazem circular correntes de comportamento não senoidal na rede de suprimento de energia elétrica. Estas correntes provocam quedas de tensões não senoidais na impedância do circuito equivalente a rede. O resultado é a distorção nos sinais das tensões da rede.

Evidentemente que o grau de distorção nos sinais das tensões é função da intensidade e do grau de distorção da corrente e da potência de curto-circuito no ponto considerado. Este capítulo tem por objetivo apresentar três formas de quantificação das distorções nos sinais de tensão provocadas pela circulação de correntes não senoidais, resultantes da alimentação de cargas não lineares.

Será admitido como carga não linear um conversor de corrente alternada em corrente contínua ligada em ponte trifásica e alimentando uma carga indutiva.

As três formas de determinação são:

- A partir dos harmônicos de corrente, que representam o sinal não senoidal da corrente, e da potência de curto-circuito da rede de suprimento de energia no ponto considerado;
- A partir da solução do circuito equivalente ao conjunto conversor – rede de suprimento de energia elétrica;
- A partir de medições dos sinais de tensão e corrente nos pontos considerados.

Será tomado como base para os três métodos o conversor mostrado na fig. 4.

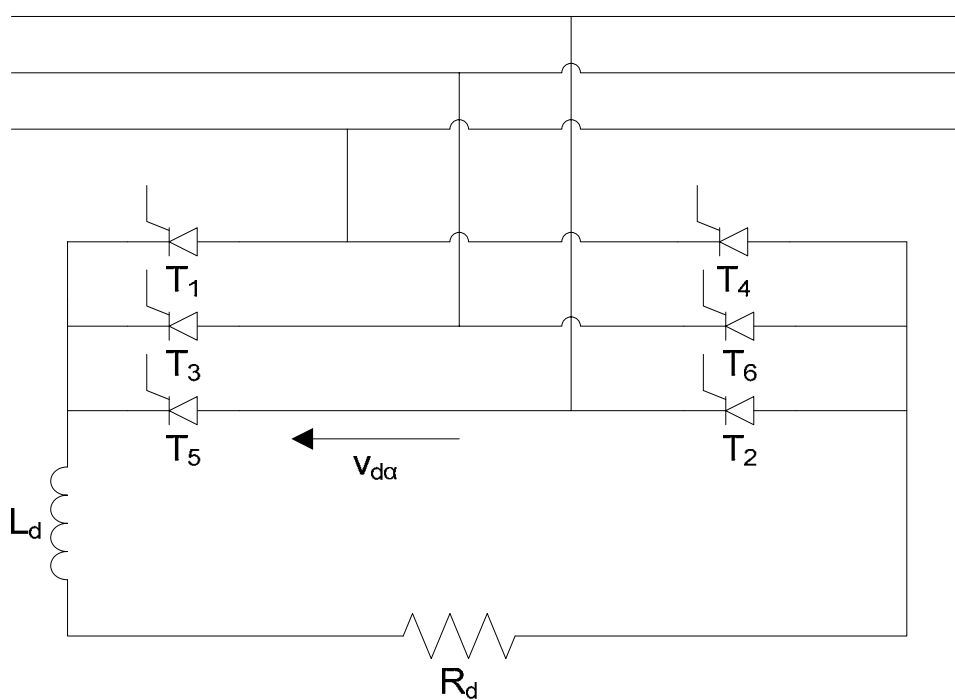


Figura 4 – Conversor de corrente alternada em corrente contínua comutado pela rede e alimentando carga muito indutiva

A figura 5 mostra as formas de onda das tensões de linha do lado de corrente alternada (a) e a da tensão no lado de corrente contínua (b) do conversor para operação com ângulo de disparo α , sem considerar as distorções nos sinais das tensões.

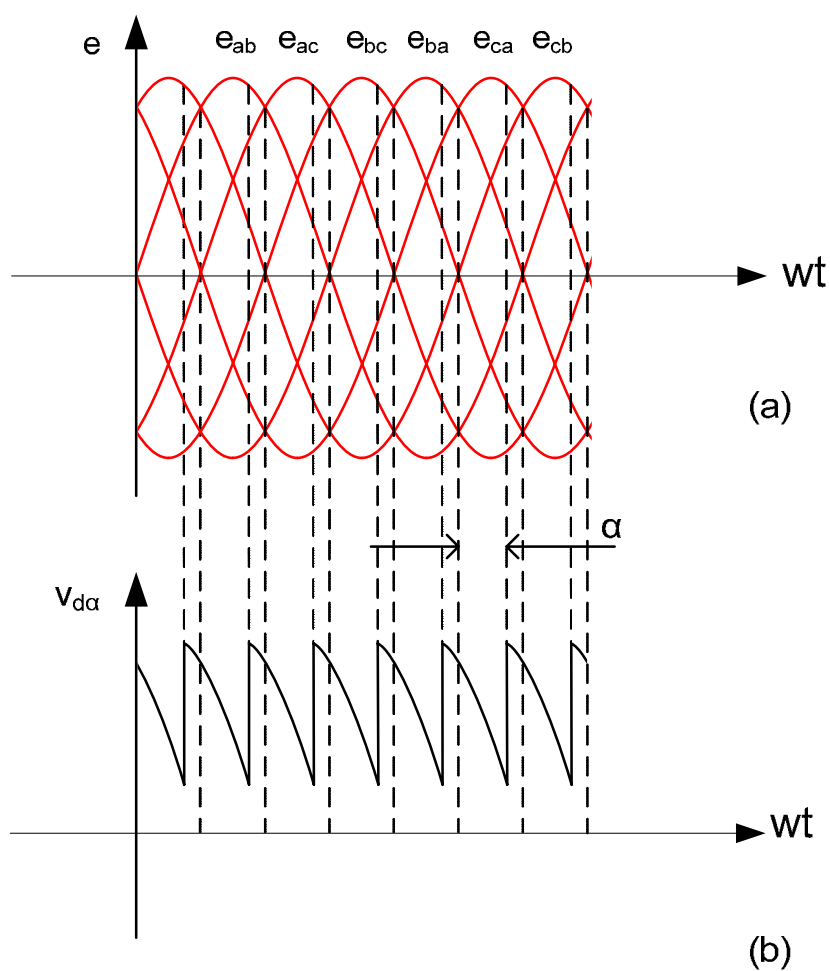


Figura 5 – Formas de onda das tensões no lado de corrente alternada e de corrente contínua do conversor para um ângulo de disparo α

3.2 Determinação da Distorção de Tensão a Partir dos Harmônicos de Corrente Produzidos pelo Conversor

O procedimento neste caso é o seguinte:

- Determinam-se as formas de onda das correntes no lado de corrente alternada do conversor;

- Com auxílio da Série de Fourier são determinados os valores eficazes dos harmônicos de corrente no lado de corrente alternada do conversor;
- Considerando-se a impedância do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor determinam-se os harmônicos de tensão.

O procedimento é detalhado a seguir.

Se o efeito de comutação não é considerado, como geralmente ocorre neste procedimento, as formas de onda das correntes no lado de corrente contínua (a) e de corrente alternada (b) do conversor são mostradas na figura 6, considerando a carga com característica bastante indutiva ($L \gg R$) e o conversor operando com ângulo de disparo α conforme mostrado na figura 5.

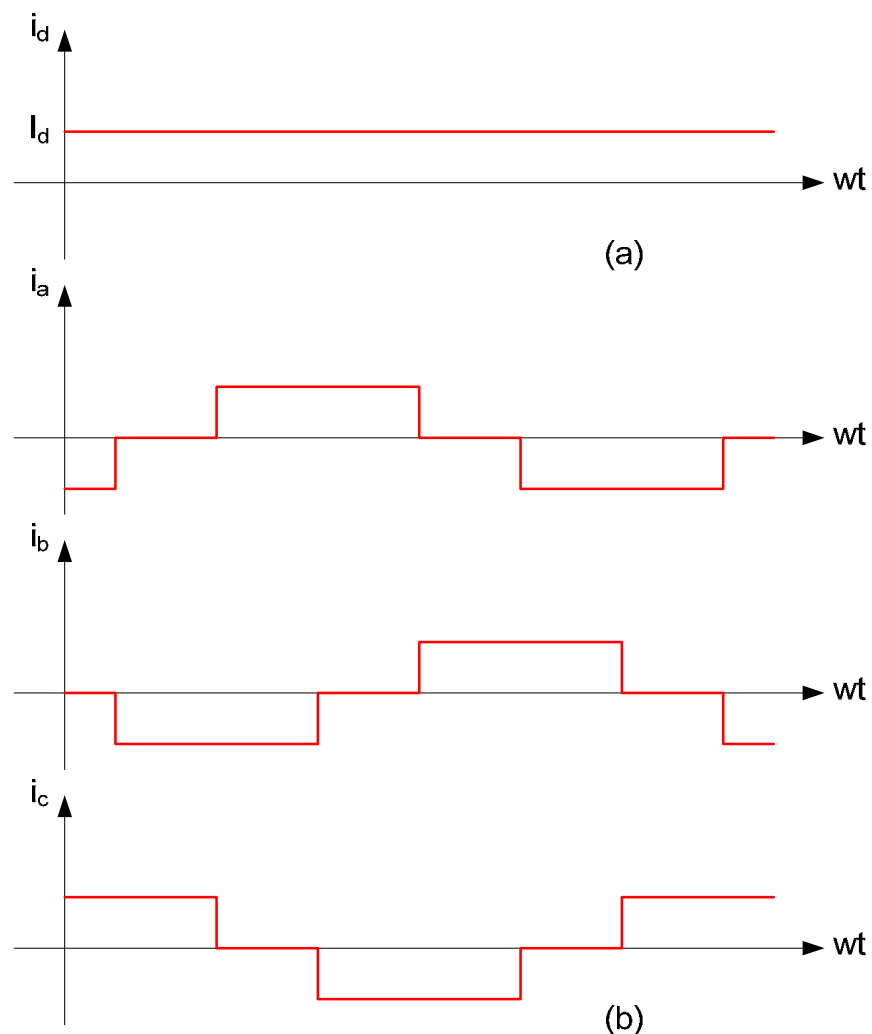


Figura 6 – Formas de onda das correntes no lado de corrente contínua (a) e de corrente alternada (b) do conversor

De posse das formas de onda das correntes nos lados de corrente alternada do conversor e com auxílio da Série de Fourier são determinados os valores eficazes dos harmônicos de corrente, cujos resultados são mostrados na tabela 1.

Tabela 1 – Valores eficazes dos harmônicos de corrente

h	I_h	Seqüência
1	$0,78 \cdot I_d$	Positiva
5	$\frac{0,78 \cdot I_d}{5}$	Negativa
7	$\frac{0,78 \cdot I_d}{7}$	Positiva
11	$\frac{0,78 \cdot I_d}{11}$	Negativa
13	$\frac{0,78 \cdot I_d}{13}$	Positiva
17	$\frac{0,78 \cdot I_d}{17}$	Negativa
19	$\frac{0,78 \cdot I_d}{19}$	Positiva
23	$\frac{0,78 \cdot I_d}{23}$	Negativa
25	$\frac{0,78 \cdot I_d}{25}$	Positiva

- h – ordem do harmônico de corrente;
- I_h – valor eficaz do harmônico de corrente;
- I_d – valor médio da corrente no lado de corrente contínua do conversor.

Os módulos dos harmônicos de tensão de fase no lado de corrente alternada do conversor são obtidos do produto do valor eficaz do harmônico de corrente pelo módulo da impedância do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor, na frequência do harmônico considerado.

$$V_h = I_h \cdot Z_h \quad (3.1)$$

$$Z_h = \sqrt{R_h^2 + X_h^2} \quad (3.2)$$

Onde:

- V_h – valor eficaz do harmônico de tensão de fase de ordem h;
- I_h – valor eficaz do harmônico de corrente de ordem h;
- Z_h – impedância do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor na frequência do harmônico de ordem h;
- R_h – resistência do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor na frequência do harmônico de ordem h;
- X_h – reatância do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor na frequência do harmônico de ordem h.

Os valores de resistência e reatância do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor são conhecidos na frequência fundamental (60Hz). Devido ao efeito pelicular, estes valores devem ser corrigidos. O valor da resistência para frequência do harmônico de ordem h pode ser obtido através da equação[13]:

$$R_h = \frac{R_l}{11} \cdot (7 \cdot h + 4) \quad (3.3)$$

Onde

- R_h – resistência do circuito equivalente ao lado de corrente alternada do conversor na frequência do harmônico de ordem h;

O valor da reatância para o harmônico de ordem h deve ser corrigido tanto com a frequência como com a variação da indutância devido ao efeito pelicular. Como a indutância cai com o aumento da frequência, é usual a correção apenas com a frequência:

$$X_h = h \cdot X_1 \quad (3.4)$$

Onde:

- X_h – reatância para o harmônico de ordem h ;
- X_1 – reatância para frequência fundamental;
- h – ordem do harmônico.

A tabela 2 apresenta os harmônicos de corrente característicos para o conversor analisado e os respectivos harmônicos de tensão resultantes.

Tabela 2 - Determinação dos Harmônicos de Tensão a partir dos Harmônicos de Corrente

h	I_h	R_h	X_h	V_h
5	$\frac{0,78 \cdot I_d}{5}$	$\frac{39}{11} \cdot R_1$	$5 \cdot X_1$	$I_5 \cdot \sqrt{R_5^2 + X_5^2}$
7	$\frac{0,78 \cdot I_d}{7}$	$\frac{53}{11} \cdot R_1$	$7 \cdot X_1$	$I_7 \cdot \sqrt{R_7^2 + X_7^2}$
11	$\frac{0,78 \cdot I_d}{11}$	$\frac{81}{11} \cdot R_1$	$11 \cdot X_1$	$I_{11} \cdot \sqrt{R_{11}^2 + X_{11}^2}$
13	$\frac{0,78 \cdot I_d}{13}$	$\frac{95}{11} \cdot R_1$	$13 \cdot X_1$	$I_{13} \cdot \sqrt{R_{13}^2 + X_{13}^2}$
17	$\frac{0,78 \cdot I_d}{17}$	$\frac{123}{11} \cdot R_1$	$17 \cdot X_1$	$I_{17} \cdot \sqrt{R_{17}^2 + X_{17}^2}$
19	$\frac{0,78 \cdot I_d}{19}$	$\frac{137}{11} \cdot R_1$	$19 \cdot X_1$	$I_{19} \cdot \sqrt{R_{19}^2 + X_{19}^2}$
23	$\frac{0,78 \cdot I_d}{23}$	$\frac{165}{11} \cdot R_1$	$23 \cdot X_1$	$I_{23} \cdot \sqrt{R_{23}^2 + X_{23}^2}$
25	$\frac{0,78 \cdot I_d}{25}$	$\frac{179}{11} \cdot R_1$	$25 \cdot X_1$	$I_{25} \cdot \sqrt{R_{25}^2 + X_{25}^2}$

Onde:

- h – ordem do harmônico;
- I_d – valor médio da corrente no lado de corrente contínua do conversor;
- I_h – valor eficaz do harmônico de corrente de ordem h no lado de corrente alternada do conversor;
- R_1 – resistência do circuito equivalente à rede de suprimento de energia do conversor para frequência fundamental;
- R_h – resistência do circuito equivalente à rede de suprimento de energia do conversor para o harmônico de ordem h ;
- X_1 – reatância do circuito equivalente à rede de suprimento de energia do conversor para o harmônico de ordem h ;
- X_h – reatância do circuito equivalente à rede de suprimento de energia do conversor para o harmônico de ordem h ;
- V_h – valor eficaz do harmônico de tensão.

3.3 Obtenção dos Sinais de Tensão a Partir do Circuito Equivalente

O funcionamento do conversor de corrente alternada em corrente contínua comutado pela rede mostrado na figura 4 se caracteriza por:

- Condução de 2 tiristores fora dos processos de comutação;
- Condução de 3 tiristores durante os processos de comutação.

A tabela 3 mostra os tiristores em condução durante um ciclo elétrico de operação, tomando como base as figuras 4 e 5. É importante observar que a forma de onda da tensão no lado de corrente

contínua do conversor mostrado na figura 5 e das correntes no lado de corrente alternada do conversor mostradas na figura 6 consideram a operação com ângulos de disparo α , porem com comutação instantânea de um tiristor para outro. Na tabela 3 a comutação não instantânea é considerada e sua duração é representada pelo ângulo de comutação μ .

Tabela 3 – Condução dos Tiristores

Período de condução $[\omega \cdot t]$	Tiristores em condução	Tensões envolvidas
$\frac{\pi}{3} + \alpha + \mu \leq \omega \cdot t \leq \frac{2 \cdot \pi}{3} + \alpha$	T_1, T_6	e_a, e_b
$\frac{2 \cdot \pi}{3} + \alpha \leq \omega \cdot t \leq \frac{2 \cdot \pi}{3} + \alpha + \mu$	T_1, T_6, T_2	e_a, e_b, e_c
$\frac{2 \cdot \pi}{3} + \alpha + \mu \leq \omega \cdot t \leq \pi + \alpha$	T_1, T_2	e_a, e_c
$\pi + \alpha \leq \omega \cdot t \leq \pi + \alpha + \mu$	T_1, T_3, T_2	e_a, e_b, e_c
$\pi + \alpha + \mu \leq \omega \cdot t \leq \frac{4 \cdot \pi}{3} + \alpha$	T_3, T_2	e_b, e_c
$\frac{4 \cdot \pi}{3} + \alpha \leq \omega \cdot t \leq \frac{4 \cdot \pi}{3} + \alpha + \mu$	T_3, T_2, T_4	e_b, e_c, e_a
$\frac{4 \cdot \pi}{3} + \alpha + \mu \leq \omega \cdot t \leq \frac{5 \cdot \pi}{3} + \alpha$	T_3, T_4	e_b, e_a
$\frac{5 \cdot \pi}{3} + \alpha \leq \omega \cdot t \leq \frac{5 \cdot \pi}{3} + \alpha + \mu$	T_3, T_5, T_4	e_b, e_a, e_c
$\frac{5 \cdot \pi}{3} + \alpha + \mu \leq \omega \cdot t \leq 2 \cdot \pi + \alpha$	T_5, T_4	e_c, e_a
$2 \cdot \pi + \alpha \leq \omega \cdot t \leq 2 \cdot \pi + \alpha + \mu$	T_5, T_4, T_6	e_c, e_a, e_b
$2 \cdot \pi + \alpha + \mu \leq \omega \cdot t \leq \frac{7 \cdot \pi}{3} + \alpha$	T_5, T_6	e_c, e_b
$\frac{7 \cdot \pi}{3} + \alpha \leq \omega \cdot t \leq \frac{7 \cdot \pi}{3} + \alpha + \mu$	T_5, T_1, T_6	e_c, e_a, e_b

A determinação da forma de onda da tensão no lado de corrente alternada do conversor será feita apenas para fase a, uma vez que se supõe o sistema equilibrado.

Serão obtidos e analisados os circuitos equivalentes para dois estados operacionais

- Condução fora do processo de comutação;
- Condução durante o processo de comutação.

3.3.1 Condução fora dos Processos de Comutação

Neste caso, considerando-se a fase a e tomando como base o conversor mostrado na figura 4 e as formas de onda mostradas na figura 5, têm-se os circuitos equivalentes mostrados na figura 7.

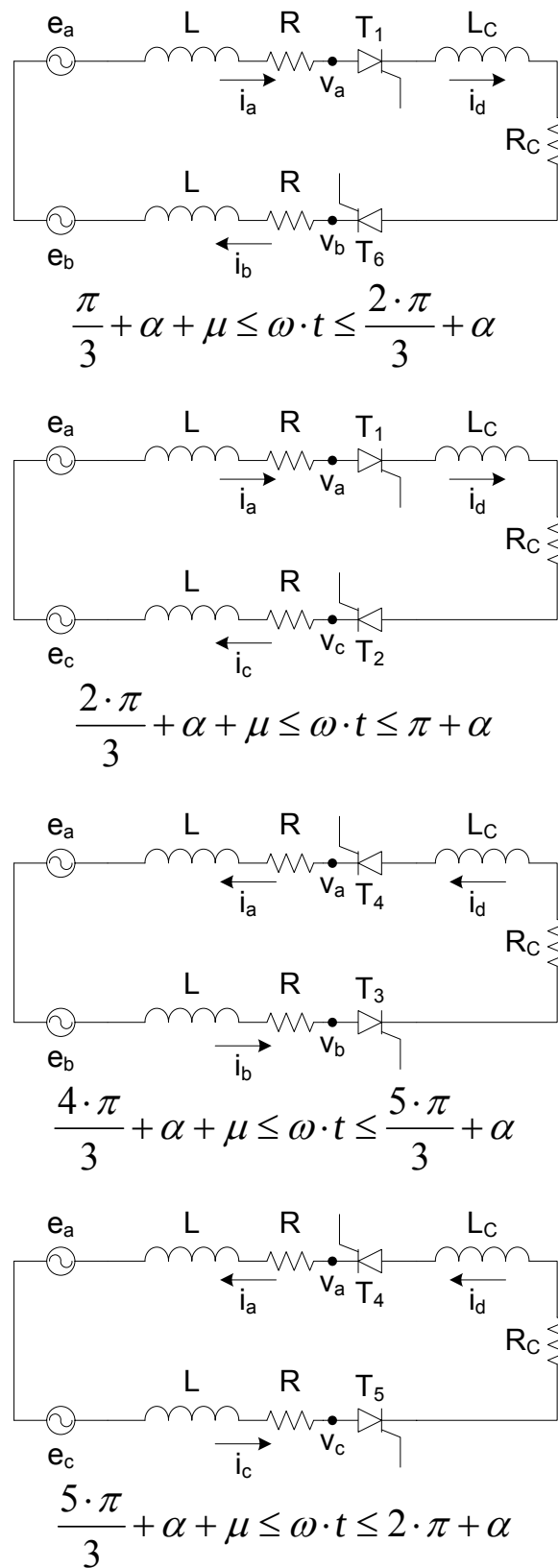


Figura 7 - Circuitos equivalentes formados pelos pares de tiristores quando ocorre condução na fase A

Como a carga é bastante indutiva ($L_c \gg R_c$) a corrente de carga i_d é alisada. Desta forma, a queda de tensão na indutância no lado de corrente alternada do conversor é praticamente nula e na resistência R muito pequena, podendo até ser desprezada.

Desta forma, tem-se entre os intervalos de comutação:

$$v_a = e_a \quad (3.5)$$

Onde:

- V_a – tensão na fase a do barramento de alimentação do conversor h;
- e_a – f.e.m. na fase da fonte da rede de suprimento de energia.

Considerando o ângulo de disparo α e a duração da comutação $\omega \cdot t = \mu$, a figura 8 mostra as formas de onda da tensão V_a e da corrente i_a .

3.3.2 Condução durante os Processos de Comutação

Considerando-se a fase a, a figura 8 mostra os circuitos equivalentes durante os processos de comutação

Para o circuito equivalente da figura 8-a, válido para comutação do tiristor T_1 para o tiristor T_3 , valem as equações que definem as tensões v_a e v_b .

$$v_a = e_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a \quad (3.6)$$

$$v_b = e_b - L \cdot \frac{di_b}{dt} - R \cdot i_b \quad (3.7)$$

Durante o processo de comutação tem-se:

$$v_a = v_b \quad (3.8)$$

Portanto:

$$e_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a = e_b - L \cdot \frac{di_b}{dt} - R \cdot i_b \quad (3.9)$$

$$e_{ab} = L \cdot \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) + R \cdot (i_a - i_b) \quad (3.10)$$

Como:

$$i_a + i_b = I_d \quad (3.11)$$

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = 0 \quad (3.12)$$

Logo:

$$e_{ab} = 2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + R \cdot (i_a - I_d + i_a) \quad (3.13)$$

$$e_{ab} = 2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + 2 \cdot R \cdot i_a - R \cdot I_d \quad (3.14)$$

Tomando como referência as tensões mostradas na figura:

$$e_{ab} = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.15)$$

Logo:

$$2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + 2 \cdot R \cdot i_a = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin(\omega \cdot t) + R \cdot I_d \quad (3.16)$$

A solução desta equação diferencial:

$$i_a(t) = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \cdot \omega \cdot t} + \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \quad (3.17)$$

Sabe-se que:

$$i_a(t) = I_d \text{ para } \omega \cdot t = \pi + \alpha \quad (3.18)$$

$$I_d = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}(\pi + \alpha)} + \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \quad (3.19)$$

$$K_1 = \left[\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}(\pi + \alpha)} \quad (3.20)$$

Desta forma resulta

$$i_a(t) = \left[\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}[\omega t - (\pi + \alpha)]} + \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \quad (3.21)$$

O comportamento da tensão v_a durante a comutação do tiristor T_1 para o tiristor T_3 será:

$$\begin{aligned} v_a(t) = & \sqrt{2} \cdot E_f \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) - \\ & - R \cdot \left[\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}[\omega t - (\pi + \alpha)]} + \frac{I_d}{2} + \\ & + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) - \omega \cdot L \left[-\frac{R}{\omega \cdot L} \cdot \left(\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \sin(\pi + \alpha - \varphi) \right) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}[\omega t - (\pi + \alpha)]} + \\ & + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Para o circuito equivalente da figura 8-b, valido para comutação do tiristor 2 para o tiristor 4 valeu as equações que definem as tensões v_a e v_c .

$$v_a = e_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a \quad (3.23)$$

$$v_c = e_c - L \cdot \frac{di_c}{dt} - R \cdot i_c \quad (3.24)$$

Durante o processo de comutação tem-se:

$$v_a = v_c \quad (3.25)$$

Portanto:

$$e_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a = e_c - L \cdot \frac{di_c}{dt} - R \cdot i_c \quad (3.26)$$

$$e_{ac} = L \cdot \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right) + R \cdot (i_a - i_c) \quad (3.27)$$

Como:

$$i_a + i_c = -I_d \quad (3.28)$$

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (3.29)$$

$$e_{ac} = 2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + R \cdot (i_a + i_c + I_d) \quad (3.30)$$

$$e_{ac} = 2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + 2 \cdot R \cdot i_a + R \cdot I_d \quad (3.31)$$

Tomando como referencia as tensões mostradas na figura:

$$e_{ac} = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{3} \right) \quad (3.32)$$

$$2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + 2 \cdot R \cdot i_a = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{3} \right) - R \cdot I_d \quad (3.33)$$

A solução desta equação diferencial é:

$$i_a(t) = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t} - \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) \quad (3.34)$$

Sabe-se que:

$$i_a(t) = 0 \text{ para } \omega \cdot t = \frac{4 \cdot \pi}{3} + \alpha \quad (3.35)$$

$$0 = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha \right)} - \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) \quad (3.36)$$

$$0 = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha \right)} - \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \quad (3.37)$$

$$K_1 = \left[\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{\frac{R}{\omega \cdot L} \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha \right)} \quad (3.38)$$

Portanto:

$$i_a(t) = \left[\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \left[\omega t - \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha \right) \right]} - \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) \quad (3.39)$$

O comportamento da tensão v_a durante a comutação do tiristor T_2 para o tiristor T_4 será:

$$\begin{aligned} v_a(t) = & \sqrt{2} \cdot E_f \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) - \\ & - R \cdot \left[\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \left[\omega t - \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha \right) \right]} - \\ & - \frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - \\ & - \omega \cdot L \cdot \left\{ -\frac{R}{\omega \cdot L} \cdot \left[\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \left[\omega t - \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha \right) \right]} + \right. \\ & \left. + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Para o circuito equivalente da figura 8c valido para comutação do tiristor 4 para o tiristor 6 valem as equações:

$$v_a = e_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a \quad (3.41)$$

$$v_b = e_b - L \cdot \frac{di_b}{dt} - R \cdot i_b \quad (3.42)$$

Durante o processo de comutação tem-se:

$$v_a = v_b$$

Portanto:

$$e_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a = e_b - L \cdot \frac{di_b}{dt} - R \cdot i_b \quad (3.43)$$

$$e_{ab} = L \cdot \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) + R \cdot (i_a - i_b) \quad (3.44)$$

Como:

$$i_a + i_b = -I_d \quad (3.45)$$

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = 0 \quad (3.46)$$

Logo:

$$e_{ab} = 2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + R \cdot (i_a - (-i_a - I_d)) \quad (3.47)$$

$$e_{ab} = 2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + 2 \cdot R \cdot i_a + R \cdot I_d \quad (3.48)$$

Tomando como referencia as tensões mostradas na figura:

$$e_{ab} = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (3.49)$$

Logo:

$$2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + 2 \cdot R \cdot i_a = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin(\omega \cdot t) - R \cdot I_d \quad (3.50)$$

A solução desta equação é:

$$i_a(t) = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \cdot \omega \cdot t} - \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \quad (3.51)$$

Sabe-se que:

$$i_a(t) = -I_d \text{ para } \omega \cdot t = 2 \cdot \pi + \alpha \quad (3.52)$$

$$-I_d = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}(2 \cdot \pi + \alpha)} - \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(2 \cdot \pi + \alpha - \varphi) \quad (3.53)$$

$$K_1 = \left[-\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(2 \cdot \pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}(2 \cdot \pi + \alpha)} \quad (3.54)$$

$$i_a(t) = \left[-\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(2 \cdot \pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}(\omega t - 2 \cdot \pi - \alpha)} - \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \quad (3.55)$$

O comportamento da tensão v_a durante a comutação do tiristor T_4 para o tiristor T_6 será:

$$v_a(t) = \sqrt{2} \cdot E_f \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) - \left[-R \cdot \left[\left(-\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(2 \cdot \pi + \alpha - \varphi) \right) \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}(\omega t - 2 \cdot \pi - \alpha)} - \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \right] - \omega \cdot L \left\{ -\frac{R}{\omega \cdot L} \cdot \left[-\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(2 \cdot \pi + \alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L}(\omega t - 2 \cdot \pi - \alpha)} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \right\} \right] \quad (3.56)$$

Para o circuito equivalente da figura 8-d valido para comutação do tiristor 5 para o tiristor 1 valem as equações:

$$v_a = e_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a \quad (3.57)$$

$$v_c = e_c - L \cdot \frac{di_c}{dt} - R \cdot i_c \quad (3.58)$$

Durante o processo de comutação tem-se:

$$v_a = v_c \quad (3.59)$$

Portanto:

$$e_a - L \cdot \frac{di_a}{dt} - R \cdot i_a = e_c - L \cdot \frac{di_c}{dt} - R \cdot i_c \quad (3.60)$$

$$e_{ac} = L \cdot \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right) + R \cdot (i_a - i_c) \quad (3.61)$$

Como:

$$i_a + i_c = I_d \quad (3.62)$$

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (3.63)$$

$$e_{ac} = 2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + R \cdot (i_a + i_a - I_d) \quad (3.64)$$

$$e_{ac} = 2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + 2 \cdot R \cdot i_a - R \cdot I_d \quad (3.65)$$

Tomando como referencia as tensões mostradas na figura:

$$e_{ac} = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{3}\right) \quad (3.66)$$

$$2 \cdot L \cdot \frac{di_a}{dt} + 2 \cdot R \cdot i_a = \sqrt{2} \cdot E \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{3}\right) + R \cdot I_d \quad (3.67)$$

A solução desta equação diferencial é:

$$i_a(t) = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t} + \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (3.68)$$

Sabe-se que:

$$i_a(t) = 0 \text{ para } \omega \cdot t = \frac{\pi}{3} + \alpha \quad (3.69)$$

$$0 = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{\omega L} \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)} + \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (3.70)$$

$$K_1 = \left[-\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega L} \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)} \quad (3.71)$$

$$i_a(t) = \left[-\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \left[\omega t - \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]} + \left[\frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] \quad (3.72)$$

O comportamento da tensão v_a durante a comutação do tiristor T_5 para o tiristor T_1 será:

$$v_a(t) = \sqrt{2} \cdot E_f \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - R \cdot \left\{ \left[-\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \left[\omega t - \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]} + \left[\frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] \right\} - \omega \cdot L \cdot \left\{ -\frac{R}{\omega \cdot L} \cdot \left[-\frac{I_d}{2} - \frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{\omega \cdot L} \left[\omega t - \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]} + \left[\frac{\sqrt{2} \cdot E}{2 \cdot \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] \right\} \quad (3.73)$$

A avaliação do grau de distorção do sinal de tensão pode ser feita utilizando-se a série de Fourier para obtenção dos harmônicos de tensão.

3.4 Obtenção dos Sinais de Tensão a Partir de Medições

Analísadores de harmônicos instalados no lado de corrente alternada do conversor permitem a medição e análise dos sinais de tensão e corrente. Além de fornecer os sinais de tensão simultaneamente nas 3 fases, fornecem os respectivos conteúdos harmônicos destes sinais. Um exemplo desta metodologia será mostrado no capítulo 5.

3.5 Avaliações dos Resultados

Os três métodos apresentados anteriormente permitem que os sinais de correntes e tensões sejam disponibilizados na forma de seu conteúdo harmônico.

Conforme será analisado no capítulo IV, o projeto do filtro é feito a partir do valor do nível de harmônico de tensão que se pretende limitar.

Nota-se aí um fato bastante interessante: ainda que o nível de harmônico de tensão dependa da potência de curto-circuito da rede e do valor eficaz do harmônico de corrente correspondente, o projeto do filtro vai tomar como base apenas o valor eficaz do harmônico de corrente e nível de harmônico de tensão que se pretende obter, portanto não dependendo da potência de curto-circuito da rede: “Uma rede elétrica com baixa potência de curto-circuito pode exigir a instalação de um filtro, porém no projeto do filtro não se considera a potência de curto-circuito da rede”. Isto se deve ao fato de que em ressonância o filtro apresenta uma impedância (definida pela resistência do indutor) muito menor que a impedância equivalente da rede no ponto de instalação do filtro. Portanto, conforme será visto no capítulo IV, a resistência do filtro em ressonância juntamente com o valor eficaz do harmônico de corrente, define o nível do harmônico de tensão.

No projeto do filtro cada harmônico de tensão será representado e quantificado pelo fator K_h .

$$K_h [\%] = \frac{V_h}{V_f} \cdot 100 \quad (3.74)$$

Onde:

- K_h – fator que define o nível do harmônico de tensão de ordem h ;
- V_h – valor eficaz do harmônico de tensão de fase de ordem h ;
- V_f – valor eficaz da tensão de fase.

A limitação do valor K_h para cada harmônico de tensão pode ser normalizada quando se trata da rede de suprimento de uma concessionária de energia elétrica ou definida pelos danos que pode causar quando se trata de barramento no qual estão ligadas cargas não lineares.

3.6 Considerações Finais

Pode-se dividir estas “considerações finais” em dois tópicos distintos:

- Sobre as metodologias de obtenção dos níveis de distorção dos sinais de tensão;
- Sobre a limitação das distorções dos sinais.

3.6.1 Sobre as Metodologias de Obtenção dos Níveis de Distorção dos Sinais de Tensão

Com relação ao primeiro método apresentado que permite a obtenção dos harmônicos de tensão a partir dos harmônicos de corrente devem ser feitas as seguintes considerações:

- Os valores adotados para os harmônicos de corrente resultam de uma forma de onda de corrente que praticamente não ocorre. São valores teóricos, que frequentemente estão abaixo daqueles que podem ser medidos.
- A correção dos parâmetros “resistência” e “reatância” do circuito equivalente a rede de suprimento de energia com a frequência é também bastante imprecisa. Na correção da resistência admite-se a validade da superposição de efeitos, o que com certeza não corresponde à realidade. A correção da indutância é muito difícil pois depende de uma série de fatores (disposição dos cabos, por exemplo).

Com relação ao segundo método apresentado, que lança mão de circuitos equivalentes, vale a mesma consideração feita anteriormente para os sinais de corrente. No equacionamento para obtenção da corrente e posteriormente da tensão durante os processos de comutação tanto a resistência quanto a indutância são consideradas constantes, o que para operação em regime transitório pode levar a resultados imprecisos por não considerar o efeito pelicular.

Estas considerações nos levam a concluir que a medição dos sinais de tensão e corrente é o melhor método. Esta foi a razão pela qual este método foi usado para o projeto do filtro.

3.6.2 Sobre a Limitação das Distorções dos Sinais de Tensão

A limitação de níveis de harmônicos de tensão por parte de concessionárias de energia elétrica deve ser feita de forma cuidadosa, pois depende muito da potência de curto-circuito da rede de suprimento de energia elétrica.

Em tese não se pode estabelecer o mesmo nível harmônico de tensão para redes de diferentes potências de curto-circuito. Por outro lado o dano provocado por harmônicos de tensão independe da potência de curto-circuito. Conclui-se então que a solução do problema passa por um planejamento adequado.

Capítulo 4

Roteiro para Especificação Básica de Filtros Passivos de Harmônicos de Corrente

4.1 Considerações Iniciais

Um dos objetivos deste trabalho é desenvolver um projeto básico de filtros passivos de harmônicos de corrente com a finalidade de limitar distorções dos sinais de tensões da rede de suprimento de energia elétrica provocadas por cargas não lineares. E considerando ainda que estes filtros fornecem energia não-ativa na frequência fundamental, o projeto deve prever que este fornecimento seja compatível com as necessidades do sistema elétrico.

Um filtro passivo de harmônico de corrente é constituído basicamente de um circuito ressonante serie, ou seja, uma indutância (indutor) ligada em série com uma capacitância (capacitor) em cada fase. Na maioria dos casos as três fases que compõe o filtro estão ligadas em estrela.

Como o filtro é ajustado para ressonância no harmônico de corrente que se pretende mitigar na frequência de ressonância, a impedância do mesmo é numericamente igual à resistência do circuito equivalente ao mesmo.

A figura 9 mostra um sistema elétrico bastante simples, no qual uma rede de suprimento de energia elétrica alimenta, através de um transformador um conversor de corrente alternada em corrente continua (carga não linear) e um motor de indução trifásico (carga linear).

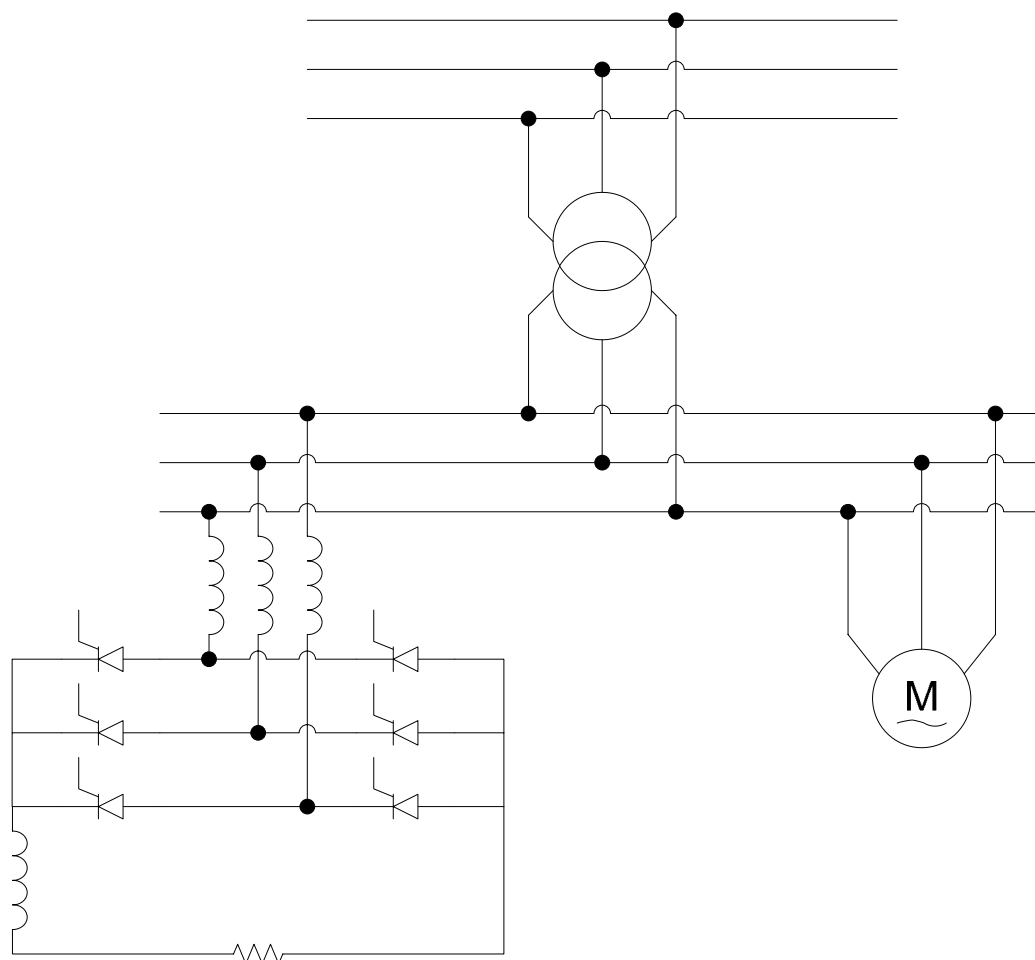


Figura 9 – Sistema elétrico de uma rede de suprimento de energia elétrica com carga não linear e carga linear

O conversor faz circular pelo transformador e pela rede de suprimento de energia elétrica uma corrente elétrica com sinal não senoidal. Esta corrente produz, nas impedâncias equivalentes à rede e ao transformador, quedas de tensão não senoidais, fazendo com que os sinais das tensões no barramento de alimentação do conversor e do motor sejam distorcidos.

Tanto a distorção dos sinais de corrente quanto dos sinais de tensão podem ser quantificados pelos seus correspondentes conteúdos harmônicos (capítulo III)

Efetuando-se a análise destes conteúdos harmônicos chega-se a conclusão que o harmônico de tensão V_h provocado pelo harmônico de corrente I_h deve ser limitado, uma vez que seus valores estão superiores aos estabelecidos por normas.

A figura 10 mostra o mesmo sistema elétrico, porem com um filtro passivo para o harmônico de corrente I_h instalado no secundário do transformador.

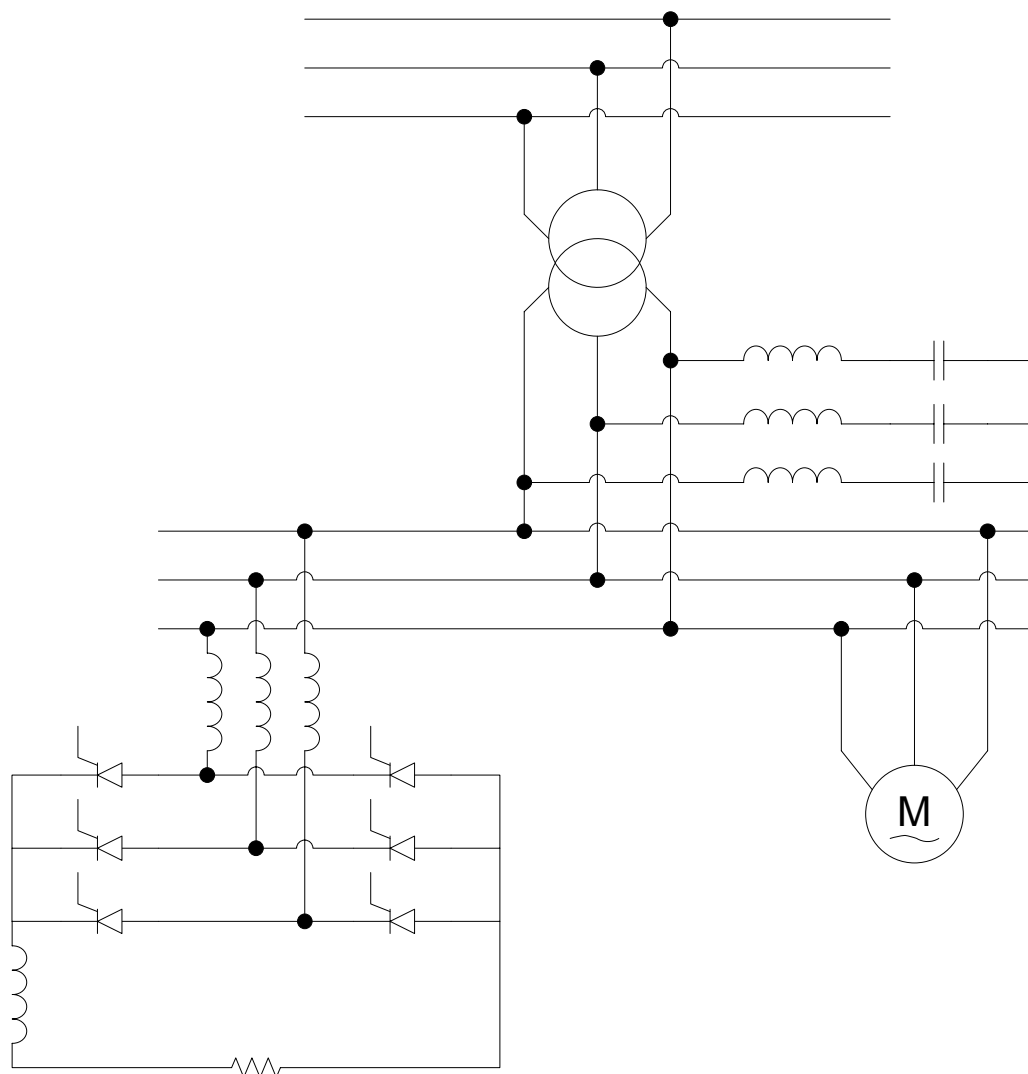


Figura 10 – Sistema elétrico com filtro passivo de harmônico de corrente

A figura 11 mostra o circuito elétrico equivalente de Thevenin ao sistema elétrico da figura 10, no qual o conversor de corrente alternada em corrente contínua foi tomado como fonte de corrente. O circuito refere-se à frequência de ressonância do filtro

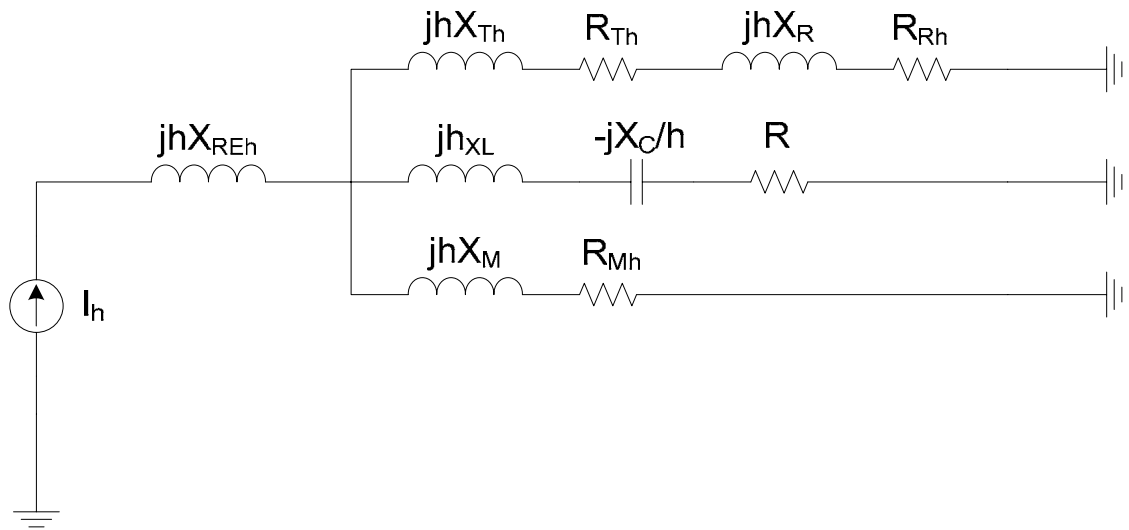


Figura 11 – Circuito fonte de corrente equivalente ao sistema elétrico da Figura 10

Onde:

- h – ordem do harmônico;
- I_h – valor eficaz do harmônico de corrente de ordem h ;
- X_{REh} – reatância do circuito equivalente ao reator do conversor na frequência fundamental;
- X_{Th} – reatância do circuito equivalente ao transformador na frequência fundamental;
- R_{Th} – resistência do circuito equivalente ao transformador na frequência de ressonância;
- X_{Rh} – reatância do circuito equivalente a rede de suprimento de energia na frequência fundamental;
- R_{Rh} – resistência do circuito equivalente a rede de suprimento de energia na frequência de ressonância;
- X_L – reatância indutiva do circuito equivalente ao filtro na frequência fundamental;
- X_C – reatância capacitiva do circuito equivalente ao filtro na frequência fundamental;
- R – resistência do circuito equivalente ao filtro na frequência de ressonância;
- R_{Mh} – resistência do circuito equivalente ao motor na frequência de ressonância;
- X_{Mh} – reatância do circuito equivalente ao motor na frequência fundamental;

Estando o filtro em ressonância tem-se $\left(h \cdot X_L = \frac{X_C}{h} \right)$, portanto no ramo do filtro a impedância é numericamente igual à resistência R . Como o valor de R é muito pequeno, o harmônico de tensão no barramento é praticamente definido pelo produto da resistência R pelo valor eficaz do harmônico de corrente I_h .

Com relação ao fornecimento de energia não-ativa pelo filtro na frequência fundamental, deve-se compatibilizá-lo com o consumo de energia não-ativa do sistema elétrico. Esta compatibilização não visa corrigir o fator de potencia, mesmo que isto acabe ocorrendo.

A seguir serão estabelecidas equações que permitam a especificação básica do filtro observando-se as condições apresentadas anteriormente.

4.2 Especificação Básica do Filtro

No capítulo anterior foram apresentadas metodologias que permitem a determinação dos harmônicos de tensão de uma rede de suprimento de energia elétrica, provocados por harmônicos de corrente produzidos por carga não linear ligada a este sistema elétrico.

Através de medição ou de simulação (usando os métodos apresentados) admita-se que o harmônico de corrente de valor eficaz I_h e ordem h produza um harmônico de tensão de valor eficaz V_h de mesma ordem h , acima do máximo admissível. Pretende-se então reduzi-lo para o valor eficaz V_h^* .

Para tal deverá ser instalado o filtro passivo mostrado na figura 12 com o objetivo de mitigar o harmônico de corrente I_h e, conseqüentemente, limitar o correspondente harmônico de tensão ao valor V_h^* .

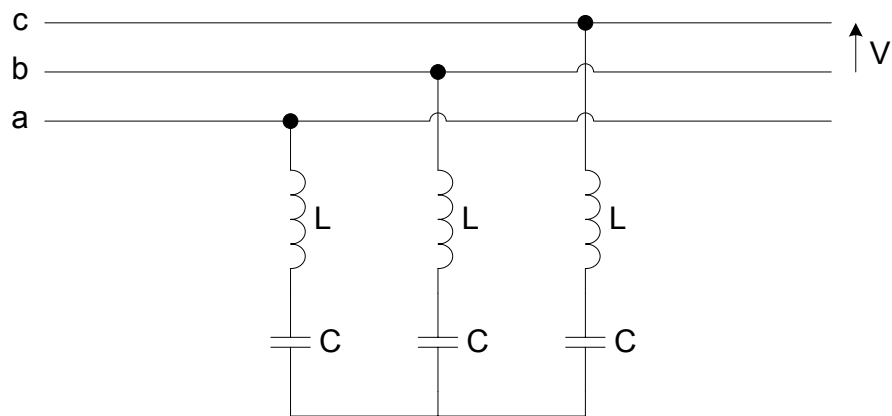


Figura 12 – Filtro para harmônico de corrente de valor eficaz I_h e ordem h

Sendo V o valor eficaz da tensão de linha da rede de suprimento de energia elétrica, a tensão aplicada no banco de capacitores C do filtro será (considerando-se a resistência do circuito muito pequena):

$$V_{BC} = V \cdot \frac{X_C}{X_C - X_L} \quad (4.1)$$

Onde:

- V – valor eficaz da tensão de linha da rede de suprimento de energia elétrica;
- V_{BC} – valor eficaz da tensão de linha aplicada no banco de capacitores;
- X_C – reatância capacitiva do banco na frequência fundamental;
- X_L – reatância indutiva do indutor na frequência fundamental.

Como o filtro está sendo projetado para ressonância na frequência h vezes a frequência fundamental, resulta:

$$X_L = \frac{X_C}{h^2} \quad (4.2)$$

Que levada em consideração na equação (4.1) fornece:

$$V_{BC} = V \cdot \frac{X_C}{X_C - \frac{X_C}{h^2}} \quad (4.3)$$

$$V_{BC} = V \cdot \frac{h^2}{h^2 - 1} \quad (4.4)$$

Tomando-se:

$$a = \frac{h^2}{h^2 - 1} \quad (4.5)$$

Resulta:

$$V_{BC} = a \cdot V \quad (4.6)$$

Isto significa que em função da ordem h do harmônico, o banco de capacitores estará sempre submetido a uma tensão maior que a da rede de suprimento de energia elétrica, conforme mostra a tabela.

Tabela 4 – Elevação da Tensão no Banco de Capacitores

h	5	7	11	13	17	19
$\frac{V_{BC}}{V}$	1,042	1,021	1,008	1,006	1,004	1,003

O banco de capacitores do filtro vai fornecer uma potência não-ativa total que compõe-se das parcelas fornecidas na frequência fundamental e na frequência de ressonância para o harmônico de ordem h .

$$Q_{BC} = Q_1 + Q_h \quad (4.7)$$

- Q_{BC} – potência não-ativa total fornecida pelo banco de capacitores;
- Q_1 – potência não-ativa fornecida na frequência fundamental;
- Q_h – potência não-ativa fornecida na frequência do harmônico de ordem h .

A potência não-ativa fornecida na frequência fundamental será:

$$Q_1 = \frac{V_{BC}^2}{X_C} \quad (4.8)$$

$$Q_1 = \frac{a^2 \cdot V^2}{X_C} \quad (4.9)$$

Para o harmônico de ordem h , ou seja, na frequência de ressonância do filtro, a potência não-ativa fornecida será:

$$Q_h = 3 \cdot I_h^2 \cdot \frac{X_C}{h} \quad (4.10)$$

Desta forma a potencia não-ativa total fornecida pelo banco será:

$$Q_{BC} = \frac{a^2 \cdot V^2}{X_C} + 3 \cdot I_h^2 \cdot \frac{X_C}{h} \quad (4.11)$$

Isto significa que a potência total fornecida pelo banco de capacitores é função dos parâmetros:

- X_C – reatância capacitiva do banco de capacitores na frequência fundamental;
- I_h – valor eficaz do harmônico de corrente a ser mitigado;
- V – valor eficaz da tensão de linha da rede de suprimento de energia elétrica.

Admitindo-se que a tensão-nominal do banco é V_{BCN} , para potência do banco Q_{BC} , resulta:

$$X_C = \frac{V_{BCN}^2}{Q_{BC}} \quad (4.12)$$

$$Q_{BC} = \frac{V_{BCN}^2}{X_C} \quad (4.13)$$

Levando-se este valor a equação, resulta:

$$\frac{V_{BCN}^2}{X_C} = \frac{a^2 \cdot V^2}{X_C} + 3 \cdot I_h^2 \cdot \frac{X_C}{h} \quad (4.14)$$

Definindo-se a relação entre a tensão nominal do banco e a tensão da rede de alimentação:

$$\xi = \frac{V_{BCN}}{V} \quad (4.15)$$

Resulta:

$$\frac{\xi^2 \cdot V^2}{X_C} = \frac{a^2 \cdot V^2}{X_C} + 3 \cdot I_h^2 \cdot \frac{X_C}{h} \quad (4.16)$$

Desta forma, a reatância do banco de capacitores é dada por:

$$X_C = \frac{V \cdot \sqrt{h \cdot (\xi^2 - a^2)}}{\sqrt{3} \cdot I_h} \quad (4.17)$$

Considerando-se o valor de reatância do banco definido na equação (4.11), obtém-se para potência não-ativa total fornecida pelo banco de capacitores:

$$Q_{BC} = I_h \cdot V \cdot \xi^2 \cdot \sqrt{\frac{3}{h \cdot (\xi^2 - a^2)}} \quad (4.18)$$

Na frequência fundamental, a potência não ativa fornecida é:

$$Q_1 = I_h \cdot V \cdot a^2 \cdot \sqrt{\frac{3}{h \cdot (\xi^2 - a^2)}} \quad (4.19)$$

Enquanto que na frequência do harmônico de ordem h:

$$Q_h = I_h \cdot V \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot (\xi^2 - a^2)}{h}} \quad (4.20)$$

É importante observar que a potencia não-ativa fornecida pelo filtro vai depender da escolha da tensão nominal do banco de capacitores (ξ).

A definição da potencia nominal do banco de capacitores é função de três parâmetros:

- Do nível máximo admissível para o harmônico de tensão a ser limitado;
- Do fator de amortecimento do filtro;
- Do fornecimento de potencia não ativa pelo filtro.

O nível máximo admissível para o harmônico de tensão é definido pelo fator:

$$K_h = \frac{\sqrt{3} \cdot V_h^*}{V} \cdot 100 \quad (4.21)$$

- K_h – fator que define o nível máximo admissível para o harmônico de tensão [%];
- V_h^* – valor eficaz limite do harmônico de tensão de fase;
- V – valor eficaz da tensão de linha da rede de suprimento de energia.

O fator de amortecimento do filtro é definido por:

$$d = \frac{h \cdot R}{X_C} \quad (4.22)$$

Onde:

- d – fator de amortecimento;
- R – resistência do circuito equivalente ao filtro;
- X_C – reatância do banco de capacitores.

Como para o filtro em ressonância tem-se:

$$X_L = \frac{X_C}{h^2} \quad (4.23)$$

Resulta para o fator de amortecimento:

$$d = \frac{R}{h \cdot X_L} \quad (4.24)$$

- d – fator de amortecimento;
- R – resistência do circuito equivalente ao filtro;
- X_L – reatância do indutor;
- h – Ordem do harmônico.

O nível máximo admissível para o harmônico de tensão é definido ou pela normalização pertinente quando se trata de serviço público de fornecimento de energia, ou pela própria rede elétrica, em função de outros equipamentos por ela alimentados, quando se trata de uma planta industrial.

O fator de amortecimento é função das perdas no circuito do filtro (principalmente no indutor e nos cabos de conexão).

Sendo:

$$X_C = \frac{V}{I_h} \cdot \sqrt{\frac{h(\xi^2 - a^2)}{3}} \quad (4.25)$$

E

$$V_h = R \cdot I_h \quad (4.26)$$

Resulta:

$$d = \frac{h \cdot R}{\frac{V}{I_h} \cdot \sqrt{\frac{h(\xi^2 - a^2)}{3}}} \quad (4.27)$$

$$d = \frac{h \cdot \frac{V}{I_h}}{\frac{V}{I_h} \cdot \sqrt{\frac{h(\xi^2 - a^2)}{3}}} \quad (4.28)$$

$$d = \frac{\sqrt{3} \cdot V_h}{V} \cdot \frac{h}{\sqrt{h(\xi^2 - a^2)}} \quad (4.29)$$

$$d = K_h \cdot \sqrt{\frac{h}{\xi^2 - a^2}} \quad (4.30)$$

Isto significa que, uma vez definido o valor de K_h , o valor de ξ (relação entre a tensão nominal do banco de capacitores e a tensão de linha da rede de suprimento de energia), vai definir o fator de amortecimento e conforme a equação (4.13) o fornecimento de potência não-ativa.

4.3 Roteiro para Especificação do Filtro através de um Exemplo

Será estabelecido a seguir um roteiro para especificação básica de um filtro ativo de harmônico de corrente com a finalidade de limitar a distorção da tensão na barra de suprimento de energia elétrica do conversor.

4.3.1 Planta Industrial

O diagrama trifilar mostrado na figura 13 representa uma planta elétrica de um posto de abastecimento de combustível.

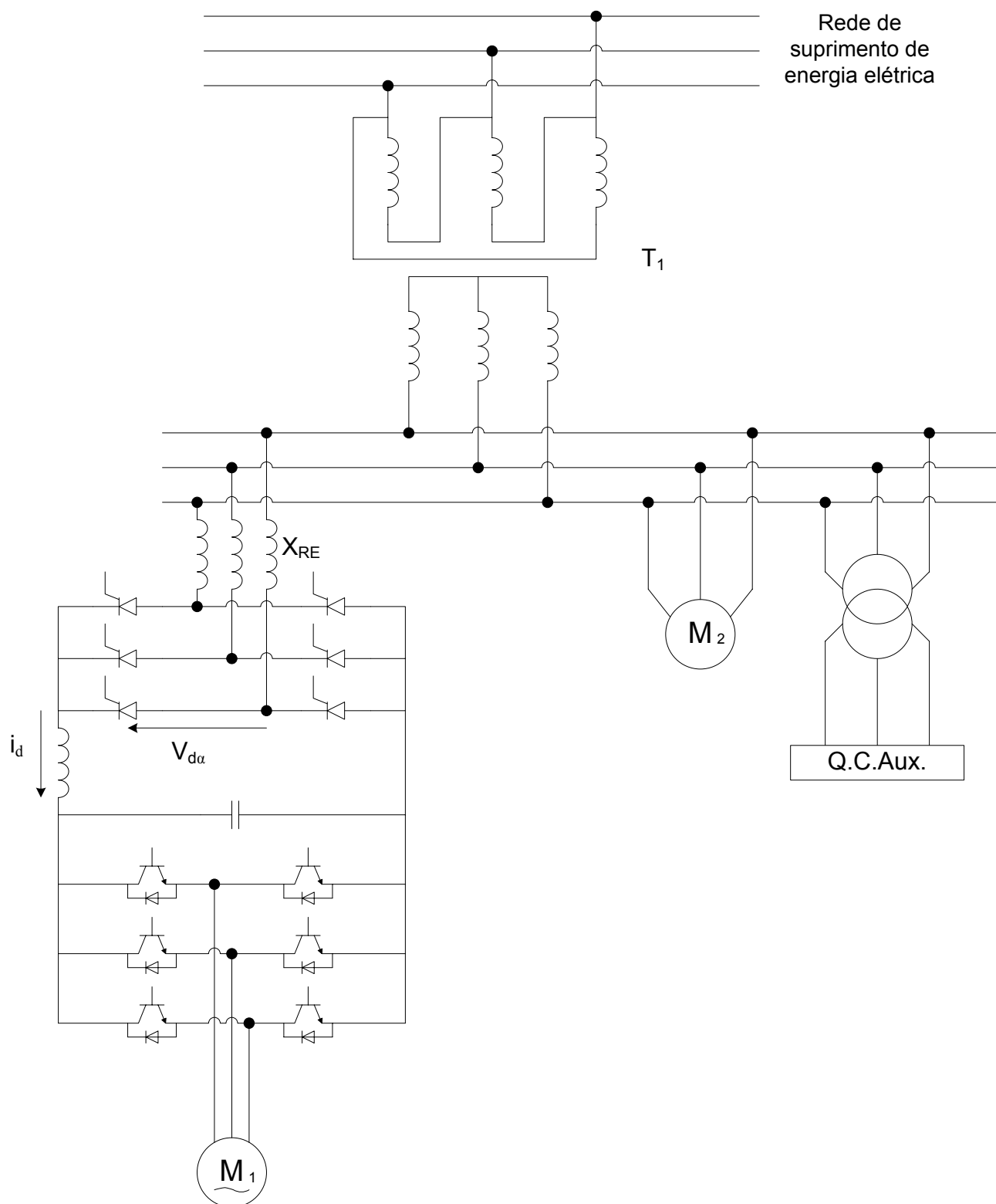


Figura 13 – Diagrama elétrico de um posto de abastecimento de combustível

4.3.2 Dados do Sistema Elétrico

Motor M_1 (compressor)

Motor industrial trifásico com rotor do tipo gaiola

$$P_N = 150[kW]$$

$$V_N = 440[V]$$

$$\eta_N = 95\%$$

$$FP_N = 0,9$$

Motor M_2

$$P_N = 7,5[kW]$$

$$V_N = 440[V]$$

$$\eta_N = 88\%$$

$$FP_N = 0,85$$

Transformador T_1

$$S_{TN} = 300[kVA]$$

$$V_{1N} = 13200[V]$$

$$V_{2N} = 440[V]$$

$$Z\% = 4,42\%$$

Transformador T_2

$$S_{TN} = 75[kVA]$$

$$V_{1N} = 440[V]$$

$$V_{2N} = 220[V]$$

$$Z\% = 4\%$$

4.3.3 Medições de Harmônicos de Corrente e de Tensão

Foram realizadas medições de harmônicos de corrente e de tensão no ramo de alimentação do conversor do motor do compressor. As medições foram realizadas nas três fases. Como o sistema é equilibrado, as tabelas 5 e 6 apresentam apenas os resultados para a fase a, que serão tomados como base para o projeto do filtro. Os valores dos harmônicos de corrente indicados na tabela 5 são de pico e estão multiplicados por 10. Desta forma, o valor eficaz da corrente é $I_a = 206,847[A]$, enquanto que o valor total da corrente é eficaz e está multiplicado por 10, por exemplo, o valor eficaz da corrente de quinto harmônico é:

$$I_5 = \frac{930,79}{\sqrt{2} \cdot 10} = 65,82[A] \quad (4.31)$$

Os valores dos harmônicos de tensão indicados na tabela 6 também são instantâneos e são valores de fase. O valor indicado para tensão V_a é eficaz e de fase. Desta forma, o valor eficaz da tensão de fase de quinto harmônico é:

$$V_5 = \frac{27,83}{\sqrt{2}} = 19,68[V] \quad (4.32)$$

Tabela 5 – Medições de Harmônico de Corrente

Harmônico	Harmônico (%)	I (A)	Ângulo (°)
[00]	1,55	42,66	0,00
[01]	100,00	2754,36	347,00
[02]	2,09	57,46	211,55
[03]	1,95	53,81	171,82
[04]	0,51	14,03	189,96
[05]	33,79	930,79	104,10
[06]	1,04	28,77	216,28
[07]	7,94	218,75	211,22

Harmônico	Harmônico (%)	I (A)	Ângulo (°)
[08]	0,89	24,49	324,31
[09]	0,39	10,61	332,79
[10]	0,50	13,64	291,98
[11]	6,04	166,38	219,57
[12]	0,54	14,86	18,62
[13]	2,92	80,42	268,90
[14]	0,17	4,70	124,68
[15]	0,31	8,42	75,41
[16]	0,34	9,42	29,05
[17]	2,41	66,37	340,17
[18]	0,25	6,84	39,30
[19]	1,65	45,55	348,91
[20]	0,13	3,64	142,56
[21]	0,32	8,72	153,71
[22]	0,31	8,62	111,02
[23]	1,07	29,49	86,07
[24]	0,26	7,23	145,26
[25]	1,29	32,58	89,46
[26]	0,15	4,00	240,31
[27]	0,56	15,50	244,75
[28]	0,23	6,37	205,08
[29]	0,59	16,21	204,95
[30]	0,29	7,87	253,51
[31]	0,91	24,94	194,13

Tabela 6 – Medições de Harmônico de Tensão

Harmônico	Harmônico (%)	V (V)	Ângulo (°)
[00]	0,24	0,88	0,00
[01]	100,00	358,29	357,83
[02]	0,79	2,82	186,83
[03]	0,39	1,40	206,83
[04]	0,80	2,88	76,46
[05]	7,77	27,83	9,63

Harmônico	Harmônico (%)	V (V)	Ângulo (°)
[06]	0,48	1,73	48,79
[07]	2,57	9,22	120,16
[08]	0,05	0,17	154,49
[09]	1,41	5,07	14,84
[10]	1,41	5,05	203,09
[11]	3,87	13,86	137,20
[12]	0,76	2,74	33,12
[13]	1,24	4,46	176,93
[14]	0,41	1,47	24,03
[15]	0,35	1,26	181,98
[16]	0,39	1,40	297,76
[17]	2,67	9,58	249,12
[18]	0,77	2,76	166,75
[19]	1,64	5,88	288,78
[20]	1,06	3,80	107,56
[21]	0,28	1,02	66,93
[22]	0,80	2,86	290,55
[23]	1,44	5,14	321,36
[24]	0,17	0,60	263,12
[25]	1,36	4,86	21,75
[26]	1,20	4,31	192,37
[27]	1,03	3,69	318,68
[28]	1,17	4,20	91,56
[29]	1,79	6,40	64,20
[30]	1,12	4,00	289,02
[31]	0,99	3,56	155,46

Para determinar o fator K_h , tomado como referencia para verificar a necessidade ou não da instalação do filtro, foi elaborada a Tabela 7, que em sua primeira coluna fornece a ordem h do harmônico. O valor V_h da segunda coluna é eficaz e de fase. O fator K_h , conforme definição anterior é relação entre valores de linha. A tensão V eficaz de linha, com base na tabela 6, é:

$$V = \sqrt{3} \cdot 254,8 = 441,33[V] \quad (4.33)$$

Desta forma, o fator K_5 , por exemplo, será:

$$K_5 = \frac{\sqrt{3} \cdot 19,68}{441,33} \cdot 100 = 7,72\% \quad (4.34)$$

Tabela 7 – Valores do Fator K_h

h	$V_h [V]$	$K_h = \frac{\sqrt{3} \cdot V_h}{V} \cdot 100 [\%]$
0	0,62	0,24
1	253,35	99,43
2	1,99	0,78
3	0,99	0,39
4	2,04	0,80
5	19,68	7,72
6	1,22	0,48
7	6,52	2,56
8	0,12	0,05
9	3,59	1,41
10	3,57	1,40
11	9,80	3,85
12	1,94	0,76
13	3,15	1,24
14	1,04	0,41
15	0,89	0,35
16	0,99	0,39
17	6,77	2,66
18	1,95	0,77
19	4,16	1,63
20	2,69	1,06
21	0,72	0,28

22	2,02	0,79
23	3,64	1,43
24	0,42	0,17
25	3,44	1,35
26	3,05	1,20
27	2,61	1,02
28	2,97	1,17
29	4,53	1,78
30	2,83	1,12
31	2,52	0,99

Com base na tabela 5, obtém-se o fator total de distorção $K_{h(T)}$:

$$K_{h(T)} = \sqrt{\sum_{h>1}^{\infty} K_h^2} \quad (4.35)$$

$$K_{h(T)} = 10,7\% \quad (4.36)$$

Este resultado indica um elevado grau de distorção no barramento de baixa tensão. Verifica-se ainda que o maior responsável por esta distorção é o quinto harmônico de tensão ($K_5 = 7,72\%$) produzido pelo quinto harmônico de corrente. Desta forma será apresentado a seguir o projeto básico de um filtro passivo para o quinto harmônico de corrente com a finalidade de limitação do quinto harmônico de tensão.

4.3.4 Projeto Básico do Filtro do 5º Harmônico de Corrente

Considerando-se a necessidade de compatibilizar o fornecimento de potência não-ativa do filtro com a necessidade do sistema elétrico, será calculado inicialmente o consumo de potência não-ativa do sistema elétrico nas condições atuais.

4.3.4.1 Consumo de Potência Ativa e Não-Ativa

A potência ativa é dada por:

$$P_A = P_d + P_{M2} + P_{CAUX} \quad (4.37)$$

Onde:

- P_A – potencia ativa atual [kW];
- P_d – potencia ativa do conversor de frequência [kW];
- P_{M2} – potencia ativa do motor M2 [kW];
- P_{CAUX} – potencia ativa dos consumidores auxiliares [kW].

A potência ativa do conversor de frequência pode ser calculada, considerando-se as componentes fundamentais da tensão e da corrente, medidas no lado de corrente alternada do conversor e o defasamento entre estes sinais.

$$Pd = \sqrt{3} \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\alpha) \quad (4.38)$$

Da tabela das medições tem-se:

$$P_d = \sqrt{3} \cdot 441,34 \cdot 194,76 \cdot \cos(10^\circ) \quad (4.39)$$

$$P_d = 146,65 [kW] \quad (4.40)$$

Observações

- Na tabela de medições o valor da componente fundamental da corrente é instantâneo e deve ser dividido por 10;
- O ângulo de disparo do conversor é obtido pela diferença entre os argumentos das componentes fundamentais da tensão e da corrente.

A potência ativa correspondente ao motor M_2 é aproximadamente:

$$P_{M2} = \frac{7500}{0,88} = 8,5 [kW] \quad (4.41)$$

Para as cargas auxiliares uma medição realizada indicou:

$$P_{CAUX} = 50 [kW] \quad (4.42)$$

$$FP_{AUX} = 0,9 \quad (4.43)$$

Desta forma a potência ativa total será:

$$P_A = 146,65 + 8,5 + 50 \quad (4.44)$$

$$P_A = 205,15 [kW] \quad (4.45)$$

A potência não-ativa total será:

$$Q_{NA} = Q_d + Q_{M2} + Q_{CAUX} \quad (4.46)$$

Onde:

- Q_{NA} – potencia não-ativa total $[kVAr]$;
- Q_d – potencia não-ativa do conversor $[kVAr]$;
- Q_{M2} – potencia não-ativa do motor M2 $[kVAr]$;
- Q_{CAUX} – potencia não-ativa das cargas auxiliares $[kVAr]$.

Para o cálculo da potencia não-ativa do conversor :

$$Q_d = \sqrt{S^2 - P_d^2} \quad (4.47)$$

$$S = \sqrt{3} \cdot VI \quad (4.48)$$

$$S = \sqrt{3} \cdot 441,33 \cdot 206,847 = 188,12 [KVA]$$

$$P_d = 146,65 [KW] \quad (4.49)$$

$$Q_d = \sqrt{188,12^2 - 146,65^2} = 59,13 [KVA] \quad (4.50)$$

Dos valores fornecidos na tabela de medições obtém-se:

$$f_d = 0,94 \quad (4.51)$$

$$\alpha = 10^\circ \quad (4.52)$$

$$FP = 0,94 \cdot \cos(10^\circ) \quad (4.53)$$

$$FP = 0,925 \quad (4.54)$$

Desta forma:

$$Q_d = P_d \cdot \tan[\cos^{-1}(FP)] \quad (4.55)$$

$$Q_d = 146,65 \cdot \tan[\cos^{-1}(0,925)] \quad (4.56)$$

$$Q_d = 60,24[kVAr] \quad (4.57)$$

Para o motor M_2 :

$$Q_{M2} = 8,5 \cdot \tan[\cos^{-1}(0,85)] \quad (4.58)$$

$$Q_{M2} = 5,27[kVAr] \quad (4.59)$$

Para as cargas auxiliares:

$$Q_{CAUX} = 50 \cdot \tan[\cos^{-1}(0,9)] \quad (4.60)$$

$$Q_{CAUX} = 24,22[kVAr] \quad (4.61)$$

Logo, a potência não-ativa total será:

$$Q_{NA} = 60,24 + 5,27 + 24,22 \quad (4.62)$$

$$Q_{NA} = 89,73[kVAr] \quad (4.63)$$

4.3.4.2 Definição do Banco de Capacitores

O banco de capacitores é definido basicamente pela potencia e tensão nominais.

Esta definição é feita em função de duas grandezas:

- Do fator K_h (relação entre os valores eficazes da tensão de fase do harmônico que se pretende limitar e a tensão de linha do barramento);
- Da potencia não-ativa Q_l fornecida pelo filtro na frequência fundamental.

Uma vez definidos os valores destas duas grandezas, tem-se como variável o fator ξ (relação entre a tensão nominal do banco de capacitores e a tensão da rede de suprimento de energia elétrica). A escolha do fator ξ por sua vez interfere diretamente no custo do filtro, pois alem de definir a

potencia Q_{BC} e a tensão nominal V_{BCN} do banco de capacitores, define o fator de amortecimento d , diretamente ligado a seção do condutor do indutor.

Observando-se o aspecto didático deste trabalho, serão calculadas e analisadas diversas condições de operação do filtro, para definição do banco de capacitores.

Como grandezas básicas têm-se:

$$h = 5$$

$$I_5 = 65,82[A]$$

$$V = 440[V]$$

$$a = \frac{5^2}{5^2 - 1} = 1,042$$

$$Q_1 < 89,73[kVAr]$$

Desta forma, resultam as seguintes equações para definição do filtro:

- Para equação (4.18) que define a potencia do banco de capacitores:

$$Q_{BC} = 65,82 \cdot 440 \cdot \xi^2 \cdot \sqrt{\frac{3}{5 \cdot (\xi^2 - 1,042^2)}} \quad (4.64)$$

$$Q_{BC} = 28960,8 \cdot \xi^2 \cdot \sqrt{\frac{0,6}{\xi^2 - 1,042^2}} \quad (4.65)$$

- Para equação (4.19) que define a potência não-ativa Q_1 fornecida pelo filtro na frequência fundamental:

$$Q_1 = 65,82 \cdot 440 \cdot 1,042^2 \cdot \sqrt{\frac{3}{5 \cdot (\xi^2 - 1,042^2)}} \quad (4.66)$$

$$Q_1 = 31444,59 \cdot \sqrt{\frac{0,6}{\xi^2 - 1,042^2}} \quad (4.67)$$

- Para equação (4.30) que define o fator de amortecimento do filtro:

$$d = K_5 \cdot \sqrt{\frac{5}{\xi^2 - 1,042^2}} \quad (4.68)$$

A tabela 8 a seguir fornece os resultados destas grandezas em função de ξ para $K_5 = 1\%$, $K_5 = 1,5\%$, $K_5 = 2\%$ respectivamente.

Tabela 8 – Definição de ξ para $K_s = 1\%$, $K_s = 1,5\%$ e $K_s = 2\%$

ξ	$Q_{BC} [kVAr]$	$Q_1 [kVAr]$	$K_s = 1\%$	$K_s = 1,5\%$	$K_s = 2\%$
1,05	191,179	188,276	0,173	0,259	0,346
1,08	92,145	85,774	0,079	0,118	0,158
1,09	83,315	76,139	0,070	0,105	0,140
1,1	77,010	69,103	0,063	0,095	0,126
1,2	54,275	40,924	0,038	0,056	0,076
1,3	48,772	31,334	0,029	0,043	0,058

A partir da tabela 6 pode-se recomendar o uso de banco de capacitores para $\xi = 1,2$, o que resulta:

$$Q_{BC} = 54,275 [kVAr]$$

$$V_{BCN} = 1,2 \cdot 440 = 528 [V]$$

A ligação do banco de capacitores em estrela dupla leva a especificação de 6 unidades de $10 [kVAr]$, resultando a potência nominal:

$$Q_{BCN} = 60 [kVAr]$$

Esta potência nominal leva a definição de um novo fator ξ .

A partir da equação (4.18) tem-se:

$$Q_{BC}^2 = I_h^2 \cdot V^2 \cdot \xi^4 \cdot \frac{3}{h \cdot (\xi^2 - a^2)} \quad (4.69)$$

Tomando:

$$\xi^2 = x \quad (4.70)$$

Resulta:

$$Q_{BC}^2 \cdot h \cdot (x - a^2) = 3 \cdot I_h^2 \cdot V^2 \cdot x^2 \quad (4.71)$$

$$3 \cdot I_h^2 \cdot V^2 \cdot x^2 - Q_{BC}^2 \cdot h \cdot x + Q_{BC}^2 \cdot h \cdot a^2 = 0 \quad (4.72)$$

$$3 \cdot 65,82^2 \cdot 440^2 \cdot x^2 - 60000^2 \cdot 5 \cdot x + 60000^2 \cdot 5 \cdot 1,042^2 = 0 \quad (4.73)$$

$$x^2 - 7,1537 \cdot x + 7,7672 = 0 \quad (4.74)$$

$$x = 1,3348 \quad (4.75)$$

$$\xi = 1,155 \quad (4.76)$$

Logo, a tensão nominal do banco de capacitores será:

$$V_{BCN} = 508,35[V] \quad (4.77)$$

O fornecimento de potência não-ativa na componente fundamental será

$$Q_1 = 48,884[kVAr] \quad (4.78)$$

O fator de amortecimento será:

- Para $K_s = 1\%$:

$$d = 0,0449 \quad (4.79)$$

- Para $K_s = 1,5\%$:

$$d = 0,0673 \quad (4.80)$$

- Para $K_s = 2\%$:

$$d = 0,0898 \quad (4.81)$$

4.3.4.3 Definição do Indutor

A indutância do indutor do filtro é especificada para que ocorra ressonância para $h = 5$:

$$X_L = \frac{X_C}{25} \quad (4.82)$$

A reatância do banco de capacitores será, conforme a equação (4.17):

$$X_C = \frac{440 \cdot \sqrt{5 \cdot (1,155^2 - 1,042^2)}}{\sqrt{3} \cdot 65,82} \quad (4.83)$$

$$X_C = 4,3[ohm] \quad (4.84)$$

Desta forma:

$$X_L = \frac{4,3}{25} \quad (4.85)$$

$$X_L = 0,172[ohm] \quad (4.86)$$

Resultado:

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (4.87)$$

$$L = \frac{0,172}{2 \cdot \pi \cdot 60} \quad (4.88)$$

$$L = 0,0004562[H] \quad (4.89)$$

O valor eficaz de corrente para o qual o indutor deverá ser especificado:

$$I_L = \sqrt{I_1^2 + I_5^2} \quad (4.90)$$

- I_L – valor eficaz da corrente no indutor;
- I_1 – valor eficaz da componente fundamental da corrente no banco de capacitores;
- I_5 – valor eficaz do quinto harmônico de corrente no banco de capacitores.

O valor eficaz da componente fundamental no banco de capacitores será:

$$I_1 = \frac{Q_1}{\sqrt{3} \cdot a \cdot V} \quad (4.91)$$

$$I_1 = \frac{48884}{\sqrt{3} \cdot 1,042 \cdot 440} [A] \quad (4.92)$$

$$I_1 = 61,56[A] \quad (4.93)$$

O valor eficaz do quinto harmônico de corrente:

$$I_5 = 65,82[A] \quad (4.94)$$

Logo, a corrente para qual o indutor deverá ser especificado:

$$I_L = \sqrt{61,56^2 + 65,82^2} \quad (4.95)$$

$$I_L = 90,12[A] \quad (4.96)$$

A resistência do indutor vai depender do fator de amortecimento, conforme a equação (4.24).

Desta forma, resulta:

- Para $K_5 = 1\%$

$$R = 0,0386[ohm] \quad (4.97)$$

- Para $K_5 = 1,5\%$

$$R = 0,05792[ohm] \quad (4.98)$$

- Para $K_5 = 2\%$

$$R = 0,0772[ohm] \quad (4.99)$$

4.3.4.4 A Configuração do filtro

A figura 14 mostra o esquema básico de ligação do filtro:

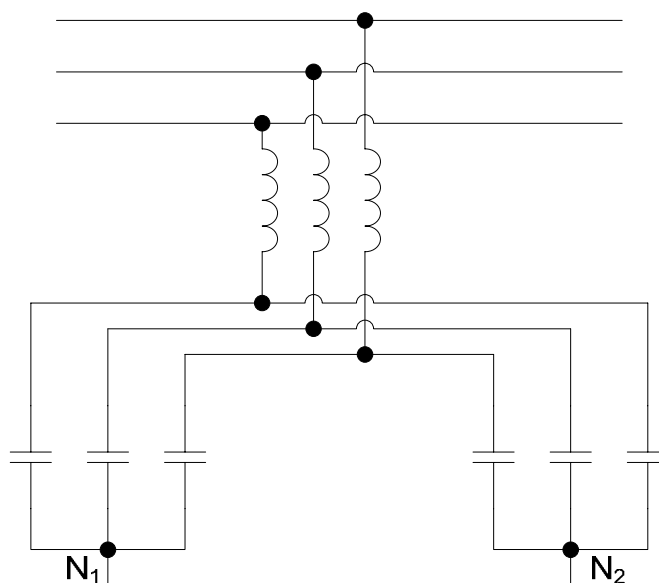


Figura 14 – Esquema básico de ligação do filtro

Sugere-se este tipo de configuração, pois a estrela dupla permite a ligação de um elemento de supervisão entre os neutros N_1 e N_2 das estrelas.

4.4 Considerações Finais

No desenvolvimento deste capítulo, que trata do objetivo principal desta dissertação, foram observados alguns pontos bastante importantes, que serão abordados a seguir.

- Local de instalação do filtro

No sistema elétrico tomado como exemplo o filtro foi dimensionado para instalação no secundário do transformador, pois o objetivo foi a redução da distorção harmônica no barramento de 440[V]. Evidentemente que para outras instalações pode existir também a alternativa de instalação no lado de alta tensão. A decisão do local de instalação será feita considerando-se tanto aspectos técnicos quanto econômicos.

- A escolha da tensão nominal do banco de capacitores

No roteiro apresentado, a definição da tensão nominal do banco de capacitores foi feita observando-se que o fornecimento de potencia não-ativa na componente fundamental fosse compatível com as necessidades do sistema. Para o valor escolhido, ou seja, ($\xi = 1,155$) resultaram:

$$Q_{BCN} = 60[kVAr]$$

$$V_{BCN} = 508,35[V]$$

$$Q_i = 48,884[kVAr]$$

Como o consumo de potencia não-ativa do sistema sem o filtro é 89.73[kVAr], ocorrerá uma elevação do fator de potencia para:

$$FP = \cos \left[\tan^{-1} \left(\frac{89,73 - 48,884}{205,15} \right) \right] \quad (4.100)$$

$$FP = 0,98 \quad (4.101)$$

Evidentemente que seria possível, através do aumento de ξ , reduzir ainda mais o fornecimento de potência não-ativa pelo banco de capacitores na frequência fundamental. A consequência seria o aumento do custo do filtro. O aumento de ξ provoca:

- o Elevação da tensão nominal do banco de capacitores;
- o Elevação da resistência do indutor.

- O fator de distorção K_5

No exemplo deste capítulo, o cálculo da resistência do indutor foi feito para três valores de K_5 . Torna-se importante verificar o fator de distorção total para cada valor de K_5 .

A tabela 9 a seguir fornece os valores de K_5 e os respectivos valores de resistência do indutor.

Tabela 9 – Fator de Distorção $K_{h(T)}$

K_5	K_{hT}	$R[ohm]$
1%	7,48%	0,0386
1,5%	7,55%	0,05792
2%	7,67%	0,0772

Observa-se que mesmo com a instalação do filtro, o fator de distorção total continua elevado. Se o objetivo for apenas a limitação de distorção do 5º harmônico de tensão, o uso do filtro é recomendado e o valor de K_5 a ser adotado depende do objetivo a ser alcançado.

Se o objetivo, contudo, for a limitação do fator de distorção total, recomenda-se a utilização de um ou mais filtros para harmônicos de ordem superior.

Evidentemente que a limitação de potência não-ativa vai se tornar mais onerosa.

Capítulo 5

Conclusões e Recomendações

Um dos objetivos principais desta dissertação foi estabelecer o equacionamento para dimensionamento básico de filtros passivos de harmônicos de corrente com a finalidade de limitação de distorções em sinais de tensão provocados por cargas não lineares. Ao longo do desenvolvimento do trabalho, principalmente pelo fato do mesmo ter sido feito com base em situações reais, foram observados alguns fatos que levam as seguintes considerações conclusivas:

- A limitação do nível de distorção harmônica de tensão pode ser necessária ou por exigência da concessionária de energia elétrica, quando esta distorção ocorre na rede de suprimento, ou por má operação de cargas ligadas a um barramento que também alimenta cargas não lineares.

No primeiro caso é bastante questionável o estabelecimento de um nível máximo de distorção de tensão único para todo o sistema elétrico da concessionária, por exemplo, para redes de distribuição em média tensão.

Como as distorções de tensão provocadas por harmônicos de corrente dependem da potência de curto-circuito da rede, consumidores ligados em “redes fracas” serão prejudicados. Por outro lado, o nível de distorção harmônico de tensão não pode depender da potência de curto-circuito da rede. Recomenda-se então que este novo critério seja levado em conta no planejamento de redes de distribuição.

No caso de sistemas elétricos internos a indústria, a alimentação de cargas não lineares por redes próprias pode contribuir para melhoria de operação.

- Dos métodos apresentados para determinação do nível de distorção de sinais de tensão, conclui-se que o melhor é o de medições. Os métodos analíticos têm como desvantagens a necessidade de estimarem-se tanto os harmônicos de corrente e quanto a influência de sinais distorcidos de corrente na impedância do sistema elétrico. Um estudo neste sentido é de contribuição relevante.

- As equações que levam ao dimensionamento básico do filtro permitem concluir que nem sempre a limitação de níveis de distorções de sinais de tensões pode ser feita. Em sistemas elétricos com distorção elevada e alto fator de potência pode não ser possível, pelo menos economicamente, compatibilizar a limitação do nível de distorção com o fornecimento de potência não-ativa pelo filtro na frequência fundamental.
- O desvio que naturalmente acontece em filtros e sua influência na especificação não foi considerado neste trabalho. É então uma recomendação para um próximo trabalho.
- Uma expansão deste trabalho está no aspecto econômico da influência do fator ξ não apenas nos dados nominais do banco de capacitores e na resistência do indutor, mas também na sua indutância, através de suas dimensões, do número de espiras e do núcleo.

Referências Bibliográficas

- 1 – Abreu, J.P.G., Emanuel, A.E., “Induction Motor Thermal Aging Caused by Voltage Distortion and Imbalance: Loss of Useful Life and Its Estimated Cost”, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 38, Nº 1, pp 12-20, Jan. 2002;

- 2 – Budeanu, C.I., “Puissances Reactives et Fictives”, Instytut Romain de l’Energie, Bucarest, 1927;

- 3 – Czarnecki, L.S., “Methods of Describing the Power Properties of Linear Nonsinusoidal Systems”, 2nd International Conference on Harmonics in Power Systems, Winnipeg, Canada, pp. 142-147, 1986;

- 4 – Czarnecki, L.S., “Correspondence on Power Components in Systems with Sinusoidal and Nonsinusoidal Voltage and Currents”, Proc. IEE, Vol 137, Pt.B., Nº 3, pp. 194-196, 1990;

- 5 - Depenbrock, M., “Wirk-, und Blindleistung”, ETG-Fachtagung, 1979;

- 6 – Emanuel, A.E.; McNeil, J.A., “Electric Power Quality”, Workshop on Power Quality, 20 e 21 de novembro de 1997, São Lourenço - MG - Brasil;

- 7 – Emanuel, A.E., "Apparent Power Definitions for Three-phase Systems", IEEE, Transactions on Power Delivery, Vol. 14, Nº 3, July 1999;

- 8 - Filipski, P., “The measurement of distortion Current and Distortion Power”, IEEE Trans. on Instr. and Meas., Vol. IM-33, Nº. 1, pp. 36-40, 1984;

- 9 - Fryze, S., “Active-, Reactive-, and Apparent Powers in Networks with Nonsinusoidal Waveforms of Voltage and Current”, Przegl. Elektr., No. 7, 8, 1931;

- 10 - IEEE Std 519-1992: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, New York, NY, April 1993;

- 11 - IEEE Working Group on Non-Sinusoidal Situations, "Practical Definitions for Power in Systems with Non-Sinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion", Paper No. 95 WM 040-6-pwrd, IEEE PES, Winter Meeting, New York, NY, February 1995;
- 12 – Shepherd, W. and Zakikhani, P., "Suggested Definition of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems", Proc. IEE. Vol. 119, No. 9, pp. 1361-1362, September. 1972;
- 13 – Kuemmel, Fritz, "Elektrische Antriebstechnik" VDE – Verlag GmbH – 1986.