

ANÁLISE DE FILTROS PASSIVOS DE HARMÔNICOS
DE CONVERSOR CA/CC DE SEIS PULSOS

Marina Mariana Davi da Silva

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Sebastião Ércules Melo de Oliveira, D.Sc.

Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima, D.Sc.

Antonio Luiz Bergamo do Bomfim, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL.

SETEMBRO DE 2007

SILVA, MARINA MARIANA DAVI DA

“Distorção e Filtro de Harmônicos na Alimentação de Conversores CA/CC por Rede CA e Gerador Síncrono” [Rio de Janeiro] 2007

X,112, p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE.

1. Filtros Harmônicos
2. Gerador Síncrono
3. Conversores CA/CC

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

DEDICATÓRIA

Aos meus pais:

Manoel Rodrigues da Silva Filho

Maristela Davi da Silva

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Manoel Rodrigues da Silva Filho e Maristela Davi da Silva pelo amor, dedicação e incentivo durante todos esses anos. Tudo que conquistei até hoje, devo a eles.

Agradeço às minhas irmãs, pelo apoio e cumplicidade. Companheiras nas horas mais difíceis e torcendo sempre para o meu sucesso.

Gostaria, com carinho especial, de agradecer a minha querida avó Marina (*in memoriam*) que presenciou parte dos meus estudos com intensa vibração e que sempre acreditou nas minhas realizações.

Ao professor Sebastião Ércules Melo de Oliveira, orientador desse trabalho, pela paciência e atenção que sempre teve comigo. Além do empenho demonstrado para a elaboração do presente trabalho, me incentivou a continuar, não me deixou desanimar nunca.

Ao novo amigo George Camargo, profissional competente que dedicou parte do seu tempo para me auxiliar e contribuir para a realização desta obra.

A Deus, sempre me guiando para os caminhos certos.

MUITO OBRIGADO!

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ANÁLISE DE FILTROS PASSIVOS DE HARMÔNICOS DE CONVERSOR CA/CC DE SEIS PULSOS

Marina Mariana Davi da Silva

Setembro/2007

Orientador: Sebastião Ércules Melo de Oliveira

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta uma metodologia para especificação de filtros de harmônicos utilizados com o objetivo de amenizar as distorções normalmente observadas nas tensões de um sistema de corrente alternada operando sob condições balanceadas, quando alimentando um conversor CA/CC como aqueles empregados normalmente em sistemas de transmissão em corrente contínua e alta tensão e como fonte de energia para alimentação da tensão de campo de grandes geradores síncronos. O sistema utilizado na dissertação é composto por um gerador síncrono, ligado diretamente ao conversor CA/CC de seis pulsos e a um fonte CA representada por fonte de tensão em série com seu equivalente de curto-circuito. Foi então implementada a modelagem dos filtros singelos, de dupla sintonia e passa-alta sobre uma base computacional existente com representação para o conversor, gerador síncrono e sistema CA.

Em seguida, a partir de diversos casos de simulação, foi então avaliado o impacto da inserção de tais filtros com o intuito de reduzir a distorção harmônica associada à operação do conversor CA/CC.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ANALYSIS OF HARMONIC PASSIVE FILTERS FOR AC/DC CONVERTER OF
SIX PULSES

Marina Mariana Davi da Silva

September/2007

Advisor: Sebastião Ércules Melo de Oliveira

Department: Electrical Engineering

This work presents a methodology for filters' specification in order to reduce the harmonic distortion normally observed in the voltages of an alternating current system operating under balanced condition, when feeding a AC/DC converter as those usually applied in high voltage direct current transmission systems and those utilized as energy supply for the field circuit of large synchronous generators. The system selected in the dissertation is comprised by a synchronous generator directly connected to a six pulse AC/DC converter and to an AC supply represented by a voltage source in series with its short circuit equivalent. It was then implemented the modeling of single tuned, double tuned and high-pass damped filters over an existing computational basis including representations for the converter, for the synchronous generator and for the AC system.

Following, based on several simulation cases, it was then evaluated the impact of such filters on the harmonic distortion associated to the AC/DC converter operation.

ÍNDICE

| | | |
|----------|--|------------|
| 1 | Introdução | 01 |
| 1.1 | Considerações Gerais | 01 |
| 1.2 | Motivação | 04 |
| 1.3 | Objetivo..... | 11 |
| 1.4 | Estrutura da Dissertação | 12 |
| 2 | Efeitos dos Harmônicos na Operação dos Componentes do Sistema Elétrico | 14 |
| 2.1 | Introdução | 14 |
| 2.2 | Harmônicos Característicos e Não-Characterísticos Produzidos pelos Conversores | 19 |
| 2.3 | Harmônicos de Seqüências Positiva, Negativa e Zero | 26 |
| 2.4 | Amplitudes das Correntes Harmônicas Geradas pela Ponte de 6(seis) Pulsos | 28 |
| 2.5 | Efeito do Atraso de Disparo e de Comutação | 39 |
| 2.6 | O Efeito da Circulação das Correntes Harmônicas Através da Rede CA | 41 |
| 2.7 | O fator de distorção harmônica e seus limites | 44 |
| 3 | Modelagem do Gerador Síncrono e Conversor CA/CC | 45 |
| 3.1 | Introdução | 45 |
| 3.2 | Modelagem Matemática do Gerador Síncrono..... | 45 |
| 3.3 | O Módulo do Gerador Síncrono no Simulador Digital | 48 |
| 3.4 | Características dos Dispositivos Semicondutores de Potência | 50 |
| 3.5 | O Tiristor a SCR | 51 |
| 3.5.1 | – O Princípio de Funcionamento do SCR | 53 |
| 3.6 | Princípio de Funcionamento da Ponte de (6) seis Pulsos | 56 |
| 3.6.1 | – Operação sem atraso de comutação | 57 |
| 3.6.2 | – Operação com Atraso de Comutação..... | 60 |
| 3.7 | O Módulo do Conversor CA/CC no Simulador Digital | 63 |
| 4 | Características e Modelagem dos Filtros de Harmônicos | 65 |
| 4.1 | Filtros de Harmônicos..... | 65 |
| 4.2 | Ressonância Paralela | 80 |
| 4.3 | Ressonância Série | 81 |
| 4.4 | O Programa de Simulação Digital | 81 |
| 4.5 | Equações de Desempenho dos Filtros de Harmônicos | 82 |
| 5 | Resultados Obtidos com o Simulador | 85 |
| 5.1 | Introdução..... | 85 |
| 5.2 | Casos Simulados..... | 88 |
| 6 | Conclusões e Propostas | 114 |
| | Referências Bibliográficas | 115 |
| | Anexo A | 117 |

1 – INTRODUÇÃO

1.1 – *CONSIDERAÇÕES GERAIS*

A utilização da energia elétrica com índices condizentes de qualidade requer, frequentemente, um fornecimento de potência o mais constante possível e níveis controlados de tensão. Estas grandezas devem ser mantidas em torno de valores desejados para operação, independente da condição imposta pelo carregamento do sistema elétrico.

Na análise da operação do sistema elétrico a partir das equações diferenciais que regem seu desempenho dinâmico de regime transitório, notamos que existem diversas relações lineares e algumas não lineares no âmbito da determinação das tensões que se desenvolvem no sistema elétrico a partir de suas correntes. Sob certas circunstâncias e operação de regime permanente, estas não linearidades podem não se manifestar, voltando a rede elétrica associada a exibir um desempenho aproximadamente linear e de forma que a operação senoidal de regime permanente imposta pelos geradores síncronos resulta em tensões e correntes praticamente senoidais ao longo do sistema elétrico e na conceituação de reatâncias indutivas e capacitivas definidas na frequência síncrona. Esta situação resulta na possibilidade de análise do desempenho elétrico deste sistema a partir das equações relacionando tensões e correntes expressas na forma fasorial, quando elementos chaveáveis do tipo semicondutor e outros não estão presentes.

Por outro lado, com a possível introdução de elementos semicondutores como os conversores CA/CC, tipo fonte de corrente, usados na transmissão CC em alta potência e alta tensão e em outras aplicações, a operação destes elementos durante o período transitório resulta, de uma forma geral, em relações não lineares entre as grandezas, mas com o desempenho do sistema associado podendo se fazer, em alguns casos, de forma linear ou aproximadamente linear e com a possível introdução com componentes harmônicos e sub-harmônicos na resposta da rede.

Quando o comportamento dos circuitos é acompanhado por variações topológicas frequentes que afetam as formas de onda, de uma forma geral eles não podem ser analisados mediante a teoria fasorial de frequência única, já que, nestes casos, seu estado estacionário é uma sucessão de estados transitórios, cujo estudo requer um

processo de modelagem dinâmica para efetivação dos chaveamentos nos instantes apropriados.

Entretanto, quando o sistema dinâmico linear alcança seu estado periódico estacionário, repetitivo e cíclico, apenas componentes harmônicos persistirão em sua resposta de regime permanente, podendo as variáveis que descrevem seu estado dinâmico e as outras variáveis ditas algébricas, serem descompostas em componentes harmônicos que podem ser extraídas da resposta global a partir da aplicação da série de Fourier.

Na terminologia elétrica, um harmônico é definido como uma grandeza senoidal cuja frequência é um múltiplo da frequência fundamental do sistema de potência. Considerando que, idealmente, o sistema de potência em corrente alternada deve operar com tensões e correntes puramente senoidais, os principais efeitos resultantes da presença de componentes harmônicos de tensão e corrente ao longo dos sistemas elétricos são: a redução da eficiência operativa de transformadores, geradores, linhas de transmissão e equipamentos elétricos em geral, a possível redução acelerada da vida útil do isolamento do tipo não regenerativo utilizado em geradores, transformadores, etc., a possível má operação dos sistemas de proteção e sistemas de controle presentes nas usinas e subestações, a possibilidade de amplificação de uma ou mais componentes harmônicas de tensão, por ressonância série ou paralelo e, ainda, a excessiva solitação e possível dano dos capacitores usados para correção de fator de potência ao longo dos sistemas elétricos.

Vem sendo observado que a circulação de correntes através dos sistemas elétricos de potência e com formas de ondas deformadas pela utilização crescente de cargas não lineares, vem aumentando significativamente e de forma preocupante, principalmente sob o ponto de vista da concessionária de energia elétrica, em razão da necessidade de alimentação a cargas com composição harmônica dos mais diferentes tipos através de suas redes. O aumento de amplitude destas correntes caracterizadas por alto conteúdo harmônico é resultante da aplicação, cada vez maior, de equipamentos estáticos de conversão na área industrial e de outras cargas geradoras de harmônicos cujas influência na rede de distribuição se mostra danosa tanto à própria concessionária quanto aos outros consumidores ligados aos mesmos ramais de alimentação.

Com relação aos outros consumidores ligados aos mesmos ramais, é oportuno registrar a existência cada vez maior, de cargas sensíveis ao maior conteúdo harmônico das tensões de alimentação dos ramais de distribuição. São cargas que não podem prescindir de qualidade de fornecimento de energia elétrica e entre elas podemos citar sistemas eletrônicos de controles industriais, televisores, microcomputadores, torno de controle numérico, etc. Desta forma, a co-existência, lado a lado, das cargas geradoras de harmônicos e das cargas sensíveis à circulação destas componentes, só será possível se soluções efetivas, e de custo acessível, para o problema de distorção harmônico forem bem entendidas e estiverem disponíveis.

O primeiro passo a ser dado consiste no levantamento da natureza destas componentes e na avaliação do seu efeito sobre as amplitudes dos harmônicos de tensão, ainda no contexto da ausência de filtros de harmônicos ou de outras medidas para solução do problema.

O dimensionamento dos filtros deve contemplar para a criação de caminhos de baixa impedância, o mais resistiva possível, no ponto de sintonia dos mesmos. Os filtros servirão, então, como caminho preferencial para a circulação destas correntes harmônicas, agindo na direção de minimização das distorções observadas nas tensões em seus barramentos terminais, antes da presença dos mesmos.

Uma das práticas para a solução do problema de distorção harmônico é, portanto, a utilização de filtros sintonizados nas frequências de harmônicos esperadas de ordem mais baixa, normalmente aquelas com maior amplitude e impacto sobre as deformações observadas nas formas de onda, com verificação da eficiência de aplicação destes filtros sendo feita a partir do cálculo de índices que reflitam efetivamente as distorções observadas antes e após sua entrada em operação.

Com relação às instalações de conversão CA/CC convencionais utilizadas já há muitos anos nos sistemas de transmissão CCAT, a prática usual é a instalação de cada conjunto de filtros convencionais passivos vinculados à cada pólo da transmissão CC, de forma que a saída por falha ou por motivo de manutenção de um determinado pólo da transmissão normalmente bipolar, resultaria também na retirada automática do conjunto de filtros associados. Uma outra alternativa à utilização dos filtros é a utilização de conversores de maior número de pulsos, como feito nas aplicações indus-

triais com filtros de 24 e 48 pulsos, para os quais a exigência de filtragem de harmônico é muito menor. A utilização destes filtros de maior número de pulsos resulta na pronta eliminação dos harmônicos característicos de ordem mais baixa. Por exemplo, os harmônicos característicos de ordem mais baixa presentes na corrente do lado CA para um filtro de 24 pulsos passam a ser os de ordem vigésima terceira e vigésima quinta de ordem. Em diversos casos práticos deste tipo, os filtros ressonantes estão ausentes.

A necessidade dos filtros existe, portanto, quando considerando sistemas de transmissão mais fracos (de nível de curto-circuito relativamente menor para a classe de tensão associada), para os quais até existe a possibilidade eventual de ressonâncias internas à sua estrutura, resultando daí sobretensões imprevistas que se desenvolvem ao longo do sistema elétrico. A investigação da natureza e frequência destas componentes harmônicas é naturalmente muito útil no sentido de se determinar a solução para tal problema.

1.2 – MOTIVAÇÃO

Os artigos discutidos a seguir relacionados e apresentados na bibliografia apresentam aspectos de relevância com respeito à utilização e ao desempenho dos filtros de harmônicos utilizados em conjunto com os conversores CA/CC de diferentes número de pulsos, normalmente montados na forma de associação série-paralela de pontes de 6(seis) pulsos e tendo, do lado de corrente alternada, uma alimentação paralela comum a partir da rede trifásica CA disponível.

Na referência [1], Kimbark analisa de forma extensiva o desempenho elétrico da ponte conversora de 6 (seis) pulsos ligada à uma rede trifásica com amplitudes e ângulos de fase das tensões perfeitamente balanceados, desprezando todas as assimetrias estruturais do conversor, o que resulta na equivalência de desempenho entre o esquema de disparo individual e o esquema simétrico de disparo. Registros das amplitudes dos harmônicos característicos associados à operação da ponte de 6 (seis) pulsos são apresentados para as correntes do lado de corrente alternada e operação com ângulo de comutação na faixa de zero a sessenta graus, para uma faixa de ângulo de disparo desde zero a noventa graus e ordem até o vigésimo quinto harmônico. Como conclusão de grande importância, verifica-se que a amplitude de cada harmônico da

corrente CA é inversamente proporcional à sua ordem h e, ainda mais: a pior condição - que maximiza cada uma das componentes harmônicas da corrente CA do conversor, em relação à componente de corrente CA de frequência fundamental - ocorre para ângulo de disparo e ângulo de atraso de comutação fixados em seus valores mínimos. Nesta condição de maximização do conteúdo harmônico, na condição ideal de filtragem perfeita dos harmônicos característicos, é suposto, na análise, ausência de distorção das tensões da rede CA, ou seja, é suposta uma rede CA de capacidade de transmissão de potência extremamente elevada ou / e eficiência de 100% dos filtros na eliminação da distorção harmônica. Portanto, para a pior condição mencionada, a injeção de corrente harmônica produzida pelo conversor de 6(seis) pulsos é dada por $I_h = I_1 / h$, onde I_h representa o valor eficaz da amplitude do h-ésimo harmônico presente nas correntes do lado CA do conversor e I_1 o valor eficaz da amplitude da componente fundamental responsável pelo trânsito de potência ativa através do mesmo.

Outra importante preocupação diz respeito aos harmônicos não característicos gerados pelos conversores, e que surgem como resultado das assimetrias provocadas por efeitos tais como a dispersão no processo de geração de pulsos pelo sistema de disparo, as diferenças entre as impedâncias das três fases do transformador do conversor e, ainda mais importante, o desbalanço de seqüência negativa imposto à tensão de alimentação CA do conversor. Este desbalanço altera a amplitude dos harmônicos característicos discutidos acima apresentando ordem $h = p \cdot q \pm 1$, p representando o número de pulsos do conversor e $q = 0, 1, 2, \dots$. O desbalanço de seqüência negativa é o responsável pelo aparecimento dos harmônicos não característicos de seqüência zero, é que apresentam ordem tripla, não par (3, 9, 15, 21, ...).

Considerando-se as grandes dificuldades e o custo excessivo de engenharia para o levantamento de modelagem visando a representação apropriada dos equipamentos em uma faixa de frequências de 0 a 5 kHz e, ainda, o pouco conhecimento geral sobre o comportamento harmônico das cargas em um sistema de potência, parece que a melhor metodologia para enfrentamento dos problemas de ressonância harmônico é a implementação de medições de campo, normalmente utilizadas para constatação destas ressonâncias, e a utilização dos fundamentos teóricos pertinentes para a especificação de filtros apropriados e, ainda, a aplicação de modificações no sistema de potência visando deslocar as eventuais ressonâncias observadas.

Serafi e Shehata, na referência [2], apresentam modelagem matemática para descrição da operação de regime transitório de um sistema de transmissão CA/CC consistindo de um gerador síncrono alimentando um conversor CA/CC de 6 (seis) pulsos e conexão do sistema CA a um barramento infinito através de rede de transmissão curta. A representação dinâmica ainda inclui um conjunto de filtros ressonantes de quinta, sétima e décima primeira ordens e o gerador síncrono é representado pelo modelo DQO de Park, de segunda ordem para o eixo direto e de primeira ordem para o eixo de quadratura. A modelagem resultante é convertida para o sistema de coordenadas de fase abc, visando facilitar a representação do desempenho instantâneo do conversor e a implementação dos efeitos de disparo e bloqueio das válvulas sobre as correntes de fase nos circuitos CA.

O programa gera as formas de onda de todas as variáveis pertinentes antes, durante e após a conexão da estação conversora ao sistema CA. As equações diferenciais são resolvidas através do método de Runge-Kutta de quarta ordem. Os autores concluem que a presença dos filtros conduz à redução apreciável do conteúdo harmônico das correntes transmitidas em direção à rede CA e ao gerador síncrono, mas que algumas correntes harmônicas, na frequência de sintonia dos filtros, continuam a fluir em direção ao lado CA. Os autores recomendam ainda que o projeto do gerador síncrono seja implementado de forma cuidadosa, de forma a contemplar o aquecimento adicional devido à circulação das correntes harmônicas em seus enrolamentos, mesmo considerando a presença dos filtros ressonantes.

Na referência [3], Mathur e Sharaf ressaltam que o desbalanço das tensões de alimentação na operação dos conversores em Sistemas de Transmissão em Corrente Contínua em Alta Tensão (CCAT) dá origem à circulação de correntes harmônicas de ordens não características através da rede de corrente alternada. O artigo discute as causas para aparecimento de tais componentes e discute os efeitos dos harmônicos associados induzidos do lado de corrente contínua.

Os autores indicam que na experiência operativa da estação conversora de Radison, sistema de transmissão CC de Nelson River, a empresa Manitoba Hydro detectou problemas de circulação de harmônicos do lado CC produzidos pelos harmônicos não característicos do lado CA. Quatro principais causas associadas à circulação dos harmônicos não característicos foram detetadas: desbalanço no sistema

de geração de pulsos na malha de controle de ângulo de disparo, desbalanço no ângulo de atraso de comutação associado a desbalanço nas reatâncias de dispersão do transformador do conversor, desbalanço na componente fundamental das tensões CA, tanto nas amplitudes quanto nas fases, e distorção nas formas de onda das tensões CA.

Os resultados de medição apontaram que as três primeiras causas acima referidas não apresentaram efeitos maiores e que a distorção das formas de onda das tensões CA se mostrou como causa de sobrecarga nos filtros, levando a seu desligamento e, em seguida, à abertura de um dos pólos da transmissão em corrente contínua. A partir de um modelo de circuito equivalente para o lado CC, os autores se concentraram na análise dos efeitos desta última causa sobre a amplitude dos harmônicos do lado de corrente contínua.

Em [4] Breuer e outros relatam o desenvolvimento de instrumentação para medição da impedância harmônica adequada para as amplitudes das correntes harmônicas observadas na operação dos sistemas de potência e para verificação das impedâncias de capacitores e filtros de décimo primeiro e décimo terceiro harmônicos em função da frequência. Eles registram que a medição de harmônicos, em capacitor fixo até a ordem trigésima sétima harmônico e nos filtros até a ordem décima nona, apresentou boa precisão e que para os harmônicos de ordem maior a precisão se deteriorou em razão da baixa amplitude deste harmônicos.

As medições foram realizadas primeiro a partir das fontes usuais de distorção harmônica existentes na rede CA e a outra injetando correntes harmônicas na rede CA por meio de um conversor CA/CC conectado à transmissão CCAT, neste último caso com as impedâncias harmônicas sendo obtidas pela relação entre as tensões desenvolvidas e correntes injetadas. Na ausência da injeção de harmônicos do conversor CA/CC, a medição da impedância harmônica da rede CA pode ser feita com o apoio de capacitor chaveável.

Os autores fazem referência a diversos componentes elétricos de comportamento não linear e/ou geradores de harmônicos múltiplos da frequência fundamental como carregadores de bateria, televisores, fornos a micro-ondas, televisores, células voltaicas, acionamentos a velocidade variável e registram que o maior interesse recai sobre o efeito provocado pelos harmônicos de corrente sobre as distorções das tensões da rede

CA e sobre o impacto conseqüente dos filtros no sentido da atenuação ou mesmo de amplificação do conteúdo harmônico observado.

Adamson e outros, em [5], descrevem os estudos realizados pelo Departamento de Água e Potência de Los Angeles para aumento na tensão nominal dos filtros do lado CC e do reator de alisamento do lado CC, de 400 para 500 kV, para a interligação em CCAT “Pacific Intertie”, na estação conversora Sylmar. O principal objetivo do estudo foi o de determinar as exigências de filtros para os harmônicos gerados do lado de corrente contínua dos conversores da estação Sylmar e reavaliar as dimensões do reator de alisamento relativamente à interação entre seu desempenho e o desempenho dos filtros referidos.

A conclusão é que a revisão adequada da especificação dos reatores de alisamento apresenta diversos benefícios para a operação dos conversores e que pode até resultar na eliminação de filtragem adicional através de filtros passivos do lado de corrente contínua.

Larsen e Miller, em [6], tratam da especificação de filtros para sistemas de transmissão HVDC e ressaltam que o projeto dos mesmos para redução da distorção da tensão CA envolve um balanço complexo de índices de desempenho, restrições de custo e características do sistema elétrico. O artigo apresenta discussão detalhada sobre os componentes individuais e sobre a solução de compromisso para a geração de boa especificação, incluindo a geração de harmônicos do lado CA, o balanço de potência reativa, a caracterização da impedância do sistema CA, a exigência de desempenho dos filtros e meios para se alcançar os índices desejados de desempenho.

Os autores registram que o projeto do filtro reside na escolha de uma configuração de filtros que mantenha a distorção harmônica de tensão e as correntes harmônicas dentro de limites especificados, para todo o espectro de interesse. Também ressaltam que as dificuldades para isto recaem sobre a dimensão dos elementos envolvidos, já que o sistema CA varia ao longo do tempo tanto em configuração quanto em condições de carregamento e contém diversos modos pouco amortecidos, já que a geração de harmônicos é caracterizada por um espectro amplo de frequências e de amplitude variável com o nível de potência transferida pelo elo CC e com o ângulo de disparo e já que a filtragem harmônica está sujeita a efeitos de desintonia e deve ser

coordenada com as exigências de reativo.

Phillips e Nelson em [7] indicam que cargas geradoras de harmônicos estão sendo agregadas aos sistemas de potência em taxa cada vez maior e que os problemas de distorção harmônica de tensão e corrente são cada vez mais freqüentes. Também mencionam que as empresas concessionárias não têm condições para realizar o controle individual das cargas e para realizar o projeto da resposta em freqüência de seus sistemas de transmissão e distribuição no sentido de evitar problemas de ressonância paralela. Com base nestas considerações, os autores apresentam uma técnica para reduzir a amplitude da distorção harmônica provocada por conversores de 6(seis) pulsos através da utilização de conexões apropriadas de seus banco de transformadores.

Arrillaga e Eguíluz [8], descrevem um procedimento que pode ser utilizado para controle, através de filtros passivos, da distorção harmônica presente nos sistemas elétricos de potência, especialmente quando conversores CA/CC estão em operação conectando o sistema CA a sistemas de transmissão em corrente contínua. O livro evidencia que a componente não linear de maior efeito é uma fonte de harmônicos de corrente e que a solução ideal para absorção destes harmônicos em base local é a especificação de filtros ativos para tal. Ressaltam que, entretanto, os filtros passivos ressonantes de baixa impedância são frequentemente usados, com conexão em paralelo com as fontes de corrente harmônicas.

A referência [9] avalia várias técnicas para redução das correntes harmônicas produzidas ou injetadas nos sistemas de corrente alternada de forma a satisfazer à norma IEEE 519 no que diz respeito à interface entre o sistema elétrico das concessionárias e as cargas não lineares típicas da eletrônica de potência. Os autores ressaltam que nenhuma topologia singela pode ser considerada ideal para todas as aplicações disponíveis e que, conhecidas os requisitos de aplicação e o custo dos diversos componentes, a seleção da melhor topologia pode ser realizada com as informações disponibilizadas no artigo. Os autores mencionam as vantagens e desvantagens associadas a utilização dos conversores de 6 (seis) pulsos e apresentam solução prática para a redução das eventuais distorções de maior amplitude observadas nas tensões de alimentação dos sistemas industriais. Também indicam que o ponto mais relevante, na impossibilidade de melhor planejamento das necessidades de alocação de potência reativa ao longo do sistema elétrico, diz respeito aos bancos de capacitores utilizados para a correção de fator de

potência. Estes capacitores podem induzir ressonâncias paralelas com a rede de alimentação, resultando em formas de onda de tensão e de corrente excessivamente distorcidas.

Em Oliveira [10] são apresentados os resultados obtidos através de um procedimento de ensaio de resposta em frequência para identificação e validação de modelo de máquina síncrona e para derivação dos parâmetros associados à um gerador hidráulico de 179 MVA. Representações de até quinta ordem segundo o eixo direto do rotor da máquina e de até terceira ordem para o eixo de quadratura foram estabelecidas, de forma que o autor considera os modelos associados como mais adequados para análise das distorções harmônicas presentes nas aplicações envolvendo conversores CA/CC e máquinas síncronas, já que a representação rotórica de ordem mais elevada para o gerador resulta, normalmente, em uma faixa maior de frequência de validade da modelagem do gerador.

Rashid e Maswood indicam em [11] que a maioria dos sistemas elétricos são projetados na base do suprimento com tensões trifásicas balanceadas de frequência fundamental, mas que, por várias razões, as tensões apresentam, na verdade, determinado grau de assimetria. O operação de um conversor de 6 (seis) pulsos é então analisada sob ambas as condições balanceada e desbalanceada e é verificado que o aumento do grau de desbalanço das tensões da fonte de alimentação resulta no aumento do conteúdo harmônico das correntes geradas pelo conversor e leva à redução de seu fator de potência. A situação se agrava quando o conversor trabalha com potência reduzida.

Em [12] Daldegan e outros analisam o desempenho de regime permanente da conexão unitária gerador síncrono – conversor, operando sem filtros AC. O sistema conhecido como conexão unitária é analisado, e os autores argumentam que apesar da existência da saliência subtransitória, a distorção da tensão terminal da máquina e seu conteúdo harmônico podem ser determinados através de expressões analíticas relativamente simples. Resultados de simulação no domínio do tempo confirmaram a validade das expressões desenvolvidas e mostram que é possível determinar o ângulo de disparo real do conversor e os limites para o ângulo mínimo de disparo na operação do conversor em conexão unitária.

A referência [13] apresenta medidas da eficiência de desempenho dos filtros

ressonantes. Os autores ressaltam que os harmônicos da tensão nos sistemas de distribuição e os harmônicos da corrente de carga, à exceção do harmônico para o qual o filtro harmônico ressonante (RHF) é ajustado, deterioram a eficiência do filtro quando considerando o processo de redução da distorção harmônica. O presente artigo resulta de um estudo de dependência desta deteriorização em relação ao método escolhido para projeto do filtro. O estudo foi confinado a um filtro com quatro ramos, de ordens harmônicas 5^a, 7^a, 11^a e 13^a, instalados nos barramentos que alimentam conversores ou retificadores CA/CC. Os filtros sob investigação foram projetados de acordo com duas aproximações diferentes: uma aproximação tradicional e uma aproximação baseada em um procedimento de otimização. Na aproximação tradicional, a potência reativa total é distribuída entre os ramos individuais do filtro e as frequências de sintonia são selecionadas pelo projetista de acordo com a prática recomendada. Na aproximação baseada na otimização, a potência reativa alocada em cada um dos ramos individuais do filtro e as frequências ajustadas são resultantes do procedimento de otimização que minimiza o fator de distorção da tensão no barramento e da corrente fornecida ao sistema de suprimento.

Os autores mostram que a instalação do filtro ressonante em uma barra de alimentação altera a distorção da tensão da barra e da corrente de suprimento. A redução desta distorção é uma medida da eficiência do filtro. A eficiência do filtro na redução da distorção de tensão difere de sua eficiência na redução da distorção da corrente. Portanto, a eficiência do filtro é especificada por duas medidas diferentes. Uma para tensão e a outra para a corrente.

1.3 - OBJETIVO

Foram apresentadas, nos itens anteriores, informações que permitem estabelecer a importância da determinação dos efeitos que as fontes de harmônicos produzem no sistema de potência e o funcionamento de seus componentes, bem como a necessidade de medição e controle dos níveis de distorção presentes, a fim de manter um sistema confiável de energia elétrica.

O presente trabalho de tese apresenta metodologia de cálculo desenvolvida para determinação das componentes harmônicas das correntes injetadas em cada uma das

fases do sistema elétrico, sob condições de simetria das tensões trifásicas impostas ao conversor CA/CC. As rotinas desenvolvidas e implementadas sobre a base computacional utilizada na referência [15] são então utilizadas para ilustrar o desempenho de algumas grandezas envolvidas quando considerando o efeito da presença ou não dos filtros associados aos harmônicos característicos de menor ordem e, ainda, diferentes especificações para os filtros de harmônicos.

A determinação das componentes harmônicas e o projeto de filtros para amenizar essas distorções é um dos objetivos desse trabalho de tese, com ênfase na aplicação ao conversor de 6 (seis) pulsos conectado a um gerador síncrono e a um sistema CA representado por sua fonte de tensão interna e reatância de curto-circuito.

1.4 – *ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO*

O relatório da dissertação foi organizado da seguinte maneira:

O Capítulo 1 apresenta o objetivo da dissertação e uma discussão de diversos artigos técnicos centrados no tema de tese.

No Capítulo 2 são abordados os efeitos dos harmônicos característicos e não característicos produzidos pelos conversores na operação do sistema elétrico de potência. Há ainda abordagem dos efeitos dos ângulos de atraso de comutação e de disparo nas amplitudes harmônicas geradas. Em adição é apresentado também, neste capítulo, o fator de distorção harmônica.

O Capítulo 3 estabelece a teoria fundamental dos geradores síncronos e mostra a modelagem utilizada na presente dissertação. Além disso, introduz o princípio de funcionamento da ponte conversora de seis pulsos e a sua implementação no simulador digital.

No Capítulo 4 são apresentadas as características e as modelagens estabelecidas para representação dos filtros utilizados no programa computacional, especificamente os filtros sintonizados de sintonia singela e de dupla sintonia e o filtro passa - alta.

No Capítulo 5 são mostrados resultados de cálculo do conteúdo harmônico das

correntes CA gerado pelo conversor de seis pulsos, obtidos a partir do simulador digital desenvolvido no programa MATLAB, e incorporando os modelos dos tipos de filtro acima referidos.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões desta dissertação e alguns temas para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

2 – EFEITOS DOS HARMÔNICOS NA OPERAÇÃO DOS COMPONENTES DO SISTEMA ELÉTRICO

2.1 – INTRODUÇÃO

De acordo com a referência [16], nos últimos anos o tema “Qualidade da Energia Elétrica” vem recebendo destacada importância dentro do cenário elétrico nacional. A má qualidade da energia pode acarretar grandes impactos nos mais distintos grupos de consumidores, a saber, o residencial, o comercial e o industrial. Estes, à luz de maiores conhecimentos de seus direitos previstos pela legislação e também diante do emprego, cada dia maior, de dispositivos altamente sensíveis aos padrões do suprimento elétrico, já não ignoram que o fornecimento da energia deve, necessariamente, ocorrer na forma de um serviço que reúna propriedades como: segurança, continuidade, qualidade e outros.

A disponibilidade da energia elétrica representa um incremento na qualidade de vida das populações. Num primeiro momento em que se implanta um sistema de distribuição de energia elétrica, a população local imediatamente passa a constar com inúmeros benefícios, tanto do ponto de vista de maior conforto doméstico como de melhores possibilidades de emprego e produção.

À medida que os benefícios da energia elétrica passam a fazer parte do dia-a-dia das pessoas, é natural que se inicie um processo de discussão quanto à qualidade daquele produto. Numa análise inicial preocupa-se com a continuidade do serviço, já que fica evidente que qualquer interrupção do fornecimento implicará em transtornos de toda ordem. Não tão evidente, no entanto, é a questão da qualidade da energia elétrica como um produto comercial, mesmo que não ocorram interrupções. Isso normalmente só é percebido de forma um pouco difusa, através de falhas de funcionamento em alguns equipamentos.

A questão da qualidade da energia elétrica aparece, portanto a partir do momento em que os consumidores constatarem interrupções no fornecimento, mas à medida que tais consumidores tornam-se mais sofisticados sob o ponto de vista tecnológico, outros fatores começam a ser considerados.

Até final da década de 70, vivíamos uma situação bastante diferente da atual no Brasil, no que diz respeito ao consumo de energia elétrica. Podíamos claramente generalizar três tipos de consumidores: o consumidor residencial (urbano e rural), o de comércio e/ou serviços e o consumidor industrial. Naquela época o consumidor residencial, por exemplo, possuía uma carga plenamente resistiva, salvo raras exceções. Numa residência típica daquela época, encontrava-se como cargas grandes os chuveiros elétricos a resistência, e os ferros de passar roupas à resistência elétrica. O número de equipamentos eletrônicos resumia-se, na maioria das residências, a um aparelho de TV e/ou rádio. Apesar da existência nas residências de uma carga indutiva-resistiva (o motor do refrigerador), a demanda por energia elétrica era consumida por uma carga considerada resistiva.

Atualmente, vivemos uma realidade bastante diferente. Podemos encontrar comumente consumidores (de diversas classes), também residenciais, com cargas comandadas eletronicamente, tais como fornos de microondas, computadores e periféricos, diversos aparelhos de TV e de áudio, em uma gama bastante vasta de eletrodomésticos. Tornou-se comum, portanto, a existência de cargas eletrônicas, lado-a-lado com as cargas elétricas, outrora comandadas sem o recurso da eletrônica. Um claro exemplo do emprego da eletrônica em uma área anteriormente dominada por cargas resistivas, são as lâmpadas fluorescentes econômicas, que hoje em dia estão substituindo gradualmente as lâmpadas incandescentes tradicionais, inclusive com apoio do governo, motivado pela recente crise energética.

As cargas elétricas comandadas eletronicamente possuem uma característica intrínseca que é a não-linearidade das mesmas, ou seja, não requerem a corrente elétrica constantemente, mas solicitam apenas picos em determinados momentos. Dependendo da topologia do conversor eletrônico empregado, a corrente de entrada é disparada em determinado período ou ângulo da oscilação senoidal. Com isto, as cargas eletrônicas acabam por distorcer a forma de onda (tensão e corrente) que lhe é entregue e como consequência gerando uma "poluição" na rede de energia elétrica. Esta poluição é traduzida por diversos tipos de problemas ou distúrbios, os quais serão devidamente esclarecidos.

É importante ressaltar que estas mesmas cargas eletro/eletrônicas, além de poluírem a rede elétrica, sofrem diretamente com a má qualidade desta energia. Não é difícil observarmos em instalações com um grande número de computadores ligados

nos mesmos circuitos, alguns desses computadores com problemas de funcionamento, aparentemente sem maiores explicações.

Diversos aspectos permitem a avaliação da qualidade do fornecimento de energia elétrica, entre eles podemos citar a continuidade do fornecimento, nível de tensão, oscilações de tensão, desequilíbrios, distorções harmônicas de tensão e interferência em sistemas de comunicações.

Dentro dos distúrbios referentes às oscilações de tensão, têm-se os distúrbios tipo impulso, oscilações transitórias, variações no valor eficaz (de curta ou longa duração), desequilíbrio de tensão e distorções na forma de onda. Estes distúrbios representam desvios em regime da forma de onda, em relação à onda teórica puramente senoidal. Na seqüência são apresentadas algumas definições clássicas dos distúrbios mais frequentes.

Flutuação de Tensão ou *Flicker* – Acontece devido a variações intermitentes de certas cargas, causando flutuações nas tensões de alimentação (que se traduz, por exemplo, em oscilações na intensidade da iluminação elétrica). O fenômeno de cintilação luminosa, ou efeito *flicker* é basicamente constatado através da impressão visual resultante das variações do fluxo luminoso de lâmpadas, principalmente as do tipo incandescentes. Entre as causas do fenômeno são citadas cargas com ciclo variável, cuja frequência de operação produz uma modulação da magnitude da tensão da rede na faixa de 0 a 30 Hz. Nessa faixa de frequências, o olho humano é extremamente sensível às variações da emissão luminosa das lâmpadas, sendo que a máxima sensibilidade do olho é em torno de 10 Hz. Como a variação da potência elétrica associada ao fenômeno de cintilação é bastante baixa (da ordem de 0,3% da potência nominal da lâmpada) pode-se suspeitar que o efeito de cintilação também possa ser provocado pela simples variação do conteúdo harmônico de uma carga do tipo não-linear. Nesse caso, o fenômeno ocorreria mesmo sendo a tensão fundamental constante.

Micro-cortes de Tensão ou *Notching* – Consiste em pequenos cortes periódicos na forma de onda da tensão, que resultam de quedas de tensão nas indutâncias do sistema elétrico, ocorridas devido a cargas que consomem correntes com variações bruscas periódicas, ou seja, distúrbio periódico de tensão causado pela operação de componentes eletrônicos de potência quando ocorre comutação de uma fase para outra. Representa o afundamento abrupto da tensão que ocorre em cada alternância, podendo ou não cair a zero ou mudar de sinal. É causada basicamente por conversores de energia trifásicos que proporcionam curto-circuito momentâneo entre fases.

Elevação de Tensão: *Voltage Swell, Spikes e Overvoltage* - Este tipo de distúrbio é caracterizado pelo aumento da tensão de alimentação acima do limite normal (conforme normas técnicas pertinentes), cuja duração não ultrapasse 2 (dois) segundos. Este fenômeno é conhecido como *Voltage Swell* ou *Swel*. Para casos em que a duração do tempo ultrapasse a dois segundos, o distúrbio é definido como sobretensão ou *overvoltage*. Existem também os casos em que a elevação do valor da tensão acima do limite ocorre em um período extremamente curto, da ordem de micro ou milissegundos. Este fenômeno é conhecido como Surtos ou *Spikes*.

Afundamento de Tensão: Voltage Sag e Undervoltage: Este tipo de distúrbio é caracterizado pela diminuição da tensão de alimentação abaixo do limite mínimo normal (conforme normas técnicas pertinentes), cuja duração não ultrapasse 2 (dois) segundos. Este fenômeno é conhecido como *Voltage Sag* ou simplesmente *Sag*. Para casos em que a duração do tempo ultrapasse a 2 (dois) segundos, é definido o distúrbio como subtensão ou *undervoltage*.

Ruído (interferência eletromagnética) ou Noise: O ruído é a distorção da tensão senoidal, através da superposição de um sinal de alta frequência (da ordem de MHz).

Harmônicos e Interharmônicos: Os interharmônicos (harmônicos não múltiplos de 60 Hz) costumam originar-se em cargas com formas de corrente não periódicas em 60 Hz (por exemplo, cicloconvertidores e fornos a arco). Os harmônicos são originados por cargas eletrônicas que consomem correntes periódicas de 60 Hz não senoidais (por exemplo, um retificador trifásico de onda completa a diodos). As distorções harmônicas são um tipo específico de energia “suja” (poluída ou contaminada) que, diferentemente dos transitórios de corrente e tensão, estão presentes de forma contínua, associadas ao crescente número de acionamentos estáticos (inversores de frequência, variadores de velocidade, etc.), fontes chaveadas, e outros dispositivos eletrônicos de acionamento (lâmpadas eletrônicas, por exemplo). Quando existem cargas não lineares ligadas à rede elétrica, a corrente que circula nas linhas contém harmônicos e as quedas de tensão provocadas pelos harmônicos nas impedâncias das linhas faz com que as tensões de alimentação fiquem também distorcidas.

Interrupção Momentânea – Ocorre, por exemplo, quando o sistema elétrico dispõe de disjuntores com religador, que abrem na ocorrência de um curto-circuito, fechando-se automaticamente após alguns milissegundos e mantendo-se ligados caso o curto-circuito já tenha se extinguido.

Transitórios - Ocorrem como resultado de fenômenos transitórios, tais como a comutação de bancos de condensadores ou descargas atmosféricas.

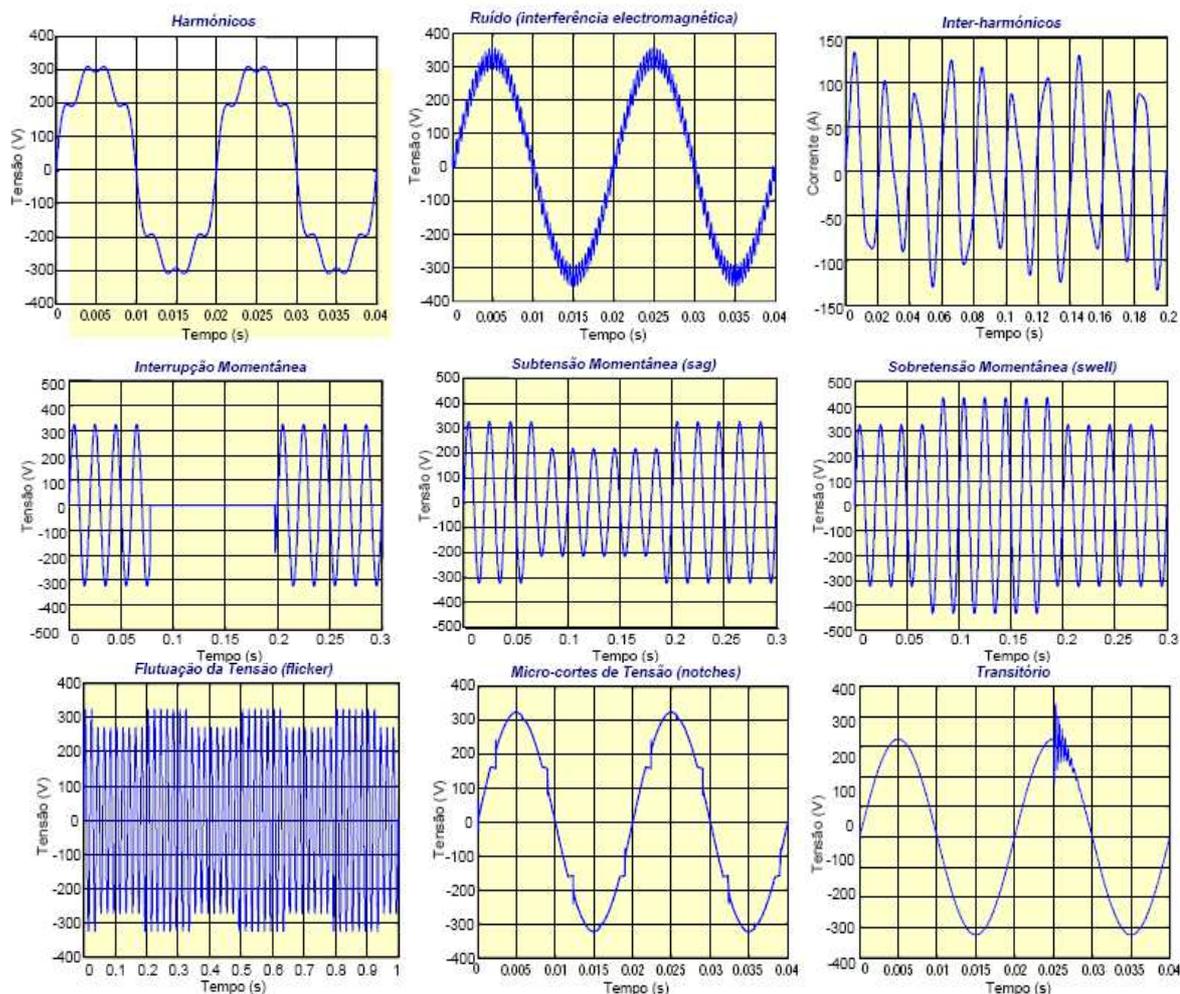


Figura 2.1 – Problemas de qualidade de energia elétrica.

FONTE : Revista o Electricista, n.º 9, 3.º trimestre de 2004, ano 3, pp. 66-71 - QUALIDADE DA ENERGIA ELÉCTRICA -

João Luiz Afonso e Júlio S. Martins

Para além da distorção das formas de onda, a presença de harmônicos nas linhas de distribuição de energia origina problemas nos equipamentos e componentes do sistema elétrico, nomeadamente:

- Aumento das perdas (aquecimento), saturação, ressonâncias, vibrações nos enrolamentos e redução da vida útil de transformadores;
- Aquecimento, binários pulsantes, ruído audível e redução da vida útil das máquinas elétricas rotativas;
- Disparo indevido dos semicondutores de potência em retificadores controlados e reguladores de tensão;
- Problemas na operação de relés de proteção, disjuntores e fusíveis;
- Aumento nas perdas dos condutores elétricos;

- Aumento considerável na dissipação térmica dos condensadores, levando à deterioração do dielétrico;
- Redução da vida útil das lâmpadas e flutuação da intensidade luminosa (*flicker* – para o caso de ocorrência de subharmônicos);
- Erros nos medidores de energia elétrica e instrumentos de medida;
- Interferência eletromagnética em equipamentos de comunicação;
- Mau funcionamento ou falhas de operação em equipamentos eletrônicos ligados à rede elétrica, tais como computadores, controladores lógicos programáveis (PLCs), sistemas de controle comandados por microcontroladores, etc.

2.2 – HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS E NÃO-CARACTERÍSTICOS PRODUZIDOS PELOS CONVERSORES

Uma tensão ou corrente harmônica pode ser definida como uma componente de uma onda periódica cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência fundamental (no caso da energia elétrica, de 60Hz).

Na figura 2.2, vemos duas curvas: uma onda senoidal normal, e outra menor, representando uma harmônica. Esta segunda onda menor representa a harmônica de quinta ordem, o que significa que sua frequência é de 300 Hz, ou 5×60 Hz..

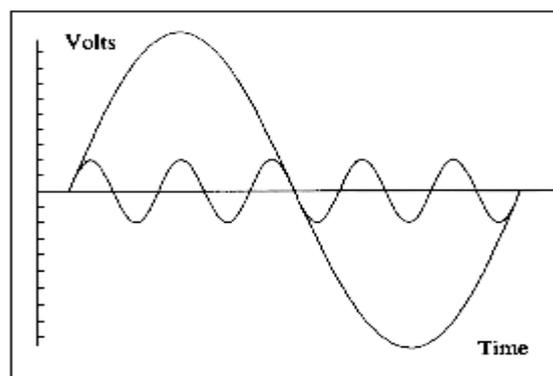


Figura 2.2 – Uma onda senoidal normal, e o quinto harmônico.

FONTE: XXI Congresso de Iniciação Científica e Tecnológica de Engenharia 2006, José Renes Pinheiro- Harmônicos e Corrente de Tensão -UFSM-RS

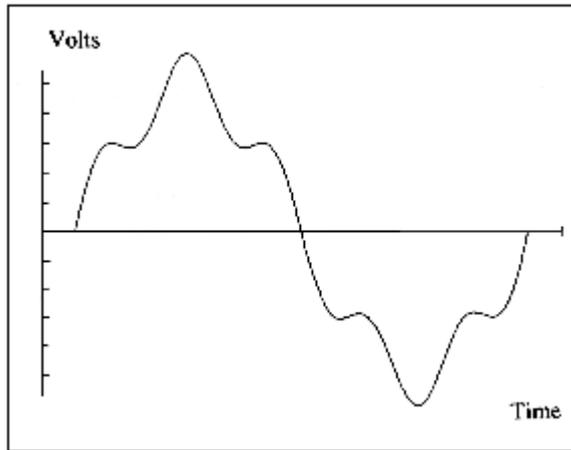


Figura 2.3 – Soma das duas curvas: senoidal normal e harmônica

FONTE: XXI Congresso de Iniciação Científica e Tecnológica de Engenharia 2006, José Renes Pinheiro- Harmônicos e Corrente de Tensão -UFSM-RS

Harmônicos são caracterizados como um fenômeno contínuo e não devem ser confundidas com fenômenos de curta duração que duram apenas alguns ciclos. Transitórios, distúrbios elétricos, picos de sobretensão e subtensão não são harmônicas. Estas perturbações no sistema podem normalmente ser eliminadas com a aplicação de filtros de linha (supressores de transitórios). Entretanto, estes filtros de linha não reduzem ou eliminam correntes e tensões elétricas.

De acordo com a referência [1], os conversores geram harmônicos de tensão e corrente em ambos os lados AC e CC. Um conversor de número de pulsos p gera harmônicos principalmente de ordens

$$h = p \cdot q \quad (1) \text{ No lado CC} \quad \text{e}$$

$$h = p \cdot q \pm 1 \quad (2) \text{ No lado CA, } q \text{ sendo qualquer inteiro.}$$

A maioria dos conversores de CCAT tem número de pulsos 6 ou 12 e, portanto, produzem harmônicos das ordens dadas na tabela 1.

Tabela 1 – Ordem dos harmônicos característicos

| NÚMERO DE PULSOS | LADO CC | LADO CA |
|------------------|------------------|-----------------------------|
| p | $p \cdot q$ | $p \cdot q \pm 1$ |
| 6 | 0,6,12,18,24,... | 1,5,7,11,13,17,19,23,25,... |
| 12 | 0, ,12, ,24,... | 1, ,11,13, ,23,25,... |

As amplitudes dos harmônicos decrescem com o aumento da ordem: a corrente harmônica CA de ordem h é menor que $\frac{I_1}{h}$, onde I_1 é a amplitude da corrente fundamental.

Ao menos que medidas sejam tomadas para limitar a amplitude dos harmônicos entrando na rede CA e na linha CC, alguns dos seguintes efeitos indesejáveis podem ocorrer: Sobreaquecimento de capacitores e geradores, instabilidade do controle do conversor e interferência com os sistemas de comunicações, especialmente ruído em linhas telefônicas. Estes efeitos podem não estar confinados à vizinhança da estação conversora, mas podem se propagar sobre grandes distâncias. Destes fatores, o mais difícil de eliminar é a interferência telefônica.

Os principais meios para reduzir a saída harmônica dos conversores são: (a) aumento do número de pulsos, (b) instalação de filtros. Número elevado de pulsos tem sido utilizado em alguns conversores, mas é opinião geral que para conversores CCAT, o uso de filtros é mais econômico que aumentar o número de pulsos além de 12. Filtros são quase sempre usados no lado CA dos conversores. Filtros CA servem também para a finalidade dual de reduzir os harmônicos e fornecer reativo na frequência fundamental. No lado CC, o reator diminui os harmônicos e, em muitos conversores, especialmente aqueles ligados a cabos CC, filtragem adicional não é exigida do lado CC. Filtros CC são exigidos, entretanto, em algumas linhas aéreas CC.

2.2.1 – HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS

As definições de que o número de pulsos de um conversor é o número de comutações não simultâneas por ciclo da tensão alternada fundamental e que a ordem de um harmônico é a relação de sua frequência para a frequência fundamental (a mais baixa) de uma onda periódica são importantes para o início da abordagem de harmônicos característicos. A ordem dos harmônicos no lado CC de um conversor, entretanto, é definida com respeito à frequência fundamental do lado CA.

Definimos também que os harmônicos característicos são aqueles de ordens dadas pelas equações (1) e (2) e que os harmônicos não característicos são aqueles de outras ordens.

Assumimos algumas hipóteses como base para derivar as ordens, amplitudes, e fases dos harmônicos de um conversor de seis pulsos, tais como: as tensões alternadas são trifásicas, senoidais, balanceadas e de seqüência positiva; a corrente CC é absolutamente constante, isto é sem ondulação (tal corrente seria a consequência de ter-se um reator CC de indutância infinita); as válvulas disparam-se em intervalos de tempo iguais a um sexto de ciclo, isto é, com ângulo de atraso de disparo α medido a partir dos zeros das respectivas tensões de comutação, neste caso, a partir da primeira hipótese, conclui-se que estes zeros são espaçados igualmente; e as indutâncias de comutação são iguais nas três fases.

A partir das hipóteses citadas acima podemos deduzir que a tensão alternada não tem harmônico, exceto o primeiro e que a corrente CC não tem harmônico. Além disso, podemos deduzir também que o ângulo de atraso da comutação μ é o mesmo para todas as comutações e que a ondulação da tensão CC tem um período de um sexto daquele da tensão alternada. Portanto, os harmônicos da tensão CC são de ordem 6 e seus múltiplos 12, 18, 24, etc. Das hipóteses pode-se assumir ainda que as correntes alternadas das três fases têm a mesma forma de onda, mas são deslocadas por um terço de ciclo no tempo (120 graus da frequência fundamental); e também que as correntes alternadas têm partes positivas e negativas da mesma forma, exceto que são invertidas, isto é: $F(\theta+180) = -F(\theta)$. Como resultado, observa-se que não há harmônicos pares na corrente alternada e que pelo fato que a diferença de fase do H-ésimo harmônico é H vezes aquela para a onda fundamental, os harmônicos CA tem as seguintes seqüências:

Tabela 2 - Seqüência e ordem dos harmônicos

| SEQÜÊNCIA | ORDEM (h) |
|--------------|--|
| Zero (0) | 0, 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27,...., 3q |
| Positiva (1) | 1, 4, 7, 10, 13, 16, 19, 22, 25,...., 3q+1 |
| Negativa (2) | 2, 5, 8, 11, 14, 17, 20, 23, 26,...., 3q-1 |

A partir das deduções acima citadas e da análise harmônica da forma de onda da corrente alternada mostramos que não pode existir harmônico característico de ordem $3q$; a tensão CC tem harmônicos somente de ordens que são múltiplas de 6, isto é, de ordem $6q$, onde q é um inteiro e as correntes alternadas têm somente harmônicos ímpares de ordens não múltiplas de 3 onde aqueles de ordens $6q+1$ têm seqüência positiva, e aqueles de ordens $6q-1$ têm seqüência negativa.

2.2.2 – HARMÔNICOS NÃO CARACTERÍSTICOS

As condições postuladas anteriormente na análise dos harmônicos característicos de um conversor nunca são exatamente obedecidas na prática. Conseqüentemente, não somente são os harmônicos de ordens características levemente alterados em amplitude e fase em relação a seus valores teóricos, mas também – e isto é mais importante – harmônicos de ordens não característicos são produzidos. Portanto, um conversor provavelmente produzirá harmônicos de todas as ordens e algumas componentes CC (unidirecionais) nos enrolamentos do transformador ligados às válvulas.

No próprio conversor, os harmônicos não característicos de ordem reduzida são normalmente muito menores que aqueles harmônicos característicos adjacentes. Filtros em geral, são fornecidos para as ordens características mais baixas, enquanto que no lado da rede os harmônicos não característicos podem ter as mesmas amplitudes que as dos harmônicos característicos. Para ordens elevadas, as amplitudes de ambos os harmônicos característicos e não característicos são pequenas e aproximadamente de mesmo valor relativo, mesmo antes dos filtros. Para os harmônicos característicos de ordem elevada, as equações apresentadas no item 2.2.1 não podem reproduzir resultados precisos. As amplitudes destes harmônicos e de todos os harmônicos não característicos podem ser obtidos por medição.

Causas – O ângulo de atraso de disparo de um retificador é geralmente medido a partir do zero da tensão de comutação. Se as tensões CA trifásicas são desbalanceadas, seus zeros não são igualmente espaçados e, conseqüentemente, as válvulas não dispararão em intervalos de tempo iguais. Provavelmente, mesmo com tensões

balanceadas há algum desvio no circuito eletrônico do regulador de corrente que produzirá harmônicos não característicos. A variação dos ângulos de disparo em relação a seus valores normais é em geral declarada ser de 1 a 2 graus.

A combinação de alto ganho e constante de tempo curta no regulador pode causar disparos alteradamente menores e maiores. Como resultado, harmônicos de ordens $3q$ são produzidos na tensão CC e harmônicos de ordens $3q \pm 1$ nas correntes alternadas. Estas ordens são não característicos se q é um número ímpar. Por exemplo, um terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares aparecem na tensão CC e harmônicos pares aparecem nas correntes CA.

Os inversores normalmente operam em controle de gama constante, e tensões trifásicas não balanceadas podem outra vez levar a disparos desigualmente distribuídos no tempo. O controle de gama não tem realimentação. Como regra, os inversores em controle de gama constante produzem harmônicos não característicos menores que os retificadores em controle de corrente constante.

Uma outra causa sugerida de harmônicos não característicos é a interação dos harmônicos característicos com os elementos não lineares dos sistemas de potência. A teoria de modulação mostra que tal interação produz soma e diferença de frequências, que na questão em causa, são harmônicos não característicos. Esta causa parece ser pouco importante, porque os elementos não lineares principais de um sistema de potência são os transformadores, nos quais somente a pequena corrente de excitação é afetada pela relação não linear entre corrente e fluxo. Claro, transformadores geram harmônicos, mas não há evidência que eles interagem significativamente com os conversores. O mesmo pode ser dito para o efeito corona (o efeito corona ocorre quando um forte campo elétrico associado com um condutor de alta tensão ioniza o ar próximo ao condutor. O ar ionizado pode se tornar azul e se tornar audível em forma de “estalos”. O efeito corona também libera partículas de O_2 e O_3 um gás corrosivo que destrói equipamentos de linhas de potência e coloca em perigo a saúde humana. O efeito Corona gera ruído eletromagnético de largo espectro. Geralmente, quanto maior a tensão, maior o efeito corona. Este efeito também aumenta com a umidade e chuva porque tornam o ar mais condutivo), que é também representado por um elemento shunt não linear.

Amplificação dos harmônicos não característicos – Vários terminais CCAT durante a entrada em serviço experimentaram dificuldades devido a harmônicos não característicos de baixa ordem e grande amplitude causando operação imprópria e mesmo instabilidade do controle CC. Análise destes problemas levou as seguintes explicações: a adição de harmônicos às ondas trifásicas fundamentais desloca os instantes dos zeros de tensão dos zeros das ondas fundamentais. Estes deslocamentos dos zeros causam disparos das válvulas desigualmente espaçados que, por sua vez, geram harmônicos não característicos. Se quaisquer destas correntes harmônicas enxergam uma alta impedância, tensões harmônicas significantes de mesmas ordens são produzidas. Pode ocorrer que uma destas tensões harmônicas não características tenha a mesma ordem harmônica e seqüência de fase e aproximadamente a mesma fase que uma das tensões harmônicas assumidas no início desta discussão. Este harmônico em particular é amplificado por realimentação positiva.

Conseqüências – Harmônicos não característicos: a) aumentam a interferência telefônica, porque não é viável fornecer filtragem adequada para cada ordem destes harmônicos, e b) em alguns casos, causam instabilidade do controle de corrente constante, como explicado acima.

2.3 – HARMÔNICOS DE SEQUENCIA POSITIVA, NEGATIVA E ZERO.

Basicamente, uma onda periódica pode ser descrita matematicamente como uma série de soma das funções senoidais, isso é conhecido como série de Fourier. As freqüências das senoides são múltiplos inteiros da freqüência representada pelo ciclo periódico fundamental, cada termo na série é referido como “harmônico” da freqüência fundamental. O termo que tem freqüência igual a fundamental é o primeiro harmônico, e às vezes simplesmente referido como “fundamental”, o termo que tem duas vezes a freqüência fundamental é o segundo harmônico, e assim, por diante.

Ondas simétricas contêm somente harmônicos ímpares; as que não são simétricas contêm harmônicos pares bem como os ímpares. As ondas podem ser

deslocadas da abscissa ou eixo de tempo. Isso é conhecido como deslocamento contínuo porque destaca o termo constante da série de Fourier.

O efeito dos diferentes harmônicos sobre a operação de cargas não lineares varia num sistema de potência.

Harmônicos pares - Num sistema de potência com cargas não lineares é mais provável que os harmônicos pares (2º, 4º, 6º, etc) sejam encontrados em níveis prejudiciais ao funcionamento do sistema. Isso é porque a maioria das cargas não lineares gera harmônicos ímpares, com a forma da onda da corrente simétrica.

Harmônicos Ímpares - Na tabela 3 observamos os múltiplos ímpares da fundamental de 60 Hz e suas associações (positivas, negativas, ou zero). A seqüência desses harmônicos é muito importante porque determina o efeito dos harmônicos sobre a operação de equipamentos eletrônicos.

Tabela 3 - Seqüência de harmônicos

| Harmônico | Seqüência | Harmônico | Seqüência |
|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 | Positivo | 19 | Positivo |
| 3 | Zero | 21 | Zero |
| 5 | Negativo | 23 | Negativo |
| 7 | Positivo | 25 | Positivo |
| 9 | Zero | 27 | Zero |
| 11 | Negativo | 29 | Negativo |
| 13 | Positivo | 31 | |
| 15 | Zero | etc | |
| 17 | Negativo | | |

• **Harmônicos de seqüência positiva**

Consiste de três fasores, iguais em magnitude, separados entre eles por uma fase de deslocamento de 120º e tendo a mesma seqüência de fase dos fasores que representam uma corrente normal de 60 Hz.

- **Harmônicos de seqüência negativa**

Também consiste de três fasores, de igual magnitude, separados entre eles por uma fase de deslocamento de 120°; entretanto, eles têm uma seqüência de fase oposta aos dos fasores que representa a corrente normal de 60 Hz.

- **Harmônicos de seqüência zero**

Consiste de três fasores iguais em magnitude e tendo um deslocamento de fase zero. Por isso esses fasores são concorrentes em direção, produzindo uma amplitude da corrente no neutro que é o triplo da amplitude em qualquer fase. Esses harmônicos (3°, 9°, 15°, etc) são chamados harmônicos ímpares múltiplos de três (tripplen harmonics) e são tipicamente gerados pelas cargas não lineares ligadas entre fase e neutro, tal como computadores pessoais, reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, etc.

Dentre os problemas típicos causados pelas harmônicas de seqüência zero pode-se citar, além do sobreaquecimento do condutor neutro, interferências em sistemas de comunicação, diferenças de potenciais entre terra e neutro, etc. Estes motivos, por si só, são de reconhecida importância e, muitas vezes, exigem medidas corretivas para a atenuação dos problemas.

2.4 – AMPLITUDES DOS HARMÔNICOS DE CORRENTE GERADOS PELA PONTE DE 6 (SEIS) PULSOS.

Harmônicos AC sem atraso de comutação ($\mu=0$)

As formas de onda das tensões e correntes alternadas, de acordo com as hipóteses feitas, são mostradas na figura 2.3. As ondas de corrente desenhadas em linhas cheias.

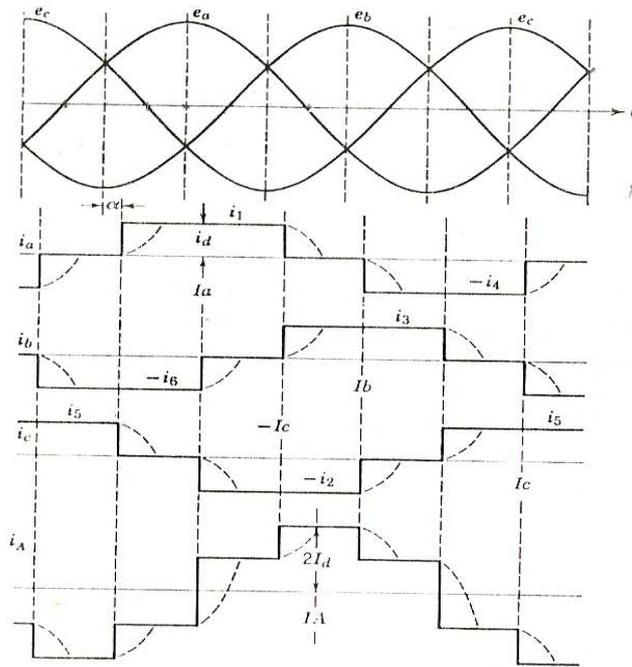


Figura 2.3 – Formas de onda de uma ponte de seis pulsos; tensões fase-neutro e_a, e_b, e_c e as correntes de linha i_a, i_b, i_c com transformador ligado em Y-Y; também corrente de linha I_A com transformador $\Delta - Y$.

FONTE : Kimbark – Direct Current Transmission – p. 298

Correntes nas válvulas e correntes na linha do lado das válvulas – As formas de onda da corrente de linha sem atraso de comutação são uma série de pulsos retangulares igualmente espaçadas, alternativamente positivas e negativas. A análise de Fourier de tal forma de onda, para determinação dos harmônicos característicos de corrente alternada neste caso, é muito simples; também serve para ilustrar várias características destes harmônicos. Entretanto, vamos tomar um ponto de partida ainda mais simples: A análise de um trem de pulsos de altura unitária e largura arbitrária w radianos, isto é, de duração w/ω (ver a figura 2.4). Estes pulsos podem representar as correntes através das válvulas.

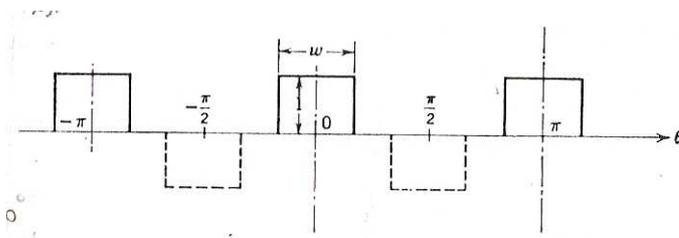


Figura 2.4 – Trens de pulsos retangulares positivos e negativos

FONTE: Kimbark - Direct Current Transmission – p.299

A forma geral trigonométrica da série de Fourier é dada por:

$$F(\theta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} (A_h \cos(h\theta) + B_h \text{sen}(h\theta))$$

(3)

$$\text{onde } A_0 = \left(\frac{1}{\pi}\right) \int_0^{2\pi} F(\theta) d(\theta) \quad (4)$$

$$A_h = \left(\frac{1}{\pi}\right) \int_0^{2\pi} F(\theta) \cos(h\theta) d(\theta)$$

(5)

$$B_h = \left(\frac{1}{\pi}\right) \int_0^{2\pi} F(\theta) \text{sen}(h\theta) d(\theta)$$

(6)

Os limites de integração nas equações (4), (5) e (6) podem ser tomados de forma mais geral como σ e $\sigma + 2\pi$, onde σ é um ângulo qualquer. $\frac{A_0}{2}$ é o valor médio da função F ; A_h e B_h são as componentes retangulares do h -ésimo harmônico. O fasor correspondente é

$$A_h - jB_h = C_h \angle \phi_h \quad (7)$$

onde $C_h = \sqrt{A_h^2 + B_h^2}$ = valor de crista e

$$\phi_h = \tan^{-1} \frac{-B_h}{A_h}$$

Se, na análise da onda mostrada na figura 2.4, a origem de θ é tomada como o centro do pulso, $F(\theta)$ é uma função par e $B_h = 0$ para todo h ; isto é, a série tem somente termos cossenos. Suas amplitudes são obtidas pela equação (5), portanto:

$$\begin{aligned} A_h &= \left(\frac{1}{\pi}\right) \int_{-\pi}^{\pi} F(\theta) \cos(h\theta) d\theta = \left(\frac{1}{\pi}\right) \int_{-w/2}^{+w/2} \cos(h\theta) d\theta \\ &= \left(\frac{1}{\pi}\right) \left[\text{sen} \frac{hw}{2} - \text{sen} \left(\frac{-hw}{2} \right) \right] = \frac{2}{\pi h} \text{sen} \frac{hw}{2} \end{aligned} \quad (8)$$

Também

$$\frac{A_0}{2} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_{-w/2}^{+w/2} d\theta = \frac{w}{2\pi} \quad (9)$$

A série é portanto:

$$F_1(\theta) = \frac{2}{\pi} \left(\frac{w}{4} + \text{sen} \frac{w}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2w}{2} \cos 2\theta + \frac{1}{3} \text{sen} \frac{3w}{2} \cos 3\theta + \frac{1}{4} \text{sen} \frac{4w}{2} \cos 4\theta + \dots \right) \quad (10)$$

Em geral, esta série tem um termo constante e termos cossenos de todas as frequências harmônicas. Para certas larguras de pulsos, entretanto, certos termos cossenos se anulam. Isto ocorre se:

$$\frac{hw}{2} = q\pi \quad \text{ou} \quad w = \frac{2q\pi}{3} \quad (11)$$

Por exemplo, os pulsos da corrente nas válvulas de uma ponte trifásica tem largura $w = \frac{2\pi}{3}$, de modo que se $h = 3, 6, 9, \dots, 3q$, $\text{sen} \left(\frac{hw}{2} \right) = \text{sen}(q\pi) = 0$. Então, a série não tem os terceiros harmônicos e seus múltiplos, chamados harmônicos triplos por brevidade.

Agora se considerarmos pulsos negativos somente, mostrados por linhas tracejadas na figura 2.11, nós obtemos:

$$F_2(\theta) = \left(\frac{2}{\pi} \right) \left(-\frac{w}{4} + \text{sen} \frac{w}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \text{sen} \frac{2w}{2} \cos 2\theta + \frac{1}{3} \text{sen} \frac{3w}{2} \cos 3\theta - \frac{1}{4} \text{sen} \frac{4w}{2} \cos 4\theta + \dots \right) \quad (12)$$

Este resultado pode ser obtido de dois modos, pelo menos: a) Pondo a nova função nas equações (4), (5) e (6) e realizando as operações indicadas ou b) por mudanças apropriadas na série (10). Estas mudanças são as seguintes:

- (1) Desloque o pulso por π radianos; isto desloca a componente fundamental por π radianos e desloca as componentes harmônicas maiores por $\pm h\pi$ radianos. Se h é par, $\cos(\theta \pm h\pi) = \cos \theta$; mas se h é ímpar, $\cos(\theta \pm h\pi) = -\cos \theta$. Portanto, os sinais de todos os harmônicos ímpares são trocados.

- (2) Inverta os pulsos. Isto troca os sinais de todos os termos. O resultado líquido é trocar os sinais de todos os termos de ordem par, incluindo o termo constante.

Agora, vamos analisar o trem de pulsos retangulares positivos e negativos. Sua série de Fourier é:

$$F_3 = F_1 + F_2 = \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\text{sen} \frac{w}{2} \cos \theta + \frac{1}{3} \text{sen} \frac{3w}{2} \cos 3\theta + \frac{1}{5} \text{sen} \frac{5w}{2} \cos 5\theta + \dots \right) \quad (13)$$

O termo constante e todos os harmônicos pares se anulam.

Vamos agora pôr $w = \frac{2\pi}{3}$ e mudar a amplitude para I_d . Para incrementos de 2 em h , os argumentos dos senos aumentam em incrementos de $\frac{2\pi}{3}$ radianos. Para h ímpares, os senos são todos $\pm \frac{\sqrt{3}}{2}$, exceto para os harmônicos triplos, que são zero. A série então se torna:

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \left(\cos \theta - \frac{1}{5} \cos 5\theta + \frac{1}{7} \cos 7\theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \cos 13\theta - \frac{1}{17} \cos 17\theta + \frac{1}{19} \cos 19\theta - \dots \right) \quad (14)$$

Isto contém somente harmônicos $6q \pm 1$, como previsto anteriormente. O valor de crista da corrente de frequência fundamental é:

$$I_{10m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = 1.103 I_d \quad (15)$$

e seu valor efetivo e rms é:

$$I_{10} = \frac{I_{10m}}{\sqrt{2}} = \left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} \right) I_d = 0.780 I_d \quad (16)$$

O valor efetivo do h-ésimo harmônico é:

$$I_{h0} = \frac{I_{10}}{h} \quad (17)$$

A série 14 representa a corrente CA de linha da fase A no lado da válvula do transformador (figura 2.3) se a origem de θ é tomada no centro do pulso positivo (eixo I_a). Esta série é típica do conversor de seis pulsos. As correntes i_b e i_c nas outras duas fases têm a mesma forma de onda como i_a , mas são deslocadas por 120 graus atrás e na frente de i_a , respectivamente. Suas séries de Fourier, se escritas para $\theta = 0$ nos eixos de I_b e I_c , respectivamente, são as mesmas como aquela para i_a escrita com respeito ao eixo I_a . Do mesmo modo, estas séries são independentes do ângulo de atraso de disparo α . Se qualquer onda é deslocada por um ângulo ϕ , medido para o período fundamental, o h-ésimo harmônico é deslocado por $h\phi$ medido para o período harmônico mais curto, sendo deslocado para frente se de seqüência positiva ou para trás se de seqüência negativa.

Correntes de linha no lado da rede de um grupo de 6 pulsos – Se os transformadores são ligados em Y-Y ou Δ - Δ e tem relações 1:1, as correntes de linha no lado da rede têm a mesma forma de onda, portanto os mesmos harmônicos, como aqueles da válvula. Se, entretanto, os transformadores são ligados Y- Δ ou Δ -Y, a forma de onda no lado da rede é diferente daquela no lado da válvula.

Seja o transformador conectado em Y do lado da válvula e Δ do lado da rede, e seja a relação de cada transformador individual de 1:1. Então, as correntes nos enrolamentos ligados em Δ são as mesmas como aquelas nos enrolamentos correspondentes ligados em Y. Cada corrente de linha no lado Δ é a diferença de duas correntes no Δ ; por exemplo,

$$i_A = i_b - i_c \quad (18)$$

A corrente de linha i_A , no final da figura 2.3, é construída graficamente das duas ondas acima dela. Vamos determinar sua série de Fourier com respeito a $\theta = 0$ no centro de sua parte positiva (eixo I_A). Com respeito a este mesmo eixo, i_b é retardado por 30 graus e $-i_a$ fica avançado por 30 graus.

Harmônicos CA com atraso de comutação

Na figura 2.10, as formas de onda com atraso de comutação positivo aparecem como melhores aproximações às ondas senoidais que as formas de ondas sem atraso de comutação. Portanto, nós fazemos a dedução qualitativa que o efeito do atraso de comutação é reduzir a amplitude dos harmônicos.

Resultados quantitativos são calculados a partir das seguintes fórmulas. Eles são válidos somente para as ordens características h . Para atraso de comutação não excedendo a 60 graus, o valor eficaz complexo, com fase referida a tensão de comutação E é:

$$I_h = K_1 F_1(\alpha, \delta, h) \quad \text{amperes} \quad (19)$$

$$\text{onde } K_1 = \frac{3}{2\pi h} \left(\frac{E}{X} \right) = \frac{\sqrt{6} I_{s2}}{2\pi h} \quad \text{amperes}$$

(20)

$$\text{e } F_1 = \frac{\angle - (h+1)\alpha - \angle - (h+1)\delta}{h+1} - \frac{\angle - (h-1)\alpha - \angle - (h-1)\delta}{h-1}$$

(21)

Algumas vezes é conveniente expressar os harmônicos como uma fração das seguintes correntes:

$$I_{s2} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{X} = \text{valor de crista da componente CA da corrente de curto fase-fase no lado}$$

da válvula.

$I_{base} = \left(\frac{\sqrt{6}}{\pi} \right) I_{s2}$ = valor eficaz da corrente fundamental CA correspondente a

$I_d = I_{s2}$ sem atraso de comutação.

I_{10} = corrente eficaz CA fundamental sem atraso de comutação. $\left(I_{10} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \right)$

$I_{h0} = \frac{I_{10}}{h}$ = corrente harmônica sem atraso de comutação.

I_d = corrente CC.

Os resultados são como se segue:

$$\frac{I_h}{I_{s2}} = K_2 F_1 \quad (22)$$

onde

$$K_2 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi h}$$

(23)

$$\frac{I_h}{I_{base}} = K_3 F_1 \quad \text{pu} \quad (24)$$

onde $K_3 = \frac{1}{2h}$ (25)

$$\frac{I_h}{I_{10}} = K_4 F_1 \quad (26)$$

onde $K_4 = \frac{1}{2hD} = \frac{K_3}{D} = \frac{K_3}{I_d}$ (27)

$$\frac{I_h}{I_{h0}} = K_5 F_1 \quad (28)$$

onde $K_5 = \frac{1}{2D}$ (29)

$$\frac{I_h}{I_d} = K_6 F_1 \quad (30)$$

$$\text{onde } K_6 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi h D} \quad (31)$$

$$\text{onde } D = \cos \alpha - \cos \delta = 2 \operatorname{sen} \frac{\alpha + \delta}{2} \operatorname{sen} \frac{\mu}{2} = I_d' \quad (32)$$

Dessa forma, teremos que a corrente I_d terá a seguinte formulação:

$$I_d = I_{s2} (\cos \alpha - \cos \delta) \quad (33)$$

Em geral, só a amplitude de um harmônico é desejada, a fase sendo sem interesse. Fórmulas convenientes para cálculos são as seguintes:

$$I_h = 2K_2 F_2 (\alpha, \mu, h) \text{ amperes}$$

$$(34) \quad \frac{I_h}{I_{s2}} = 2K_2 F_2 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi h}$$

$$(35) \quad \frac{I_h}{I_{base}} = K_3 F_2 = \frac{F_2}{h} \quad \text{pu}$$

$$(36) \quad \frac{I_h}{I_{10}} = 2K_4 F_2 = \frac{F_2}{hD}$$

$$(37) \quad \frac{I_h}{I_{10}} = 2K_5 F_2 = \frac{F_2}{D}$$

$$(38) \quad \frac{I_h}{I_d} = 2K_6 F_2 = \frac{\sqrt{6} F_2}{\pi h D}$$

$$(39)$$

onde

$$F_2 = \left(\left\{ \frac{\operatorname{sen} \left[(h-1) \frac{\mu}{2} \right]}{h-1} \right\}^2 + \left\{ \frac{\operatorname{sen} \left[(h+1) \frac{\mu}{2} \right]}{h+1} \right\}^2 - 2 \left\{ \frac{\operatorname{sen} \left[(h-1) \frac{\mu}{2} \right]}{h-1} \right\} \cdot \left\{ \frac{\operatorname{sen} \left[(h+1) \frac{\mu}{2} \right]}{h+1} \right\} \cdot \cos(2\alpha + \mu) \right)^{1/2} \quad (40)$$

Esta última equação tem a mesma forma que a lei dos cossenos para o comprimento de um dos lados de um triângulo em termos dos comprimentos dos outros dois lados e o ângulo interno. Resultados calculados para $\frac{I_h}{I_{10}}$ versus μ são plotados nas figuras 2.5 e 2.6.

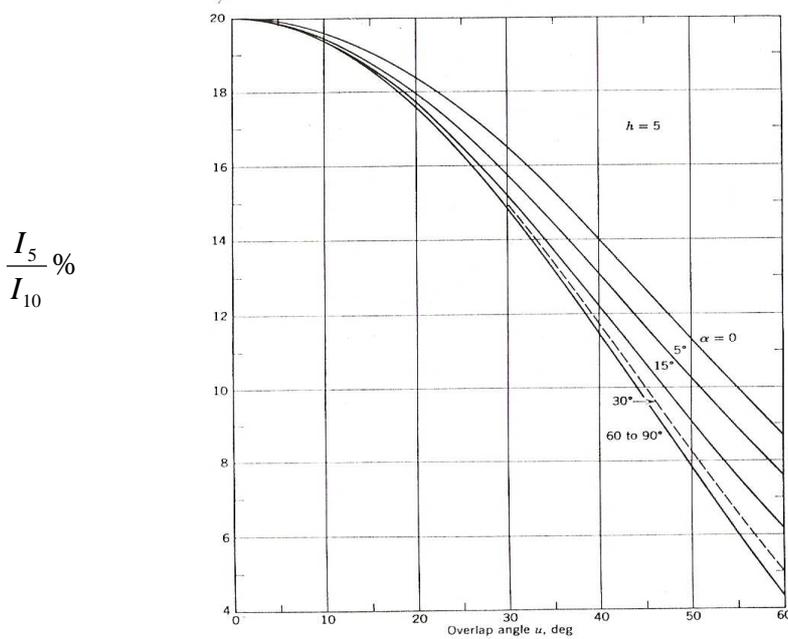


Figura 2.5 – Quinto harmônico de corrente CA para um conversor de seis pulsos em função do ângulo do conversor

FONTE : Kimbark – Direct Current Transmission- p. 308

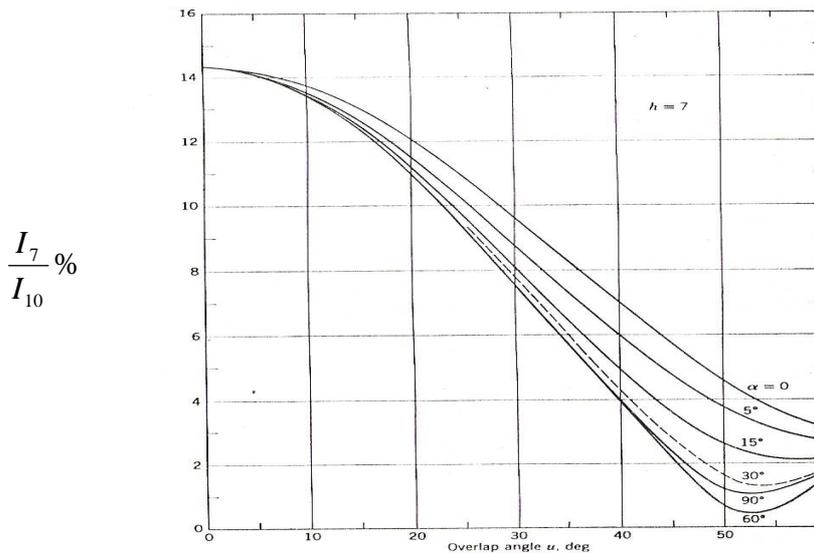


Figura 2.6 – Sétimo harmônico de corrente CA para um conversor de seis pulsos em função do ângulo do conversor

FONTE : Kimbark – Direct Current Transmission- p. 309

Atraso de comutação maior que 60° - Na região limitada por $60^\circ < \mu < 120^\circ$, $\alpha > 30^\circ$ e $\delta < 150^\circ$, as equações (19) e (40) se aplicam por α' e δ por δ' , onde:

$$\alpha' = \alpha - 30^\circ \quad \delta' = \delta + 30^\circ \quad \mu' = \mu + 60^\circ \quad (41)$$

Harmônicos da Tensão CC

Uma fórmula para valores complexos dos harmônicos da tensão CC é a seguinte:

$$\frac{V_{dh}}{V_{d0}} = \frac{1}{2} F_3(\alpha, \delta, h) \quad (41)$$

e uma fórmula para os valores eficazes é:

$$\frac{V_{dh}}{V_{d0}} = F_4(\alpha, \mu, h) \quad (42)$$

onde

$$\begin{aligned} F_3 &= \frac{\angle(h+1)\alpha + \angle(h+1)\delta}{h+1} - \frac{\angle(h-1)\alpha + \angle(h-1)\delta}{h-1} \\ &= \frac{\angle(h+1)\alpha(1 + \angle(h+1)\mu)}{h+1} - \frac{\angle(h-1)\delta(1 + \angle(h-1)\mu)}{h-1} \end{aligned} \quad (43)$$

$$F_4 = \left[\left(\frac{\cos\left[\frac{(h-1)\mu}{2}\right]}{h-1} \right)^2 + \left(\frac{\cos\left[\frac{(h+1)\mu}{2}\right]}{h+1} \right)^2 - 2 \left(\frac{\cos\left[\frac{(h-1)\mu}{2}\right]}{h-1} \right) \left(\frac{\cos\left[\frac{(h+1)\mu}{2}\right]}{h+1} \right) \cos(2\alpha + \mu) \right]^{1/2} \quad (44)$$

A equação para F_4 é similar a F_2 em Eq.(40) com os senos trocados por cossenos. Outra vez, só os harmônicos característicos são aplicáveis.

Gráficos de $\frac{V_{dh}}{V_{d0}}$ para $h=6, 12$ são dados nas figuras 2.7 e 2.8,

respectivamente. É notável que, diferentemente dos harmônicos CA, os harmônicos de tensão CC depende de α , mesmo se $\mu = 0$.

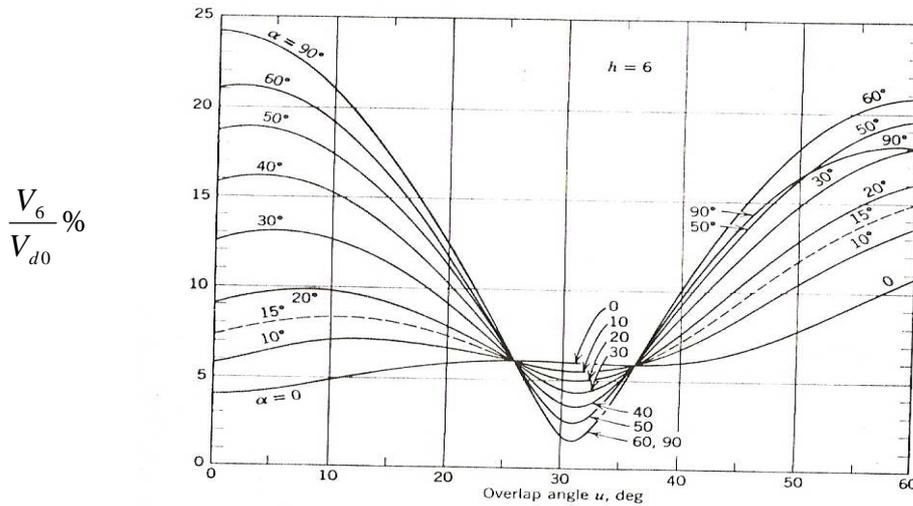


Figura 2.7 – Sexto Harmônico da Tensão CC do conversor de pulsos em função dos ângulos dos conversores

FONTE : Kimbark – Direct Current Transmission- p. 314

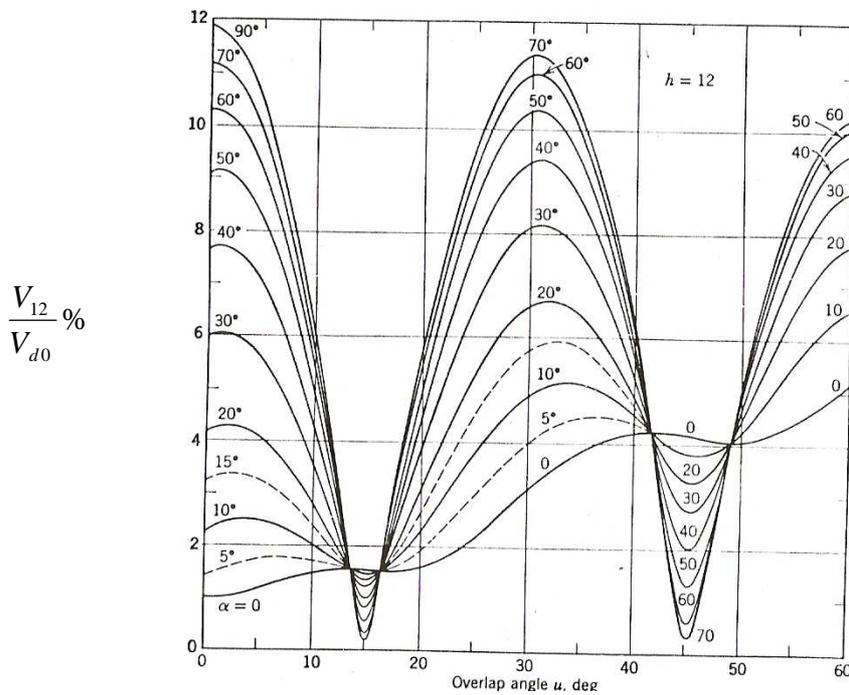


Figura 2.8 – Décimo Segundo harmônico da Tensão CC de um conversor de 6 pulsos ou 12 pulsos

FONTE : Kimbark – Direct Current Transmission- p. 315

Seqüência de fase dos harmônicos CC – As tensões pólo-terra v_a e v_b de uma linha CC bipolar pode ser analisada em componentes simétricas como se segue:

$$\text{Seqüência Zero: } v_0 = \frac{(v_a + v_b)}{2}$$

$$\text{Seqüência positiva: } v_1 = \frac{(v_a - v_b)}{2}$$

Expressões similares valem para as correntes.

Considere um conversor tendo um número par, $2b$ de pontes em série do lado CC, com ponto intermediário aterrado. Deixe os transformadores destas pontes serem conectados alternadamente em Y-Y ou Y- Δ ou em quaisquer outras conexões que dêem uma diferença de fase de 30° entre as tensões CA do lado da válvula das duas pontes de cada par. Então, se o número de pontes por pólo, b , é ímpar, as seqüências dos harmônicos característicos são como se segue:

| SEQUÊNCIA | ORDEM DO HARMÔNICO | NÚMERO EFETIVO DE PONTES POR POLO |
|-----------|-------------------------|-----------------------------------|
| Zero | 6, 18, 30, ..., $12q+6$ | 1 |
| Positiva | 0, 12, 24, ..., $12q$ | b |

As tensões de seqüência zero são causadas somente por uma ponte por pólo, porque as pontes restantes por pólo (um número par) compreendem pares em que as tensões de seqüência zero se cancelam. Se o número de pontes por pólo é par, não há tensões harmônicas características de seqüência zero. Este é o arranjo preferido do ponto de vista de minimização de ruído em linhas telefônicas expostas à linha CC, porque tensões de seqüência zero produzem correntes de seqüência zero (retorno pela terra).

2.5 – EFEITO DO ATRASO DE DISPARO E DA COMUTAÇÃO

De acordo com a referência [1], a existência de indutâncias nos transformadores impõe a condição de que as correntes nas válvulas não podem

variar instantaneamente. Assim, a passagem de corrente de uma válvula para outra do mesmo ramo não será imediata, terá uma duração angular μ , conhecida como ângulo de atraso de comutação.

Dependendo do valor deste ângulo podemos determinar o número de válvulas que conduzem no circuito.

Quando $\mu = 0$, e se a indutância de comutação é desprezada, podemos considerar uma situação ideal de condução simultânea de duas válvulas, e que a transferência de corrente de uma válvula entrando em bloqueio para a outra ocorrerá de forma instantânea. Neste caso, cada par de válvulas (uma do ramo superior e outra do ramo inferior) conduz durante um tempo correspondente a 60° elétricos.

No intervalo de $0 < \mu < 60^\circ$, ocorre a condução simultânea de três válvulas. Esta condução acontece entre duas válvulas dentre as três com anodo comum (válvulas 2, 4 e 6), ou entre duas válvulas dentre as três com catodo comum (válvulas 1, 3 e 5), resultando em curto circuito entre as duas fases no lado CC. Neste caso, haverá seis períodos de condução de duração μ em graus nos quais três válvulas conduzirão (duas do ramo superior e uma do inferior e vice-versa) e outros seis períodos de $(60 - \mu)$ graus em que apenas duas válvulas conduzirão (uma do ramo superior e outra do inferior). No limite, quando $\mu = 60$, sempre conduzirão três válvulas.

Podemos então, observar a partir do item anterior sobre a amplitude de harmônicos com atraso de comutação, que o efeito deste atraso é reduzir harmônicos. Isto ainda é exemplificado nos gráficos 2.5 e 2.6, que mostram que quanto maior o μ menor a amplitude dos harmônicos.

O ângulo de atraso de disparo é o retardo intencional do disparo das válvulas, representando na realidade, a diferença angular entre o instante em que a válvula poderia ser disparada (quando sua tensão anodo – catodo se torna positiva) e aquele em que realmente o disparo ocorre.

Uma válvula sem controle de disparo começa a conduzir, obrigatoriamente, assim que sua tensão anodo catodo se torna positiva. Entretanto, caso exista a possibilidade de

controle de disparo, como na válvula tiristora, o início da condução pode ser retardado pelo tempo que se desejar enquanto a tensão anodo – catodo estiver positiva.

A partir dos gráficos 2.7 e 2.8, podemos concluir que os harmônicos da tensão CC dependem de α independente do valor de μ , ou seja, mesmo que μ seja zero existe variação das amplitudes harmônicas geradas em função dos valores de α . Comparando estes com os gráficos 2.5 e 2.6, observamos que isto não acontece com os harmônicos CA, que dependem do ângulo de atraso de disparo para a redução das suas amplitudes. Portanto, podemos concluir que quanto maior o ângulo de atraso de disparo α , maior a amplitude harmônica da tensão CC.

2.6 – O EFEITO DA CIRCULAÇÃO DAS CORRENTE HARMÔNICAS ATRAVÉS DA REDE CA

De acordo com a referência [17], os equipamentos menos sensíveis, geralmente, são os de aquecimentos (carga resistiva) para os quais a forma de onda não é relevante. Os mais sensíveis são aqueles que, em seu projeto, assumem a existência de uma alimentação senoidal como, por exemplo, equipamentos de comunicação e processamento de dados. No entanto, mesmo para as cargas de baixa susceptibilidade, a presença de harmônicas (de tensão ou de corrente) pode ser prejudicial, produzindo maiores esforços nos componentes e isolantes.

(a) Motores e Geradores – O maior efeito dos harmônicos em máquinas rotativas (indução e síncrona) é o aumento do aquecimento devido ao aumento das perdas no ferro e no cobre. Afeta-se, assim, sua eficiência e o torque disponível. Além disso, tem-se um possível aumento do ruído audível, quando comparado com alimentação senoidal.

Outro fenômeno é a presença de harmônicos no fluxo, produzindo alterações no acionamento, como componentes de torque que atuam no sentido oposto ao da fundamental, como ocorre no 5°, 11°, 17°, etc. harmônicos. Isto significa que tanto o quinto componente quanto o sétimo induzem uma sexta harmônica no rotor. O mesmo ocorre com outros pares de componentes.

O efeito cumulativo do aumento das perdas reflete-se numa diminuição da eficiência e da vida útil da máquina. A redução na eficiência é de 5 a 10% dos valores obtidos como uma alimentação senoidal. Este fato não se aplica a máquinas projetadas para alimentação a partir de inversores, mas apenas àquelas de uso em alimentação direta da rede.

Alguns componentes harmônicos, ou em pares de componentes (por exemplo, 5° e 7°, produzindo uma resultante de 6° harmônica) podem estimular oscilações mecânicas em sistemas turbina – gerador ou motor – carga, devido a uma possível excitação de ressonâncias mecânicas. Isto pode levar a problemas industriais como, por exemplo, na produção de fios, em que a precisão no acionamento é elemento fundamental para a qualidade do produto.

(b) Transformadores – Também neste caso tem-se um aumento nas perdas. Harmônicos na tensão aumentam as perdas ferro, enquanto harmônicos na corrente elevam as perdas cobre. A elevação das perdas deve-se principalmente ao efeito pelicular; logo, temos: quanto mais alta for a frequência mais para superfície do condutor se dirigirá a corrente, e menor a área usada para a passagem.

Além disso, o efeito das reatâncias de dispersão fica ampliado, uma vez que seu valor aumenta com a frequência.

Associada à dispersão existe ainda outro fator de perdas que se refere às correntes induzidas pelo fluxo disperso. Esta corrente manifesta-se nos enrolamentos, no núcleo, e nas peças metálicas adjacentes aos enrolamentos. Estas perdas crescem proporcionalmente ao quadrado da frequência e da corrente.

Tem-se ainda uma maior influência das capacitâncias parasitas (entre espiras e entre enrolamento) que podem realizar acoplamentos não desejados e, eventualmente, produzir ressonâncias no próprio dispositivo.

(c) Cabos de Alimentação – Em razão do efeito pelicular, que restringe a secção condutora para componentes de frequência elevada, também os cabos de alimentação têm um aumento de perdas devido às harmônicas de corrente. Além disso,

tem-se o chamado “efeito de proximidade”, o qual relaciona um aumento na resistência do condutor em função do efeito dos campos magnéticos produzidos pelos demais condutores colocados nas adjacências.

(d) Capacitores – O maior problema aqui é a possibilidade de ocorrência de ressonâncias (excitadas pelas harmônicas), podendo produzir níveis excessivos de corrente e/ou tensão. Além disso, como a reatância capacitiva diminui com a frequência, tem-se um aumento nas correntes relativas aos harmônicos presentes na tensão.

As correntes de alta frequência, que encontrarão um caminho de menor impedância pelos capacitores, elevarão as suas perdas ôhmicas. O decorrente aumento no aquecimento do dispositivo encurta a vida útil do capacitor.

(e) Equipamentos eletrônicos – Alguns equipamentos podem ser muito sensíveis a distorções na forma de onda. Por exemplo, se um aparelho utiliza os cruzamentos com o zero (ou outros aspectos da onda de tensão) para realizar alguma ação, distorções na forma de onda podem alterar, ou mesmo inviabilizar, seu funcionamento.

Caso os harmônicos penetrem na alimentação do equipamento por meio de acoplamentos indutivos e capacitivos (que se tornam mais efetivos com o aumento da frequência), eles podem também alterar o bom funcionamento do aparelho.

(f) Aparelhos de Medição – Aparelhos de medição e instrumentação em geral são afetados por harmônicos, especialmente se ocorrerem ressonâncias que afetam a grandeza medida.

Dispositivos com discos de indução, como os medidores de energia, são sensíveis a componentes harmônicas, podendo apresentar erros positivos ou negativos, dependendo do tipo de medidor e da harmônica presente. Em geral, a distorção deve ser elevada (>20%) para produzir erro significativo.

(g) Relés de proteção e fusíveis – Um aumento da corrente eficaz devida a harmônicos sempre provocará um maior aquecimento dos dispositivos pelos quais

circula a corrente, podendo ocasionar uma redução em sua vida útil e, eventualmente, sua operação inadequada.

Em termos de relés de proteção não é possível definir completamente as respostas devido à variedade de distorções possíveis e aos diferentes tipos de dispositivos existentes.

Existe um estudo [18] no qual se afirma que os relés de proteção geralmente não respondem a qualquer parâmetro identificável, tais como valores eficazes da grandeza de interesse ou a amplitude de sua componente fundamental. O desempenho de um relé considerando uma faixa de frequências de entrada não é uma indicação de como aquele componente responderá a uma onda distorcida contendo aquelas mesmas componentes espectrais. Relés com múltiplas entradas são ainda mais imprevisíveis.

2.7 – O FATOR DE DISTORÇÃO E SEUS LIMITES

Há diversos índices utilizados para contabilizar a quantidade de harmônicos presentes numa onda, ou em outras palavras, quão distorcido uma onda está em relação a uma onda senoidal. O *THD (Total Harmonic Distortion)* ou distorção harmônica total é um deles sendo bastante usado por indústrias e concessionárias. Para uma onda puramente senoidal, livre de distorções, o THD é de 0%. Já para algumas ondas muito distorcidas, como exemplo, correntes de alguns aparelhos eletrônicos, o THD pode até passar de 100%. A definição do THD é apresentada a seguir:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^k f_n^2}}{f_1} * 100\% \quad (45)$$

onde, f_1 – módulo da grandeza na frequência fundamental;

n – ordem harmônica;

k - último harmônico considerado;

f_n – módulo da grandeza na frequência harmônica.

3 - MODELAGEM DO GERADOR SÍNCRONO E CONVERSOR CA/CC

3.1 – INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a modelagem do gerador síncrono utilizado no presente trabalho, que corresponde ao modelo de segunda ordem no eixo d e de primeira ordem no eixo q. Em vista disso, estão apresentadas as equações dos devidos eixos para as tensões, enlaces de fluxo e indutâncias da máquina.

Além disso, este capítulo descreve a ponte conversora de seis pulsos utilizada para análise do conteúdo harmônico em um sistema contendo um gerador síncrono, uma barra infinita e filtros interligados, conforme pode ser visualizada na figura 3.1 a seguir.

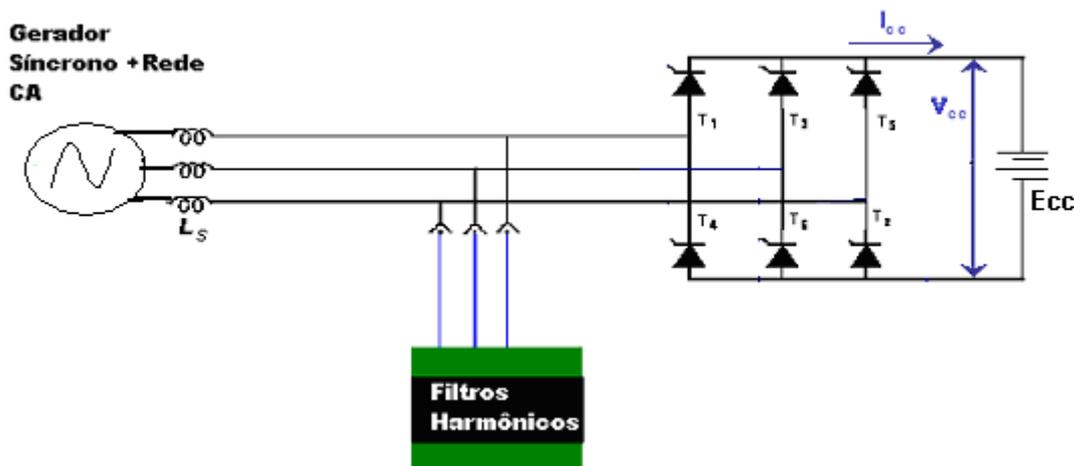


Figura 3.1 - Sistema Composto por um gerador síncrono, barra infinita (rede CA), filtros harmônicos e conversor.

3.2 – MODELAGEM MATEMÁTICA DO GERADOR SÍNCRONO

Este item aborda o modelo do gerador síncrono utilizado no presente trabalho equivalente ao de segunda ordem no eixo d e de primeira ordem no eixo q, em que podem ser visualizados nas figuras 3.2 e 3.3.

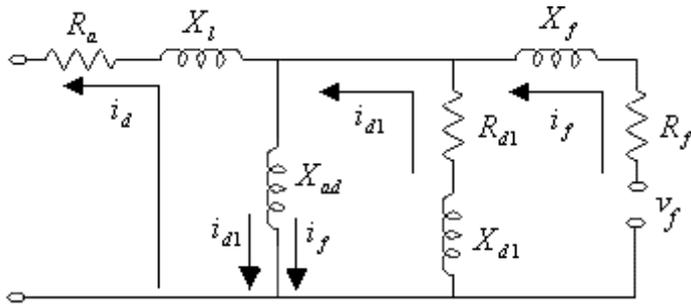


Figura 3.2 – Circuito equivalente de segunda ordem para o eixo direto.

O circuito equivalente para o eixo de quadratura de 1ª é mostrado na figura 3.3.

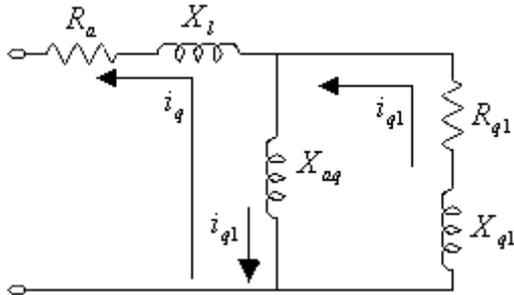


Figura 3.3 – Circuito equivalente de primeira ordem para o eixo em quadratura.

Nessa dissertação, foi focalizado o circuito equivalente de segunda ordem para o eixo direto e primeira ordem para o eixo de quadratura, de acordo com as figuras 3.2 e 3.3, respectivamente. A modelagem matemática de segunda ordem para o eixo direto é descrita nas equações (46) a (48).

$$\begin{cases} v_d(t) = -R_a i_d(t) + \frac{d\lambda_d(t)}{dt} - \omega \lambda_q(t) & (46) \\ v_f(t) = R_f i_f(t) + \frac{d\lambda_f(t)}{dt} & (47) \\ v_{d1}(t) = 0 = R_{d1} i_{d1}(t) + \frac{d\lambda_{d1}(t)}{dt} & (48) \end{cases}$$

O modelo de terceira ordem para o eixo de quadratura é mostrado nas equações (49) e (50).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_q(t) = -R_a i_q(t) + \frac{d\lambda_q(t)}{dt} + \omega \lambda_d(t) \end{array} \right. \quad (49)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{q1}(t) = 0 = R_{q1} i_{q1}(t) + \frac{d\lambda_{q1}(t)}{dt} \end{array} \right. \quad (50)$$

No ensaio de resposta em frequência com o rotor travado, a resultante da velocidade angular é zero ($\omega = 0$), de forma que nas equações (47) e (50) inexistem os termos $\omega \lambda_q(t)$ e $\omega \lambda_d(t)$ para esses ensaios. Os três enlaces de fluxo dos enrolamentos de rotor e o enlace do enrolamento de estator, segundo o eixo direto, são referidos através da formulação matricial (51).

$$\begin{bmatrix} \lambda_d(t) \\ \lambda_f(t) \\ \lambda_{d1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & L_{ad} & L_{ad} \\ L_{ad} & L_f & L_{ad} \\ L_{ad} & L_{ad} & L_{d1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_d(t) \\ i_f(t) \\ i_{d1}(t) \end{bmatrix} \quad (51)$$

onde as indutâncias próprias de eixo direto do enrolamento de estator, do enrolamento de campo e dos quatro enrolamentos amortecedores, todos de eixo direto, são dadas, na forma matricial, por:

$$\begin{aligned} L_d &= l_l + L_{ad} \\ L_f &= l_f + L_{ad} \\ L_{d1} &= l_{d1} + L_{ad} \end{aligned} \quad (52)$$

As indutâncias de dispersão, de campo, dos circuitos amortecedores, de acoplamento mútuo e as resistências dos enrolamentos aparecem na figura 3.3.

A equação (53) apresenta a formulação dos enlaces de fluxo de eixo de quadratura na notação matricial.

$$\begin{bmatrix} \lambda_q(t) \\ \lambda_{q1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & L_{aq} \\ L_{aq} & L_{q1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_q(t) \\ i_{q1}(t) \end{bmatrix} \quad (53)$$

onde, as indutâncias próprias de eixo de quadratura na notação matricial de (53) são dadas por:

$$\begin{aligned}
L_q &= l_l + L_{aq} \\
L_{q1} &= l_{q1} + L_{aq}
\end{aligned}
\tag{54}$$

As indutâncias de dispersão mencionadas anteriormente para o eixo de quadratura são identificadas na figura 3.3.

Podemos observar que a partir das equações obtidas pelo modelo de *Park* e relacionando a tensão do enrolamento de campo aos enlaces de fluxo referidos acima e às correntes dos enrolamentos, é possível estabelecer as indutâncias operacionais de eixo direto e de eixo de quadratura e outras funções de transferências, quando trabalhando com as grandezas expressas no domínio complexo de Laplace. São estas funções de transferência que são determinadas por meio dos ensaios de resposta em frequência com o rotor bloqueado e que podem ser utilizadas como base para determinação dos parâmetros das estruturas equivalentes indicadas nas figuras 3.1 e 3.2.

A fim de obter maior precisão na avaliação do desempenho eletromecânico do gerador síncrono, é sugerida a inserção do efeito de saturação. Neste trabalho, os dados para representação deste efeito foram determinados a partir dos valores de tensão terminal e da corrente de campo obtidos durante o ensaio de excitação em vazio descrito em [10].

3.3 – O MÓDULO DO GERADOR SÍNCRONO NO SIMULADOR DIGITAL

O modelo do gerador síncrono implementado no programa computacional do Simulador Digital em MATLAB foi desenvolvido em [10] e utilizado neste trabalho.

O modelo então utilizado pode ser analisado através da apresentação detalhada encontrada neste item deste capítulo. A partir do vetor dos enlaces de fluxo dos enrolamentos de eixo direto e aplicando-se uma transformação linear apropriada, o vetor de tensões transitórias de eixo de quadratura $[E_q^1 \ E_q^2 \ E_q^3 \ E_q^4 \ E_q^5]^T$ pode ser obtido, de forma que cada uma de suas componentes é definida como uma soma ponderada dos enlaces de fluxo. Por exemplo, E_q^1 representa uma tensão proporcional ao enlace de fluxo de campo, sendo definida por:

$$E_q^1 = \omega_s L_{ad} \lambda_f / (l_f + L_{ad}) \quad (55)$$

Igualmente, a partir do vetor dos enlaces de fluxo dos enrolamentos de eixo de quadratura, pode-se definir o vetor de tensões transitórias de eixo direto $[E_d^1 \ E_d^2 \ E_d^3]^T$, com cada componente representando uma soma ponderada dos enlaces de fluxo do eixo neste eixo.

Considerando as tensões transitórias referidas, juntamente com as componentes dq das correntes de estator do gerador, como novas variáveis de estado e definindo o vetor de estados $[X]$ de forma a conter todas estas grandezas, podemos escrever:

$$i_{md} = i_d \leftrightarrow \text{componente de eixo direto da corrente de estator da máquina} \quad (56)$$

$$i_{mq} = i_q \leftrightarrow \text{componente de eixo de quadratura da corrente de estator da máquina} \quad (57)$$

$$[X] = [E_q^1 \ E_q^2 \ E_q^3 \ E_q^4 \ E_q^5 \ E_d^1 \ E_d^2 \ E_d^3 \ i_{md} \ i_{mq}]^T \leftrightarrow \text{vetor dos estados} \quad (58)$$

A partir das equações (47) a (60) que constituem o modelo elétrico do gerador síncrono de pólos salientes, de ordem rotórica 2 (dois) para o eixo direto e de ordem rotórica 1 (um) para o eixo de quadratura, incluindo ainda as equações relativas à representação do sistema de transmissão e da barra infinita, e trocando as variáveis de estado para aquelas indicadas no vetor $[X]$, é possível escrever:

$$p[X] = A_m \cdot [X] + B_m \cdot [Y] + C_m \cdot [U] \quad (59),$$

onde:

A_m é a matriz de estado representativa das equações da máquina.

$$[Y] = [v_d \ v_q \ SATD]^T \quad \text{é o vetor de variáveis internas} \quad (60)$$

$$[U] = [E_{fd}] \quad \text{é o vetor da variável de entrada} \quad (61)$$

De forma a garantir maior precisão na avaliação do desempenho eletromecânico do gerador síncrono, sugere-se a inserção do efeito de saturação. No

presente trabalho de pesquisa, os dados para representação deste efeito foram determinados a partir dos valores de tensão terminal e da corrente de campo obtidos durante o ensaio de excitação em vazio. Para representar o efeito de saturação (SATD) segundo a orientação do fluxo de entreferro de eixo direto de armadura, foi utilizada a seguinte expressão:

$$SATD = A_{ex} e^{B_{ex}(V-0,8)}, \quad A_{ex} = 0,002191095 pu \quad B_{ex} = 7,7240695 pu \quad (62)$$

Esta representação é empregada nos programas computacionais ANATEM e TRANSDIR. A variável $SATD$ representa o acréscimo no enlace de fluxo de entreferro associado aos enrolamentos de eixo direto. Quando este acréscimo for atribuído ao enrolamento de campo, então o termo $\omega_0 L_{ad} i_f$ (não saturado) é trocado por $\omega_0 L_{ad} i_f$ (não saturado) + $SATD$. Para os geradores hidráulicos, normalmente representados pelo modelo de pólos salientes, a saturação é ignorada no eixo de quadratura.

A variável E_{fd} representa a tensão de campo do gerador referida ao estator. Face à não inclusão dos efeitos do sistema de excitação, a tensão de campo é mantida constante no valor determinado pela inicialização da máquina.

As matrizes A_m , B_m e C_m são matrizes cujos elementos são constantes função dos parâmetros indicados através das equações (47) a (54).

O objetivo final é a montagem final das matrizes A_m , B_m e C_m do gerador síncrono e o cálculo dos valores iniciais do vetor de estado $[X_0]$, do vetor de variáveis de entrada (E_{fd0}) e do vetor de variáveis internas (v_{d0} , v_{q0} , $SATD_0$).

É oportuno frisar que as matrizes A_f , B_f e C_f representativas da modelagem dos filtros de 5ª, 7ª e 11ª ordens e as matrizes A_r , B_r e C_r representativas do efeito da rede elétrica sobre o desempenho dinâmico do sistema global são montadas também na rotina **MontaMatriz.m**, com o objetivo de minimização do tempo de processamento da simulação digital.

3.4 – CARACTERÍSTICAS DOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

Segundo a referência [19], os dispositivos semicondutores de potência são os componentes básicos da Eletrônica Industrial, chaveando grandes cargas, como motores, eletroímãs, aquecedores, convertendo CA em CC, CC em CA e gerando pulsos de controle para outros tiristores. Em inúmeros sistemas industriais, desempenham um papel fundamental para processamento de energia elétrica. As unidades de acionamentos de máquinas elétricas, *no-breaks*, controladores de grandezas elétricas são exemplos do emprego destes semicondutores. Nestas e noutras aplicações, os semicondutores de potência terão eventualmente de controlar elevadas correntes (i.e. até milhares de ampères, kA) e suportar altas tensões de trabalho (até milhares de volts, kV).

O tiristor SCR é o principal deles, pelo número e aplicação. Permite não só retificar uma onda alternada, mas também controlar a corrente que passa por ele e pela carga ligada em série com ele.

3.5 - TIRISTOR A SCR

O Tiristor SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) foi desenvolvido por um grupo de engenheiros do *Bell Telephone Laboratory* (EUA) em 1957. É o mais conhecido e aplicado dos tiristores existentes. Tiristor é o nome genérico dado à família dos componentes compostos por quatro camadas semicondutoras (PNPN).

Os Tiristores SCR's funcionam analogamente a um diodo, porém possuem um terceiro terminal conhecido como Gatilho (*Gate* ou Porta). Este terminal é responsável pelo controle da condução (disparo). Em condições normais de operação, para um SCR conduzir, além de polarizado adequadamente (tensão positiva no Ânodo), deve receber um sinal de corrente no gatilho, geralmente um pulso.

A principal aplicação que os SCR têm é a conversão e o controle de grandes quantidades de potência em sistemas CC e CA, utilizando apenas uma pequena potência

para o controle. Isso se deve à sua ação de chaveamento rápido, ao seu pequeno porte e aos altos valores nominais de corrente e tensão em que podem operar.

Algumas características dos SCR's:

- São chaves estáticas bi-estáveis, ou seja, trabalham em dois estados: não condução e condução, com a possibilidade de controle.
- Em muitas aplicações podem ser considerados chaves ideais, mas há limitações e características na prática.
- São compostos por 4 camadas semicondutoras (P-N-P-N), três junções (P-N) e 3 terminais (Ânodo, Cátodo e Gatilho).
- São semicondutores de silício. O uso do silício foi utilizado devido a sua alta capacidade de potência e capacidade de suportar altas temperaturas.
- Apresentam alta velocidade de comutação e elevada vida útil;
- Possuem resistência elétrica variável com a temperatura, portanto, dependem da potência que estiverem conduzindo.
- São aplicados em controles de relés, fontes de tensão reguladas, controles de motores, *Choppers* (variadores de tensão CC), Inversores CC-CA, Ciclo-conversores (variadores de frequência), carregadores de baterias, circuitos de proteção, controles de iluminação e de aquecedores e controles de fase, entre outras.

A figura 3.4 apresenta a simbologia utilizada e as camadas, junções e terminais, enquanto a figura 3.5 apresenta um tipo de estrutura construtiva para as camadas de um SCR.

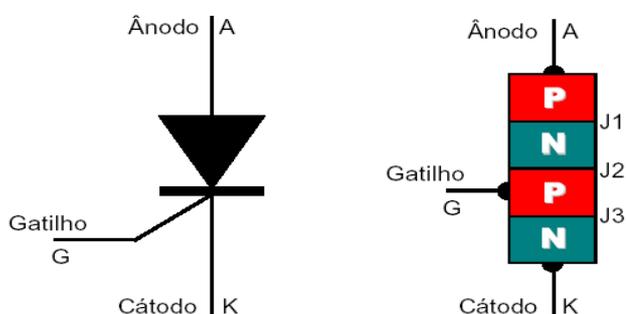


Figura 3.4 – SCR: Simbologia, Camadas e Junções

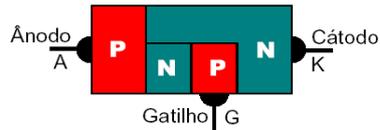


Figura 3.5 – Um tipo de estrutura interna das camadas de um SCR

Um SCR ideal se comportaria com uma chave ideal, ou seja, enquanto não recebesse um sinal de corrente no gatilho, seria capaz de bloquear tensões de valor infinito, tanto com polarização direta como reversa. Bloqueado, o SCR ideal não conduziria qualquer valor de corrente. Tal característica é representada pelas retas 1 e 2 na Figura 3.6.

Quando disparado, ou seja, quando comandado por uma corrente de gatilho IGK, o SCR ideal se comportaria como um diodo ideal, como podemos observar nas retas 1 e 3. Nesta condição, o SCR ideal seria capaz de bloquear tensões reversas infinitas e conduzir, quando diretamente polarizado, correntes infinitas sem queda de tensão e perdas de energia por Efeito Joule.

Assim como para os diodos, tais características seriam ideais e não se obtêm na prática.

Os SCR reais têm, portanto, limitações de bloqueio de tensão direta e reversa e apresentam fuga de corrente quando bloqueados. Quando habilitados têm limitações de condução de corrente, pois apresentam uma pequena resistência à circulação de corrente e queda de tensão na barreira de potencial das junções que provocam perdas de energia por Efeito Joule e conseqüente aquecimento do componente.

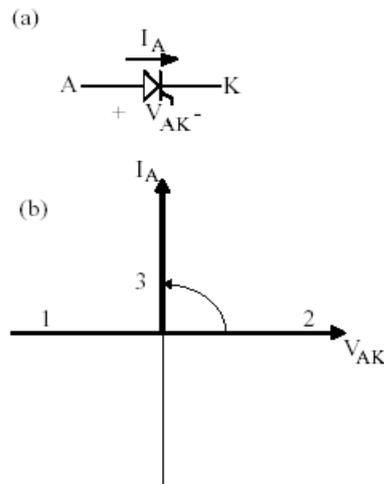


Figura 3.6 – (a) polarização direta; (b) Características estáticas de um SCR ideal.

3.5.1– O PRINCÍPIO DO FUNCIONAMENTO DO SCR

O funcionamento do SCR é semelhante ao do diodo. Para além do anodo e catodo estarem polarizados diretamente, (anodo a um potencial positivo em relação ao catodo) é necessário ainda aplicar uma tensão positiva adequada no gate, para que circule corrente entre anodo e catodo.

Um SCR é disparado (entra em condução) quando aumenta a Corrente de Ânodo I_A , através de uma das seguintes maneiras:

Corrente de Gatilho I_{GK} :

É o procedimento normal de disparo do SCR. Quando estiver polarizado diretamente, a injeção de um sinal de corrente de gatilho para o cátodo (I_G ou I_{GK}), geralmente na forma de um pulso, leva o SCR ao estado de condução. À medida que aumenta a corrente de gatilho para cátodo, a tensão de bloqueio direta diminui até que o SCR passa ao estado de condução. Enquanto diretamente polarizado o SCR só começa a conduzir se receber um comando através de um sinal de corrente (geralmente um pulso) em seu terminal de gatilho (*Gate* ou *Porta*). Esse pulso polariza diretamente o “segundo diodo formado pelas camadas N e P” e possibilita a condução.

Enquanto tivermos corrente entre ânodo e cátodo o SCR continua conduzindo, sendo ele cortado (bloqueado) somente quando a mesma for praticamente extinta. Nesta condição, as barreiras de potencial formam-se novamente e o SCR precisará de um novo sinal de corrente no gatilho para voltar ao estado de condução.

Polarizado reversamente o SCR funciona como um diodo, bloqueando a passagem de corrente, mesmo quando efetuado um pulso em seu Gatilho.

A característica gatilho-cátodo de um SCR se assemelha a uma junção PN, variando, portanto, de acordo com a temperatura e características individuais do componente.

Um SCR pode disparar por ruído de corrente no gatilho. Para evitar estes disparos indesejáveis devemos utilizar um resistor R_{GK} entre o gatilho e o cátodo que desviará parte do ruído. Em alguns tipos de SCR, a resistência R_{GK} já vem internamente no componente para diminuir sua sensibilidade.

Corrente de Retenção e Corrente de Manutenção:

Para entrar em condução o SCR deve conduzir uma corrente suficiente, cujo valor mínimo recebe o nome de Corrente de Retenção I_L (*Latching Current*). O SCR não entrará em condução se a Corrente de Gatilho I_{GK} for suprimida antes que a Corrente de Ânodo I_A atinja o valor da Corrente de Retenção I_L .

Uma vez retirada a corrente de gatilho, a mínima Corrente de Ânodo I_A para manter o SCR em condução é chamada Corrente de Manutenção I_H (*Holding Current*). Se a Corrente de Ânodo for menor que a Corrente de Manutenção, as barreiras de potencial formam-se novamente e o SCR entrará em Bloqueio.

A Corrente de Retenção é maior que a Corrente de Manutenção ($I_L > I_H$). O valor de I_L é em geral de duas a três vezes a corrente de manutenção I_H . Ambas diminuem com o aumento da temperatura e vice-versa.

É por este motivo que dizemos que o SCR é uma **Chave de Retenção** (ou Travamento) porque uma vez em condução, permanece neste estado enquanto a Corrente de Ânodo I_A for maior que a Corrente de Manutenção ($I_A > I_H$), mesmo sem corrente no gatilho (I_{GK}).

Sobretemperatura:

O aumento brusco da temperatura aumenta o número de pares elétrons - lacunas no semiconductor provocando maior corrente de fuga, o que pode levar o SCR ao estado de condução. O disparo por aumento de temperatura deve ser evitado.

Sobretensão:

Se a tensão direta ânodo-cátodo V_{AK} for maior que o valor da tensão de ruptura direta máxima V_{DRM} (V_{BO}), fluirá uma corrente de fuga suficiente para levar o SCR ao estado de condução.

Isto acontece porque o aumento da tensão V_{AK} em polarização direta acelera os portadores de carga na junção J2 que está reversamente polarizada, podendo atingir energia suficiente para provocar a avalanche e disparar o SCR. Este fenômeno faz com que muitos elétrons choquem-se e saiam das órbitas dos átomos do semiconductor ficando disponíveis para condução e permitindo o aumento da corrente de fuga no SCR e levando-o ao estado de condução.

O disparo por sobretensão direta diminui a vida útil do componente e, portanto, deve ser evitado.

A aplicação de uma sobretensão reversa, ou seja, uma tensão ânodo-cátodo maior que o valor da tensão de ruptura reversa máxima (V_{RRM} ou V_{BR}) danificará o componente.

Vale ressaltar também que em polarização inversa o SCR está bloqueado (não conduz) quer se aplique ou não tensão no gate. Já em polarização direta, o SCR está bloqueado, salvo quando se aplica uma tensão adequada no gate, entrando assim num

estado de condução. Após o SCR entrar em condução pode suprimir-se o sinal no gate que ele continua a conduzir. O SCR deixa de estar em condução quando a corrente que o percorre baixa a um valor inferior a corrente mínima de manutenção (I_H) indicada pelo fabricante.

3.6 – PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DA PONTE DE SEIS PULSOS

Consideremos a figura 3.6 abaixo, que representa esquematicamente a ponte trifásica de seis pulsos para desenvolver as principais equações de tensão e corrente que descrevem o seu comportamento.

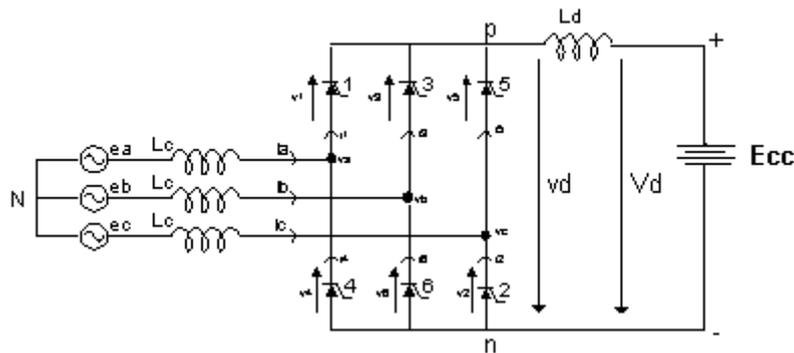


Figura 3.6 – Ponte trifásica de seis pulsos

Para tensões fase - neutro do primário referidas ao secundário (e_a, e_b e e_c) podem ser adotadas as seguintes expressões:

$$e_a = E_m \cos(\omega t + 60^\circ) \quad (62)$$

$$e_b = E_m \cos(\omega t - 60^\circ) \quad (63)$$

$$e_c = E_m \cos(\omega t - 180^\circ) \quad (64)$$

As correspondentes tensões instantâneas fase-fase são expressas, então, por:

$$e_{ac} = e_a - e_c = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t + 30^\circ) \quad (66)$$

$$e_{ba} = e_b - e_a = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t - 90^\circ) = \sqrt{3}E_m \sin \omega t \quad (67)$$

$$e_{cb} = e_c - e_b = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t + 150^\circ) \quad (67)$$

Na figura 3.7 as tensões acima estão representadas fasorialmente.

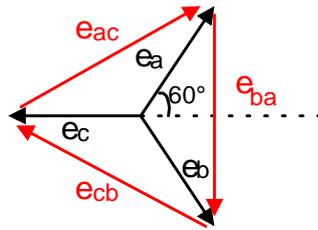


Figura 3.7 – sistema de tensões balanceadas

A partir do instante em que as válvulas utilizadas na ponte trifásica são tiristores e não diodos, a condução de corrente não mais será instantaneamente a partir do momento em que a tensão em qualquer uma delas se torna positiva. Além disso, considerando a indutância dos transformadores não nula, a passagem de corrente da válvula que estava conduzindo para a outra que ia começar a conduzir no mesmo ramo também não será imediata.

Dessa forma, iremos analisar, a partir de então, o que ocorre quando se retarda intencionalmente o disparo das válvulas, isto é, o início da condução de cada uma delas. Este retardo é computado através do ângulo de atraso de disparo α , uma das grandezas ditas notáveis dos conversores e que reflete, na realidade, a diferença angular entre o instante em que a válvula poderia ser disparada (quando sua tensão anodo-catodo se torna positiva) e aquele em que realmente o disparo ocorre. Na prática isto é feito via aplicação de pulso de tensão ao “gate” dos tiristores.

Simultaneamente, a existência de indutâncias nos transformadores impõe a condição de que as correntes nas válvulas não podem variar instantaneamente. Dessa forma, a passagem de corrente de uma válvula para outra do mesmo ramo não mais será imediata e terá, como de fato ocorre na prática, uma certa duração angular μ , que denota outra das grandezas notáveis dos conversores conhecida propositalmente, como ângulo de atraso de comutação.

O valor do ângulo de atraso de comutação μ determina o número de válvulas que conduzem no circuito da figura 3.6. Assim, durante um ciclo da tensão alternada aplicada pelo sistema CA, poderá ocorrer a condução simultânea de duas, três ou quatro válvulas, dependendo do valor de μ .

3.6.1 – OPERAÇÃO SEM ATRASO DE COMUTAÇÃO

Condução de duas válvulas ($\mu=0$) – Se a operação da ponte se faz, supostamente, com condução simultânea apenas através de duas válvulas, a transferência de corrente de uma válvula entrando em processo de bloqueio para a outra ocorrerá, em consequência, de forma instantânea.

Dentre as válvulas ligadas entre si através dos catodos (1, 3 e 5), conduz aquela com maior tensão positiva do anodo. Dentre aquelas com seus anodos no mesmo potencial (2, 4 e 6), conduz a válvula com menor tensão negativa de catodo.

Pela representação da ponte na figura 3.6, podemos verificar que quando as válvulas 1 e 2 estão conduzindo, a tensão no ponto **p** é v_a (já que $v_1=0$) e a tensão no ponto **n** é v_c (já que $v_2=0$). Assim, a tensão contínua v_d é dada por v_a-v_c . Como a tensão no indutor L_c é nula (corrente constante, resultando $L_c \frac{di}{dt} = 0$), temos $v_a=e_a$, $v_b=e_b$ e $v_c=e_c$. Portanto, $v_d = v_a - v_c = e_a - e_c = e_{ac}$.

Do mesmo modo:

- válvulas 2 e 3 conduzindo: $v_d = e_b - e_c = e_{bc}$

- válvulas 3 e 4 conduzindo: $v_d = e_b - e_a = e_{ba}$

- válvulas 4 e 5 conduzindo: $v_d = e_c - e_a = e_{ca}$

- válvulas 1 e 6 conduzindo: $v_d = e_a - e_b = e_{ab}$

Controle de disparo sem atraso de comutação ($\mu = 0$)

Considerando apenas a condução das válvulas 1 e 2 da figura 3.6 (já que quando $\mu = 0$ há apenas a condução de duas válvulas), teremos:

$$i_a = i_1 = i_2 = -i_c = I_d$$

(68)

$$i_b = i_3 = i_4 = i_5 = i_6 = 0 \quad (69)$$

$$v_a = v_p = e_a = E_m \cos(\omega t + 60^\circ) \quad (70)$$

(71)

$$v_b = e_b = E_m \cos(\omega t - 60^\circ)$$

$$v_c = v_n = e_c = E_m \cos(\omega t - 180^\circ) \quad (72)$$

$$v_d = v_p - v_n = e_a - e_c = e_{ac} = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t + 30^\circ) \quad (73)$$

$$v_1 = v_2 = 0 \text{ (válvulas 1 e 2 conduzindo)}$$

$$v_3 = e_{ba} = \sqrt{3}E_m \sin \omega t \quad (74)$$

$$v_4 = v_5 = -v_d = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t - 150^\circ) \quad (75)$$

$$v_6 = e_{cb} = \sqrt{3}E_m \cos(\omega t + 150^\circ) \quad (76)$$

Assim, a válvula 3 poderá conduzir a partir do instante em que a tensão e_b se torna maior do que a tensão e_a , mas para que de fato isso ocorra ela precisa ser desbloqueada através do controle de disparo. Se $\mu = 0$ (comutação instantânea), a válvula 3 assume a corrente CC I_d , transferida da válvula 1, de forma súbita.

A tensão v_d através da ponte é composta por arcos de 60° da tensão alternada fase-fase. O valor médio da tensão contínua V_d é encontrado pela integração da tensão instantânea v_d ao longo de um ciclo, isto é, 60° . Para $\alpha = 0$ (sem atraso de disparo) e $\omega t = \theta$, temos:

$$V_{do} = \frac{3}{\pi} \int_{-60}^0 e_{ac} d\theta = \frac{3\sqrt{3}E_m}{\pi} = 1.65E_m \quad (77)$$

onde V_{do} é a tensão contínua ideal em vazio

E_m é o valor de crista da tensão alternada fase-neutro.

Em termos de valores eficazes, temos:

$$E_{fn}^{rms} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \text{ (tensão eficaz fase-neutro)} \quad (78)$$

$$E_{ff}^{rms} = \frac{E_m \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \text{ (tensão eficaz fase-fase)} \quad (79)$$

$$\text{Como } V_{do} = \frac{3\sqrt{3}E_m}{\pi} \text{ e } E_m = E_{fn}^{rms} \sqrt{2} = \frac{E_{ff}^{rms} \sqrt{2}}{\sqrt{3}}, \text{ então:} \quad (80)$$

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_{fn}^{rms} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{ff}^{rms} \quad (81)$$

O atraso do disparo resulta no deslocamento das envoltórias da tensão do lado CC por um tempo α/ω . Assim, os limites de integração da equação para a obtenção de tensão V_d (valor médio de v_d) são acrescidos de α .

$$V_d = V_{do} \int_{\alpha-60}^{\alpha} \cos(\theta + 30^\circ) d\theta = V_{do} \cos \alpha \quad (82)$$

$$V_d = V_{do} \cos \alpha \quad (83)$$

Portanto, o atraso do disparo reduz a tensão contínua média por um fator $\cos \alpha$

Desprezando as perdas no bloqueio e no desbloqueio dos tiristores, a potência ativa CA deve ser igual à potência CC. Assim:

$$3E_{fn}^{rms} I_{L1} \cos \phi = V_d I_d = V_{do} \cos \alpha I_d \quad (84)$$

onde

I_{L1} é o valor eficaz da componente fundamental da corrente alternada de linha no lado CA.

ϕ é o ângulo de atraso desta corrente I_{L1} em relação à tensão alternada de linha no lado CA.

O valor de crista da componente fundamental destas correntes pode ser definido, a partir do tratamento por série de Fourier, como expresso abaixo:

$$\sqrt{2}I_{L1} = \frac{2}{\pi} \int_{-60}^{60} \cos \theta d\theta = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (85)$$

$$I_{L1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} I_d \quad (86)$$

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (87)$$

Manipulando-se as equações, obtemos:

$$\cos \phi = \cos \alpha, \text{ então } \phi = \alpha \quad (88)$$

Dessa forma, quando o ângulo de comutação μ é desprezado, o fator de potência na alimentação é determinado pelo ângulo de disparo α .

3.6.2 – OPERAÇÃO COM ATRASO DE COMUTAÇÃO

Condução de três válvulas ($0 < \mu < 60^\circ$) – Ocorre a condução simultânea de três válvulas, neste intervalo de μ . Esta condução acontece entre duas válvulas dentre as três com anodo comum (válvulas 2, 4 e 6), ou entre duas válvulas dentre as três com catodo comum (válvulas 1, 3 e 5), resultando em um curto circuito entre duas fases no lado CC. Neste caso, haverá seis períodos de condução de duração μ em graus nos quais três válvulas conduzirão (duas do ramo superior e uma do inferior ou vice-versa) e outros 6 períodos de $(60 - \mu)$ graus em que apenas duas válvulas conduzirão (uma do ramo superior e outra do inferior). No limite, quando $\mu = 60$, sempre conduzirão três válvulas. Esta situação é a que se verifica na prática e representa a operação normal dos elos CC, com μ variando na faixa de 0 a 60° . Valores típicos deste ângulo chegam, no máximo, a 30° .

Para análise desta condição, vamos considerar o período em que conduzem simultaneamente as válvulas 1, 2 e 3. Antes do início da comutação ($\omega t < \alpha$), a corrente na válvula 1 é I_d e na válvula 3, nula. Quando a válvula 3 é disparada, inicia-se a transferência de corrente da válvula 1 para a 3. Ao final deste processo, que tem duração angular μ , o valor da corrente na válvula 3 é I_d e na válvula 1, nulo. Considerando como origem o zero da tensão de comutação na válvula 3 e_{ba} , o período total decorrido

até que a corrente seja totalmente transferida da válvula 1 para a 3 é $\omega t = \alpha + \mu = \delta$, em que δ é o chamado ângulo de extinção.

Observando o curto entre fases a e b (válvulas 1 e 3), considerando a corrente i_1 no período de comutação $i_1 = I_d - i_3$ e derivando esta expressão, obteremos:

$$e_b - e_a = L_c \frac{di_3}{dt} - L_c \frac{di_1}{dt} \quad (89)$$

$$\frac{di_1}{dt} = 0 - \frac{di_3}{dt} \Rightarrow \frac{di_1}{dt} = -\frac{di_3}{dt} \quad (90)$$

Substituindo a expressão da derivada na equação da malha fechada pelo curto entre as fases a e b, teremos:

$$e_b - e_a = L_c \frac{di_3}{dt} + L_c \frac{di_3}{dt} \quad (91)$$

mas como $e_b - e_a = e_{ba} = \sqrt{3}E_m \sin \omega t$

$$\Rightarrow \sqrt{3}E_m \sin \omega t = 2L_c \frac{di_3}{dt} \Rightarrow \frac{di_3}{dt} = \frac{\sqrt{3}E_m}{2L_c} \sin \omega t \quad (92)$$

Integrando esta expressão ao longo do período de comutação com $i_3 = 0$ para $\omega t = \alpha$, resulta em:

$$\Rightarrow i_3 = I_d - i_1 = I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (93)$$

$$\Rightarrow i_1 = I_d - I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (94)$$

onde $I_{s2} = \frac{\sqrt{3}E_m}{2\omega L_c}$ representa o valor de crista da corrente de curto-circuito

bifásico.

Finalmente, durante a comutação das válvulas 1 e 3 ($\alpha < \omega t < \alpha + \mu$), os valores instantâneos das correntes e tensões são dados por:

$$i_a = i_1 = I_d - I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (95)$$

$$i_b = i_3 = I_{s2} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (96)$$

$$i_c = -i_2 = -I_d \quad (97)$$

$$(98)$$

$$i_4 = i_5 = i_6 = 0$$

$$v_a = v_b = v_p = -e_c/2 = 0.5E_m \cos \omega t \quad (99)$$

$$v_c = v_n = e_c = -E_m \cos \omega t \quad (100)$$

$$v_d = v_p - v_n = 1.5E_m \cos \omega t \quad (101)$$

$$v_1 = v_2 = v_3 = 0 \text{ (válvulas 1, 2 e 3 conduzindo)} \quad (102)$$

$$v_4 = v_5 = v_6 = -v_d = -1.5E_m \cos \omega t \quad (103)$$

As expressões para os demais períodos de comutação podem ser facilmente obtidas das equações anteriores, bastando que se façam adequadamente as permutações nos índices e as mudanças nos ângulos de fase das grandezas envolvidas.

Analisando-se a tensão CC V_d durante o período de comutação e considerando-se que a corrente CC I_d no final da comutação estará passando por completo na válvula 3, temos:

$$V_d = \frac{V_{do}}{2} (\cos \alpha + \cos \delta)$$

(104)

$$I_d = I_{s2} (\cos \alpha - \cos \delta)$$

(105)

Pode-se notar que quanto maior o valor de I_d , maior será também o ângulo de comutação μ . Ao manipular estas duas últimas equações de V_d e I_d resultamos em:

$$V_d = V_{do} \cos \alpha - R_c I_d \quad (106)$$

$$\text{onde } R_c = \frac{V_{do}}{2I_{s2}} = \frac{3}{\pi} \omega L_c = \frac{3}{\pi} X_c = 6fL_c \quad (107)$$

$\omega L_c = X_c$ é a reatância de comutação referida ao secundário

f é a frequência de oscilação da tensão CA em Hz.

Condução de quatro válvulas ($60 < \mu < 120$) – Nesta faixa, há condução simultânea de 4 válvulas. Ocorrem seis períodos angulares de duração ($\mu - 60$) em que 4 válvulas conduzem e outros seis períodos em que 3 válvulas conduzem, cada um com duração angular ($120 - \mu$). No limite, quando $\mu = 120$, conduzirão 4 válvulas sempre. Esta faixa operativa de μ ocorre apenas em casos excepcionais, tais como sobrecargas no elo CC, faltas nas linhas CC e redução das tensões impostas pela rede CA aos transformadores do conversor.

3.7 – O MÓDULO DO CONVERSOR CA/CC NO SIMULADOR DIGITAL

Nesta dissertação, foi utilizado um programa computacional existente com representação do gerador síncrono, barra infinita e conversor CA/CC de seis pulsos como base para a implementação dos filtros de sintonia singela, sintonia dupla e passa alta conforme figura 3.8 a seguir:

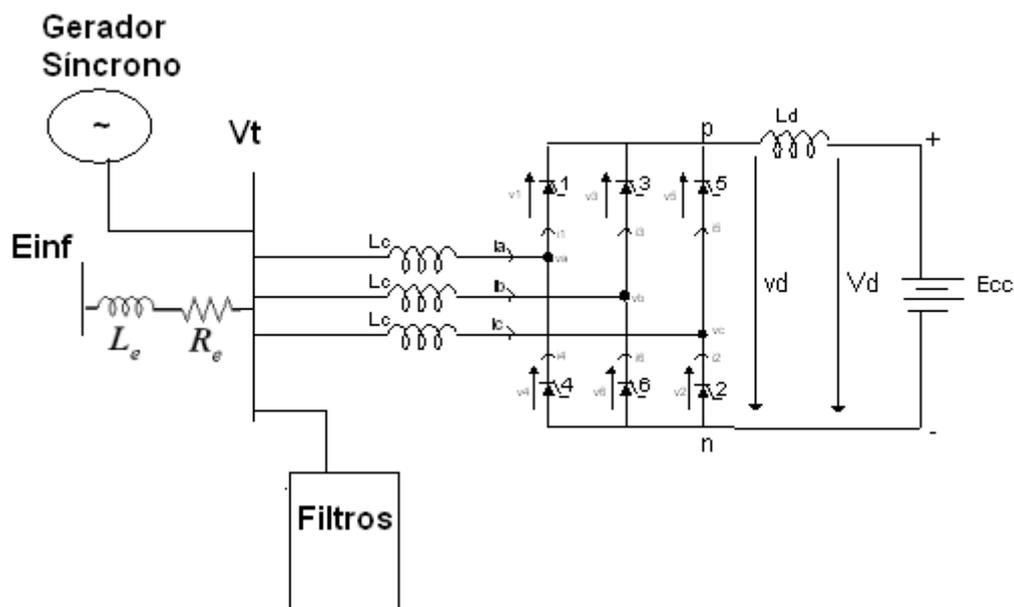


Figura 3.8 – Sistema implementado no simulador digital

O conversor CA/CC foi implementado no simulador digital funcionando em doze modos de operação diferentes, sendo seis modos de operação com duas válvulas (i.e. 1-2, 2-3, 3-4, 5-6, 6-1) e os outros seis com três válvulas 1-2-3, 2-3-4, 3-4-5, 4-5-6, 5-6-1 e 6-1-2).

Foi considerado ainda, o esquema de disparo simétrico, com o início de condução de uma determinada válvula se estabelecendo, exatamente, 60° após o disparo da válvula antecedente. O término da fase de comutação é estabelecido pela passagem por zero da corrente da válvula em processo de extinção ou, em outros termos, pela igualdade entre a corrente na válvula entrando em condução e a corrente CC I_D .

É oportuno frisar que as válvulas foram modeladas como chaves liga-desliga ideais, sem resistência no período de condução e sem corrente de fuga durante a fase de bloqueio.

A conexão do conversor CA/CC ao sistema elétrico da figura 3.8 mostra a necessidade de transformação das grandezas envolvidas nas equações diferenciais de representação deste equipamento para o sistema de coordenadas dq0, sistema de referência em que foram expressas as equações do gerador síncrono, dos filtros e da rede de transmissão ligada à barra infinita.

É importante ressaltar que o ângulo de atraso de comutação μ de cada válvula durante a execução das simulações é variável até que se alcance o regime permanente, onde para este regime, o ângulo de comutação deverá apresentar valor constante.

4 - CARACTERÍSTICAS E MODELAGEM DOS FILTROS HARMÔNICOS

4.1- FILTROS HARMÔNICOS

Este capítulo faz uma abordagem sobre os filtros harmônicos implementados nesta presente dissertação.

De acordo com a referência [8], o propósito dos filtros é reduzir a distorção das ondas de tensão e corrente produzidas pelos componentes não lineares da rede elétrica. A partir do momento que se tem como único objetivo evitar que uma determinada frequência penetre em certos elementos da rede, a solução mais sensível é o uso de filtros harmônicos.

Foram utilizados filtros passa alta, de sintonia singela e de dupla sintonia.

4.1.1 – FINALIDADES

Os filtros de harmônicos AC servem à duas finalidades:

- 1) Reduzir as tensões e correntes na rede CA a níveis aceitáveis; e
- 2) Para prover toda ou parte da potência reativa consumida pelo conversor, o restante sendo suprido pelos bancos de capacitares, compensadores síncronos ou pelo sistema CA. Os filtros de harmônicos CC servem somente para reduzir os harmônicos na linha CC.

4.1.2 – TIPOS

Os filtros em uma estação conversora podem ser classificados pela sua localização, sua maneira de conexão ao circuito principal, seu grau de sintonia e o número e frequências de suas ressonâncias.

4.1.3 – LOCALIZAÇÃO

Os filtros são localizados em ambos os lados CA e CC dos conversores. Filtros do lado CA podem ser conectados ou no lado primário (rede) dos transformadores do conversor ou no enrolamento terciário se um for suprido para esta finalidade. Filtros nunca são ligados aos enrolamentos secundários (lado das válvulas). Desde que os enrolamentos terciários, se fornecidos, têm tensão mais baixa que os enrolamentos primários, os filtros são isolados para tensões na frequência fundamental e transitórias mais baixas e, portanto, custam menos. Os enrolamentos terciários, entretanto, aumentam o custo dos transformadores. Estes enrolamentos em geral apresentam reatância de dispersão alta, o que inerentemente forma um ramo comum em série com todos os filtros shunt e complicam o cálculo das possíveis ressonâncias entre o filtro e a rede CA.

4.1.4 – FILTROS SÉRIE E SHUNT

Harmônicos podem ser:

- a) Impedidos de passar do conversor para a rede elétrica ou linha CA por uma alta impedância série;
- b) Desviados para uma impedância shunt baixa; ou
- c) Ambos.

A figura 4.1 ilustra os primeiros dois tipos. Cada um é o dual do outro.

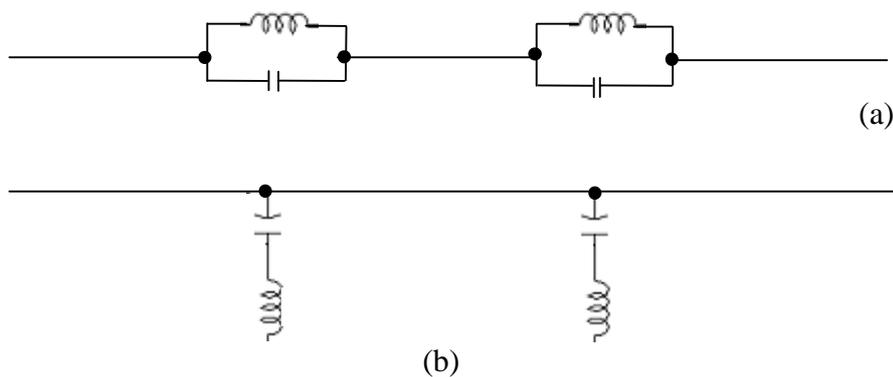


Figura 4.1. a) filtro série e b) filtro shunt

O filtro série deve carregar a corrente total do circuito principal e deve ser isolado completamente para tensão plena para a terra. O filtro shunt pode ser aterrado em um dos terminais e carrega somente a corrente harmônica para a qual ele é ajustado mais a corrente fundamental muito menor que aquela do circuito principal. Portanto, um filtro shunt é muito mais barato que um filtro série de igual eficiência.

Filtros shunt CA apresentam uma outra vantagem sobre os filtros série já que na frequência fundamental o primeiro supre a potência reativa necessária enquanto o último a consome.

Por estas duas razões, os filtros shunt são usados exclusivamente no lado CA. No lado CC, o reator CC, que é obviamente um elemento série, constitui todo o filtro DC ou parte deles. Ele deve suportar tensão CC elevada para a terra e corrente CC elevada. Ele serve a várias funções adicionais (prevenir falhas de comutação conseqüentes no inversor, limitando a taxa de aumento da corrente CC durante a comutação em uma ponte quando a tensão CC falha em outras pontes; diminuir a incidência de falhas de comutação no inversor durante queda (redução) da tensão CA, ou seja, quando diminui a tensão CA, o reator evita variações bruscas de tensão; diminuir tensões e correntes harmônicas na linha CC; reduzir a ondulação na corrente CC suficientemente para impedir a corrente de tornar-se descontínua ou quase assim em cargas leves; limitar a corrente em válvulas bypass durante a descarga do shunt capacitivo na linha CC e equipamentos terminais no evento que todas as válvulas bypass de um polo são disparadas simultaneamente; limitar a corrente de crista no retificador durante um curto circuito na linha CC. A indutância de tal reator é usualmente determinada a partir das quatro primeiras funções listadas acima. Se possível, a indutância deve ser escolhida também para impedir a ressonância do circuito CC na frequência fundamental.), entretanto, que exigem conexão série. O restante dos filtros CC (se utilizados) consiste de ramos shunt.

Filtros CA podem ser ligados em Delta, mas esta ligação não oferece vantagem; portanto, a ligação Y com neutro aterrado é utilizada.

4.1.5 – GRAU DE SINTONIA

Dois tipos são usados: a) o filtro ajustado (filtro de Q elevado), que é sintonizado em grau elevado a uma ou duas frequências harmônicas mais baixas, tais como a quinta e sétima, e b) o filtro amortecido (filtro de Q reduzido), que, se conectado em derivação, oferece uma baixa impedância em uma banda ampla de frequências, compreendendo, por exemplo, os harmônicos décimo-sétimo e maiores. O segundo tipo acima descrito é também chamado de filtro passa-alta. As figuras 4.2 e 4.3 mostram diagramas de circuito típicos e características dos dois tipos.

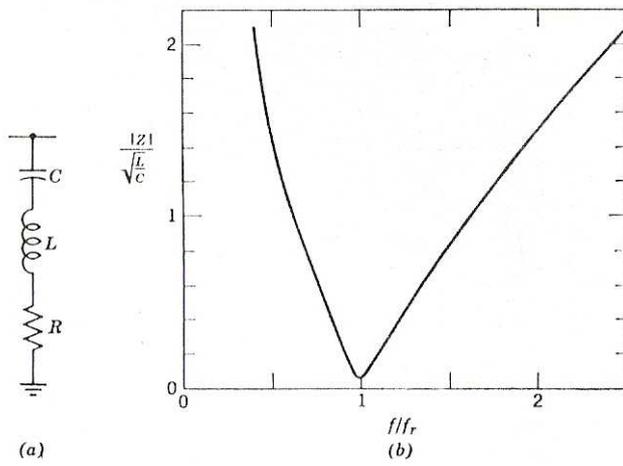


Figura 4.2 – Filtro shunt de sintonia única: a) circuito; b) impedância x frequência.

FONTE : Kimbark – Direct Current Transmission –p.345

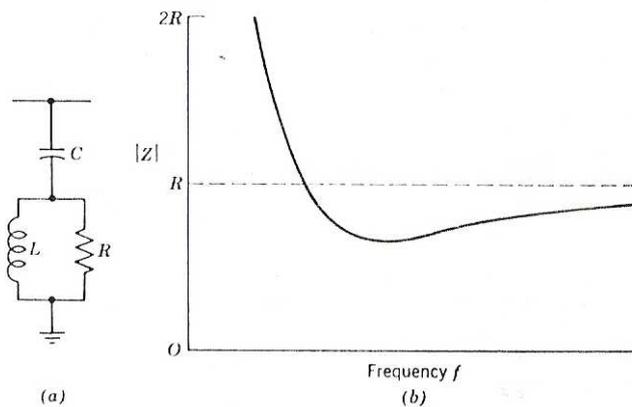


Figura 4.3 – Filtro shunt amortecido de segunda ordem: a) circuito; b) impedância x freq.

FONTE: J.Arrillaga e L.I.Eguíluz – Armónicos em Sistemas de Potencia. p.308

Um filtro em derivação está sintonizado a frequência que iguala suas reatâncias indutivas e capacitivas. O fator de qualidade (Q) determina a intensidade da sintonização. Os filtros de Q elevado estão sintonizados a um harmônico baixo (tal como o quinto).

No caso dos filtros sintonizados, o fator Q está definido como a razão da indutância (ou capacitância) pela resistência no ponto de ressonância.

$$Q = \frac{X_0}{R} \quad (108)$$

4.1.6 – CUSTO DE FILTROS

O custo capital de filtros CA é na faixa de 5 a 15% do custo de equipamentos terminais. Isto é elevado o bastante para justificar o projeto cuidadoso tanto do ponto de vista da economia quanto do de adequacidade. O custo das perdas pode também ser levado em consideração. O custo dos filtros pode englobar parcialmente o suprimento de potência reativa e parcialmente a filtragem, embora não haja base lógica com respeito à repartição.

Um filtro mínimo é um que suprime harmônicos adequadamente ao menor custo e supre alguma potência reativa mas talvez não completamente como exigido.

Um filtro de custo mínimo pode prover filtragem adequada ou não.

Cerca de 60% do custo de aquisição dos filtros é relativo aos capacitores. Portanto, economia substancial é possível através da escolha criteriosa do tipo de capacitor.

4.1.7 – CRITÉRIOS PARA ADEQUAÇÃO DE FILTROS CA

Idealmente, o critério deveria ser a ausência de efeitos danosos produzidos pelos harmônicos, incluindo interferência telefônica, que é o efeito mais difícil de se eliminar inteiramente. Este critério não é prático de ambos os pontos de vista técnico e

econômico. Do ponto de vista técnico de projeto de filtro, a distribuição de harmônicos através da rede CA é muito difícil de se determinar em avanço. Do ponto de vista econômico, a redução da interferência telefônica pode geralmente ser realizada mais economicamente tomando algumas medidas no próprio sistema telefônico e outras no sistema de potência,

O critério prático deve ser um nível aceitável de harmônicos nos terminais do conversor, expressos em termos das correntes harmônicas, das tensões harmônicas, ou de ambas. O projetista do filtro pode preferir um critério baseado na tensão harmônica nos terminais do conversor porque ele pode mais prontamente garantir permanecer dentro de um limite razoável de tensão do que dentro de um limite razoável de corrente, apesar das alterações na impedância da rede vista dos terminais do conversor.

Infelizmente não há concordância geral sobre o limite aceitável de corrente harmônica ou de tensão harmônica.

4.1.8 – EFEITO DA IMPEDÂNCIA DE REDE NA FILTRAGEM

O conversor pode ser aproximado a fonte harmônica de tensão constante no lado CC e a uma fonte harmônica de corrente constante no lado AC. De forma mais precisa, o conversor é uma fonte harmônica de baixa impedância no lado CC e uma fonte harmônica de alta impedância do lado CA. Nós agora consideramos, no lado CA, o efeito da impedância do filtro e da impedância da rede sobre a tensão harmônica V_h nos terminais do conversor e sobre a corrente harmônica I_{hn} entrando na rede.

A figura 4.4 mostra um equivalente para fins de avaliação de V_h . A corrente harmônica I_{hc} gerada pelo conversor é assumida ser conhecida. Ela se divide em dois caminhos, o filtro shunt e a rede. A tensão harmônica sobre este caminho paralelo depende da impedância destes dois ramos em paralelo. Façamos:

Z_{hf} – impedância do filtro para o harmônico de ordem h

Z_{hn} = impedância da rede para o harmônico de ordem h

$$Y_{hf} = \frac{1}{Z_{hf}} \quad \text{e} \quad Y_{hn} = \frac{1}{Z_{hn}}$$

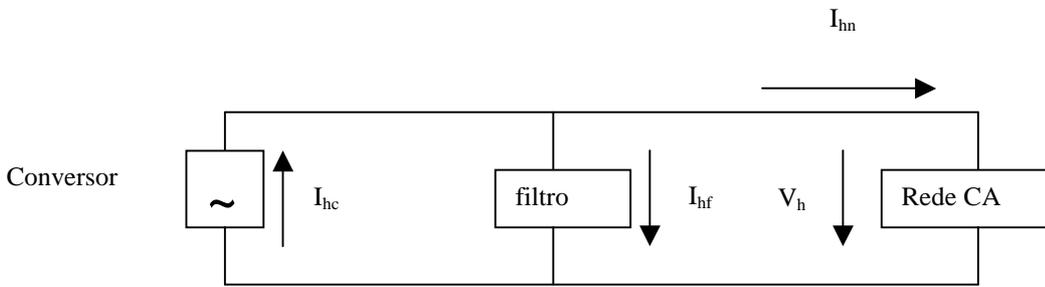


Figura 4.4 - Circuito p/ cálculo das correntes e tensões harmônicas no lado CA do conversor.

Então a tensão harmônica será

$$V_h = \frac{Z_{hf} \cdot Z_{hn} \cdot I_{hc}}{Z_{hf} + Z_{hn}} = \frac{I_{hc}}{Y_{hf} + Y_{hn}}$$

(109)

E as correntes harmônicas no rede e no filtro, respectivamente, serão:

$$I_{hn} = \frac{V_h}{Z_{hn}} = \frac{Z_{hf} \cdot I_{hc}}{Z_{hf} + Z_{hn}} = \frac{Y_{hn} \cdot I_{hc}}{Y_{hf} + Y_{hn}} \quad (110)$$

$$I_{hf} = \frac{V_h}{Z_{hf}} = \frac{Z_{hn} \cdot I_{hc}}{Z_{hf} + Z_{hn}} = \frac{Y_{hf} \cdot I_{hc}}{Y_{hf} + Y_{hn}} \quad (111)$$

Desde que a impedância da rede a harmônicos é sujeita a variações e raramente conhecida com precisão, o efeito de algumas hipóteses extremas é investigado:

1. Se a impedância da rede fosse nula para todos os harmônicos, então teríamos $V_h = 0$ e $I_{hn} = I_{hc}$. Neste caso filtros shunt não teriam efeito. Todos os harmônicos gerados pelo conversor entrariam na rede. A filtragem pareceria perfeita se julgada pela tensão mas ruim se julgada pela corrente. Esta hipótese de $Z_{hn} = 0$ não é realista. Se ela fosse aproximadamente verdadeira, filtros com elementos série não seriam exigidos. (REDE FORTE).

2. Se a impedância da rede fosse infinita, todas as correntes harmônicas geradas pelo conversor passariam através do filtro. Teríamos $I_{hn} = 0$, $I_{hf} = I_{hc}$, $V_h = Z_{hf} I_{hc}$. A filtragem seria perfeita se julgada pela corrente e poderia ser dita boa se julgada pela tensão, pois o projeto de filtros apropriados não apresentaria maiores problemas. Esta hipótese de

$Z_{hn} = \text{infinito}$, embora obviamente não verdadeira, pode apresentar resultados razoáveis com respeito às tensões harmônicas.

3. Há, entretanto, uma hipótese mais pessimista: que o filtro e a rede estejam em ressonância paralela. A impedância resultante seria uma resistência elevada; e a tensão e corrente V_h , I_{hn} e I_{hf} seriam todas elevadas. Realmente, a corrente e tensão na rede aumentariam em razão da presença do filtro. A filtragem seria ruim, se julgada pela corrente ou pela tensão ou por ambas as grandezas. Além disso, o filtro ficaria sobrecarregado; isto é, seus elementos seriam sujeitos tanto a elevadas correntes harmônicas e a elevadas tensões harmônicas.

Desde que filtros sintonizados são normalmente fornecidos para os harmônicos característicos de ordem mais baixa e desde que a impedância de um dos tais filtros na frequência para a qual é ajustado é uma baixa resistência, ressonância paralela severa do filtro e da rede para tal harmônico é improvável, a menos que a faixa de passagem do filtro seja muito estreita e ao menos que ou a frequência do sistema seja anormal ou que o filtro se desintonize. Tal ressonância é, da mesma forma, improvável nas frequências mais altas para a qual o filtro amortecido (damper filter) passa alta fornece uma baixa impedância e elevado fator de potência. É mais provável ocorrer em um harmônico característico de ordem reduzida. É improvável ocorrer em mais que uma frequência ao mesmo tempo, embora, por causa das mudanças estruturais na rede, poderia ocorrer em uma outra frequência harmônica em uma outra oportunidade.

A severidade da ressonância depende da quantidade de amortecimento devido às perdas ambas nos filtros e na rede. Portanto, algum conhecimento as resposta da rede aos harmônicos é desejável.

4.1.9 – PROJETO DE FILTROS CA

Os objetivos são a) alcançar redução harmônica adequada e b) suprir a potência reativa exigida na frequência fundamental, c) realizar ambos com custo mínimo.

Composição. Os filtros CA em cada fase em geral compreendem:

1 – filtros sintonizados para vários (2 a 8) harmônicos de ordem mais baixa

2 – Um filtro amortecido para os harmônicos mais altos

3 – Capacitores shunt chaveáveis

Os harmônicos característicos de ordem mais baixa apresentam as maiores amplitudes de corrente e, portanto, exigem filtros que tenham baixas impedâncias exatamente e em torno das frequências destes harmônicos. É mais econômico usar um ramo sintonizado separado para cada um destes harmônicos ao invés de prover um filtro de banda ampla de impedância suficientemente baixa.

Os harmônicos mais elevados apresentam amplitudes menores, e a relação de frequência entre os harmônicos sucessivos se aproxima de um. Um grande número de filtros sintonizados seria necessário e duas bandas de passagem envolverem qualquer frequência. Um filtro passa-alta amortecido é mais econômico para estas frequências mais altas.

O número de braços de filtros sintonizados varia de um elo CC para o outro elo CC, o número mais comum sendo igual a quatro. Logicamente, a combinação de braços sintonizados e braços passa-alta seria a mais barata que satisfaz os requisitos de filtragem. Previsão de filtros sintonizados para os harmônicos 17 e 19 pode depender do número de pontes do conversor.

Capacitores shunt são usados principalmente para variar a potência reativa quando a carga no conversor se altera. Eles também melhoram a filtragem dos harmônicos de alta frequência.

Tamanho. O tamanho de um filtro é definido pela potência reativa que o filtro supre na frequência fundamental. É substancialmente igual à potência reativa suprida pelos capacitores. O tamanho total de todos os ramos de um filtro, incluindo os capacitores shunt, é determinado pelas exigências de potência reativa da estação conversora e por como esta exigência pode ser suprida pela rede CA e pelos compensadores síncronos, se existentes.

O tamanho dos braços individuais dependem das exigências de filtragem, mas raramente é menos que o tamanho para custo mínimo.

O projeto de filtros sintonizados envolvem a seleção de seus tamanhos e grau de sintonia (Q), e isto é discutido imediatamente a seguir.

O projeto de filtros amortecidos passa - alta envolve a seleção de seu tamanho, grau de sintonia e frequência de ressonância.

4.1.10 – PROJETO DE FILTROS SINTONIZADOS

Filtros de Sintonia Simples - O filtro de sintonia simples é um circuito RLC (Figura 4.2) sintonizado para a frequência de um harmônico (geralmente um baixo harmônico característico). Sua impedância é dada por:

$$Z_f = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (112)$$

Nesta frequência ressonante, sua impedância é uma baixa resistência R. Sua banda passante é geralmente considerada como limitada pelas frequências em que $|Z_f| = \sqrt{2}R$. Nesta frequência a reatância da rede iguala a resistência, e o ângulo da impedância é $\pm 45^\circ$.

Façamos as quantidades ω, R, L, C na equação (112) serem substituídas pelo seguinte:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{frequência angular sintonizada}$$

(113)

$$\delta = \frac{\omega - \omega_n}{\omega_n} = \text{desvio (pu) da frequência a partir da frequência sintonizada} \quad (114)$$

$$X_0 = \omega_n L = \frac{1}{\omega_n C} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \text{reatância do indutor/ capacitor (ohm) quando } \omega = \omega_n \quad (115)$$

$$Q = \frac{X_0}{R} = \text{fator qualidade do indutor ou grau de sintonia do filtro} \quad (116)$$

$$\text{A partir destes, } \omega = \omega_n(1 + \delta) \quad (117)$$

$$C = \frac{1}{\omega_n X_0} = \frac{1}{\omega_n RQ} \quad (118)$$

$$L = \frac{X_0}{\omega_n} = \frac{RQ}{\omega_n} \quad (119)$$

Substituindo as equações (113), (114) e (116) na equação (112) tem-se:

$$Z_f = R \left(1 + jQ\delta \frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \quad (120)$$

Para pequenos desvios de frequência ($\delta \leq 1$) no qual nós estamos agora interessados, a impedância é dada muito próxima e mais simplesmente por:

$$Z_f \cong R(1 + j2\delta Q) = X_0 \left(\frac{1}{Q} + j2\delta \right) \quad (121)$$

$$|Z_f| \cong R\sqrt{1 + 4\delta^2 Q^2} = X_0\sqrt{Q^{-2} + 4\delta^2} \quad (122)$$

A admitância, condutância e susceptância sob tais condições são:

$$Y_f \cong \frac{1}{R(1 + j2\delta Q)} = \frac{1 - j2\delta Q}{R(1 + 4\delta^2 Q^2)} = \frac{Q - j2\delta Q^2}{X_0(1 + 4\delta^2 Q^2)} \quad (123)$$

$$|Y_f| \cong \frac{1}{R\sqrt{1 + 4\delta^2 Q^2}} = \frac{Q}{X_0\sqrt{1 + 4\delta^2 Q^2}} \quad (124)$$

$$G_f \cong \frac{1}{R(1 + 4\delta^2 Q^2)} = \frac{Q}{X_0(1 + 4\delta^2 Q^2)} \quad (125)$$

$$B_f \cong \frac{2\delta Q}{R(1 + 4\delta^2 Q^2)} = \frac{2\delta Q^2}{X_0(1 + 4\delta^2 Q^2)}$$

(126)

Desvio de Frequência (Dessintonia) – Na prática um filtro não está sempre sintonizado exatamente para a frequência do harmônico que se pretende suprimir.

1. A frequência do sistema de potência pode mudar, causando assim mudanças na frequência harmônica proporcionalmente.
2. A indutância do indutor e a capacitância do capacitor podem mudar. Destas duas, a capacitância do capacitor muda mais por causa do envelhecimento e mudança de temperatura devido a temperatura ambiente e auto aquecimento.

3. O ajuste inicial pode estar desligado por causa do tamanho finito de etapas de ajuste.

A troca de L ou C de 2% causa a mesma dessintonia do que a troca da frequência do sistema de 1%. O total de dessintonia ou desvio equivalente de frequência é consistente com equação (114):

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (127)$$

Na análise subsequente, δ é assumido ser completamente atribuível a Δf .

Gráficos de Impedância – A figura 4.9 mostra três curvas de impedância de filtro $|Z_f|$ versus desvio de frequência δ . Curvas A e B são para o mesmo R; elas têm a mesma impedância mínima. Curvas B e C para o mesmo X_0 ; elas tem a mesma assíntota D (correspondente a R=0). A equação da assíntota é $|X_f| = \pm 2X_0|\delta|$. Curvas A e C são para mesmo Q; elas têm a mesma banda passante PB. Da equação (115) as bordas da banda passante são $\delta = \pm \frac{1}{2}Q$, e a largura da banda passante é $\frac{1}{Q}$.

Destas curvas é aparente que a impedância do filtro na sua frequência ressonante pode ser diminuída pela diminuição de R. A fim de manter a impedância baixa sobre uma faixa de frequência limitada pelos pontos do máximo esperado do desvio de frequência, entretanto, pode ser necessário diminuir igualmente X, desse modo diminuindo Q.

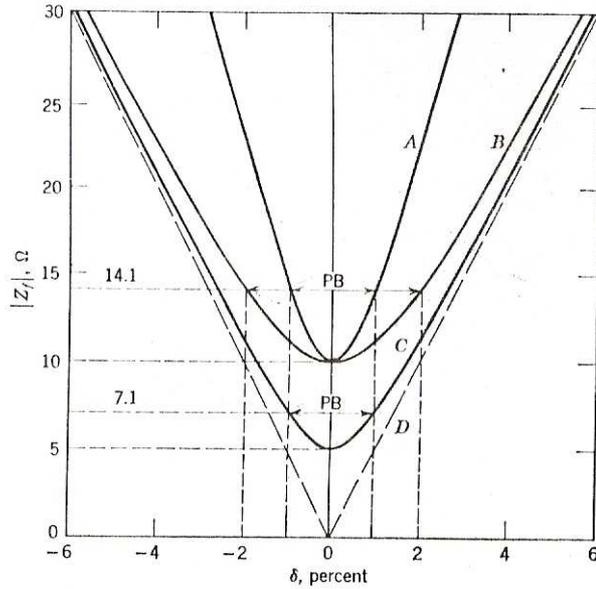


Figura 4.9 – Impedância de filtro sintonizado com função do desvio da frequência. Curva D consiste na curva assíntota de B e C.

FONTE: Kimbark – Direct Current Transmission – p.357

Minimização da Tensão Harmônica V_h - Requer minimização não somente da impedância do filtro Z_{hf} mas a impedância Z_h resultado da combinação paralela da impedância do filtro Z_{hf} e a impedância Z_{hm} da rede CA – Equação 117 e figura 4.4:

$$V_h = |V_h| = |Z_h| I_{hc} = \frac{|I_{hc}|}{|Y_h|} = \frac{|I_{hc}|}{|Y_{hf} + Y_{hm}|} \quad (128)$$

As variáveis que não estão sob controle do projetista do filtro são escolhidas de forma a dar o mais elevado V_h , e as variáveis que estão sob seu controle são escolhidas otimamente para dar aceitável V_h . As variáveis para o qual valores pessimistas são assumidos são o desvio da frequência δ e a impedância da rede Z_{hm} . Tensão harmônica é mostrada para aumento de δ ; portanto, o valor pessimista de δ é o maior valor que é esperado para persistir δ_m . A impedância da rede é tomada como o pior valor com limites razoáveis. As variáveis que o projetista pode variar, com limites razoáveis, são o Q e o “tamanho” do filtro. Existe um valor ótimo de Q que dá tensão harmônica mínima para as condições de rede assumidas, e este valor, denotado Q_0 deve ser usado. Ele é

independente do tamanho do filtro. Então o tamanho escolhido é para tensões harmônicas aceitáveis e para a quantidade desejada de potência reativa. Desde que Q_0 depende das suposições sobre a impedância da rede, diversos casos têm que ser examinados.

Caso 1 – Impedância da Rede Infinita. Neste caso, a impedância resultante é meramente aquela do filtro: $Z_h = Z_{hf}$. Pela substituição da equação (122) para $|Z_f|$ dentro da equação (128), a tensão harmônica é dada como:

$$V_h = |Z_{hf}| I_{hc} = I_{hc} X_0 (Q^{-2} + 4\delta_m^2)^{\frac{1}{2}} \quad (129)$$

Para X_0 e δ_m dados, V_h é minimizado fazendo:

$$Q = Q_0 = \infty \quad (130)$$

A tensão harmônica é então:

$$V_h = 2\delta_m X_0 I_{hc} \quad (131)$$

Na prática existe um Q máximo para o qual uma dada bobina de indutância pode ser construída para se operar em uma frequência dada, e a economia dita um Q um tanto mais baixo. Se a tensão harmônica é inaceitavelmente elevada neste Q , torna-se necessário diminuir X_0 pelo aumento do tamanho do filtro.

Esta suposição da impedância da rede infinita é otimista e não realista, porque ela foge a regra da possibilidade de ressonância entre a rede e o filtro, no qual aumenta a tensão harmônica.

Caso 2. Rede Puramente Reativa – Nós agora passamos a considerar a mais pessimista suposição da rede. Equação (128), com admitâncias expressas em termos dos seus componentes, torna-se:

$$V_h = \frac{I_{hc}}{\sqrt{(G_{hf} + G_{hm})^2 + (B_{hf} + B_{hm})^2}} \quad (132)$$

Neste presente caso nós podemos colocar $G_{hm} = 0$ e também, na suposição de ressonância, $B_{hf} + B_{hm} = 0$. Então, simplesmente,

$$V_h = \frac{I_{hc}}{G_{hf}} \quad (133)$$

e substituindo a equação (131) por G_{hf} , com $\delta = \delta_m$, tem-se:

$$V_h = X_0 I_{hc} (Q^{-1} + 4\delta_m^2 Q) \quad (134)$$

Isto é minimizado se

$$Q = Q_0 = \frac{1}{2\delta_m} \quad (135)$$

dando a tensão harmônica como:

$$V_h = 4\delta_m X_0 I_{hc} \quad (136)$$

no qual o valor é duas vezes – equação (131) – obtido no caso 1.

O presente caso é impropriamente pessimista, porque toda potência da rede tem alguma condutância que diminui a tensão na ressonância paralela.

Caso 3. Rede com ângulo de impedância limitado. Façamos o ângulo de impedância da rede ϕ ser limitado para valores entre $\pm \phi_m$, onde $0 < \phi_m < 90^\circ$. É mostrado que o mais alto tensão harmônica ocorre se $\phi = \phi_m$ e tem sinal oposto ao do δ . Desde que nenhum limite foi colocado em $\|Y_{hm}\|$, nós devemos encontrar e usar o valor que minimiza $\|Y_h\|$ e, daqui, maximiza V_h .

Como antes, o maior valor de δ, δ_m , deve ser suposto, e Q ótimo deve ser encontrado, este sendo o valor que maximiza $\|Y_h\|$.

$$Z_{hf} = X_0 (Q^{-1} + j2\delta_m)$$

Em particular, limitações em $\pm 75^\circ$ reduz a tensão harmônica para um dado tamanho do filtro ou o tamanho do filtro para uma dada tensão harmônica por aproximadamente 21% do caso 2 (rede puramente resistiva, $\phi_m = 90^\circ$).

Valores típicos de Q variam na prática de 30 a 60 com resistores série.

4.1.11 – FILTROS DE DUPLA SINTONIA

As impedâncias equivalentes dos filtros sintonizados individuais, figura 4.12(a), nas frequências próximas a suas ressonância são praticamente iguais de uma configuração do filtro sintonizado duplo, representado na figura 4.12(b), sempre que existir a seguinte correspondência entre seus componentes:

$$C_1 = C_a + C_b$$

(137)

$$C_2 = \frac{C_a C_b (C_a + C_b) (L_a + L_b)^2}{(L_a C_a - L_b C_b)^2} \quad (138)$$

$$L_1 = \frac{L_a L_b}{L_a L_b} \quad (139)$$

$$L_2 = \frac{(L_a C_a - L_b C_b)^2}{(C_a + C_b)^2 (L_a + L_b)}$$

(140)

$$R_2 = R_a \left[\frac{a^2 (1 - x^2)}{(1 + ax^2)^2 (1 + x)} \right] + R_b \left[\frac{1 - x^2}{(1 + ax^2)^2 (1 + x^2)} \right] + R_l \left[\frac{(1 - x^2)(1 - ax^2)}{(1 + x^2)(1 + ax^2)} \right] \quad (141)$$

onde

$$a = \frac{C_a}{C_b} \quad (142)$$

$$e \ X = \sqrt{\frac{L_b C_b}{L_a C_a}} \quad (143)$$

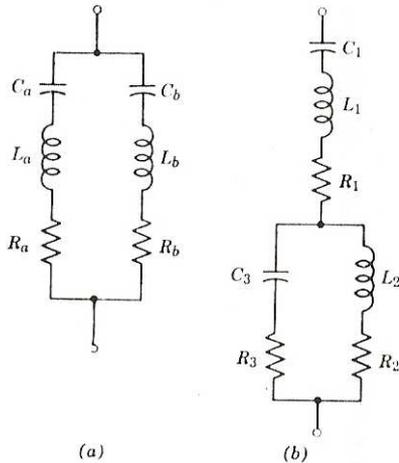


Figura 4.12 – Transformação de (a)dois filtros sintonia singela para (b)filtro de dupla sintonia

FONTE: J.Arrillaga e L.I.Egufluz – Armônicos em Sistemas de Potencia.

O filtro de dupla sintonia tem a vantagem em aplicações de alta tensão, devido ao número reduzido de indutores utilizados para suportar fortes impulsos de tensão nas linhas.

Como ilustração, a figura 4.13 apresenta um exemplo de impedância harmônica do filtro de dupla sintonia.

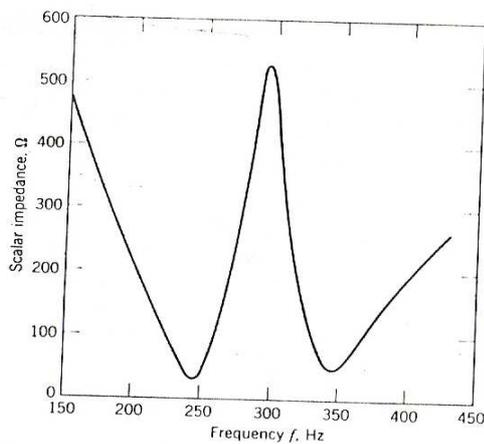


Figura 4.13 – Filtro de dupla sintonia para o quinto e sétimo harmônicos: impedância escalar calculada versus freqüência.

FONTE : KimbarK – Direct Current Transmission, p.364

4.2 – RESSONÂNCIA PARALELA

A maioria das fontes harmônicas são de correntes e como um sistema ressonante em paralelo apresenta grande impedância das intensidades injetadas na frequência de ressonância, a ressonância paralela cria tensões e correntes de harmônicos elevadas em cada ramo de derivação.

Este problema se manifesta de formas diferentes, sendo a mais comum quando um capacitor se conecta a mesma barra da fonte de harmônicos. Supondo que a impedância do sistema é indutiva pura, a frequência de ressonância segundo a referência [8] neste caso é:

$$f_p = f \sqrt{\frac{S_s}{S_c}} \quad (144)$$

onde f é a frequência fundamental, f_p é frequência de ressonância, S_s é a potência de curto-circuito da rede e S_c é a potência nominal do capacitor.

Em geral, se o harmônico que penetra na rede é pequeno e o correspondente da tensão é grande, nos indica uma ressonância paralelo na rede.

4.3 – RESSONÂNCIA SÉRIE

A presença da carga pode ser ignorada a altas frequências em vista que a impedância capacitiva do circuito é insignificante. Nesta condição ocorrerá uma ressonância série, no qual verifica-se que:

$$f_s = f \sqrt{\frac{S_t}{S_c Z_t} - \frac{S_1^2}{S_c^2}} \quad (145)$$

onde f_s é a frequência de ressonância, Z_t a impedância do transformador em pu, e S_t , S_c e S_1 as potencias nominais do transformador, capacitor e carga respectivamente.

4.4 – PROGRAMA DE SIMULAÇÃO DIGITAL

As simulações apresentadas no presente trabalho foram realizadas a partir de um programa computacional desenvolvido em MATLAB com representação para o gerador síncrono, barra infinita e conversor, já existente [15] e assim, foram implementados pela autora os filtros singelos, os de dupla sintonia e o passa alta, analisados através de várias combinações observadas no capítulo 5. Portanto, far-se-á um breve comentário sobre as rotinas desse programa computacional de simulação digital. O nome do programa principal para executar o simulador digital no MATLAB é **maqsin.m**.

A descrição de cada rotina do simulador digital é apresentada a seguir.

(A) **CasoTeste.m** – Estão os parâmetros de entrada necessários para a simulação, como por exemplo, tempo de simulação, passo de integração, os parâmetros do gerador, dos filtros, da rede elétrica e do conversor. Como este trabalho utilizou de várias combinações de filtros para análise de seu desempenho, então este caso teste foi transformado em 15 casos (CasoA, CasoB,..., CasoN, incluindo também o caso sem filtro)

(B) **MontaMatriz.m** – As matrizes de reatâncias dos eixos direto e de quadratura do gerador são montadas conforme descritas no capítulo 3.

(C) **MontaPolinomio.m** – Organiza a posição dos vetores das derivadas dos estados em relação aos elementos da matriz correspondente.

(D) **Monta_ABC.m** – São montadas as sub-matrizes do gerador (A_m , B_m e C_m) e dos filtros passivos (A_f , B_f e C_f). Nota que, as sub-matrizes do conversor (A_c , B_c e C_c) é montada dentro da rotina.

(E) **CalculaOperacao.m** A matriz de estado A , a matriz das variáveis internas B e a matriz das variáveis de entrada C são montadas a partir das sub-matrizes elaboradas anteriormente na disposição a formulação abaixo.

Para o Modelo 2-1

$$p \begin{bmatrix} X_m \\ X_f \\ X_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_m(5 \times 5) & 0 & 0 \\ 0 & A_f(12 \times 12) & 0 \\ 0 & 0 & A_c(2 \times 2) \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} X_m \\ X_f \\ X_c \end{bmatrix}}_{[X]} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_m(5 \times 3) \\ B_f(12 \times 3) \\ B_c(2 \times 3) \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ SATD \end{bmatrix}}_{[Y]} + \underbrace{\begin{bmatrix} C_m(5 \times 3) \\ C_f(12 \times 3) \\ C_c(2 \times 3) \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} E_{inf d} \\ E_{inf q} \\ E_{fd} \end{bmatrix}}_{[U]}$$

(F) **Inicializar.m** – Nesta rotina, são atribuídos os valores iniciais de cada estado no vetor $[X]$, do vetor das variáveis de entrada $[U]$ e do vetor das variáveis internas $[Y]$.

(G) **RungeKutta4.m** – Executa o método de Runge-Kutta de integração numérica

(H) **PlotaGraficos.m** – Traça os gráficos no domínio do tempo e no espectro da frequência. Os gráficos simulados são apresentados no capítulo 5.

4.5 - EQUAÇÕES DE DESEMPENHO DOS FILTROS HARMÔNICOS.

O presente trabalho é focado na alocação de tipos diferentes de filtros para reduzir as distorções harmônicas encontradas no sistema elétrico. Os três tipos de filtros utilizados são: de sintonia singela, de dupla sintonia e passa alta.

Em relação aos filtros de sintonia singela, foram implementados para três ordens harmônicas: 5°, 7° e 11°. As equações diferenciais destes filtros são apresentadas a seguir:

Para o filtro de quinto harmônico

$$p i_{f5d} = \frac{-R_5}{L_5} i_{f5d} + \omega_s i_{f5q} - \frac{1}{L_5} v_{c5d} + \frac{1}{L_5} v_d \quad (146)$$

$$pi_{f5q} = \frac{-R_5}{L_5} i_{f5q} - \omega_s i_{f5d} - \frac{1}{L_5} v_{c5q} + \frac{1}{L_5} v_q \quad (147)$$

$$pv_{c5d} = \frac{1}{C_5} i_{f5d} + \omega_s v_{c5q} \quad (148)$$

$$pv_{c5q} = \frac{1}{C_5} i_{f5q} - \omega_s v_{c5d} \quad (149)$$

Para o filtro de sétimo harmônico

$$pi_{f7d} = \frac{-R_7}{L_7} i_{f7d} + \omega_s i_{f7q} - \frac{1}{L_7} v_{c7d} + \frac{1}{L_7} v_d \quad (150)$$

$$pi_{f7q} = \frac{-R_7}{L_7} i_{f7q} - \omega_s i_{f7d} - \frac{1}{L_5} v_{c7q} + \frac{1}{L_5} v_q \quad (151)$$

$$pv_{c7d} = \frac{1}{C_7} i_{f7d} + \omega_s v_{c7q} \quad (152)$$

$$pv_{c7q} = \frac{1}{C_7} i_{f7q} - \omega_s v_{c7d} \quad (153)$$

Para o filtro de décimo primeiro harmônico

$$pi_{f11d} = \frac{-R_{11}}{L_{11}} i_{f11d} + \omega_s i_{f11q} - \frac{1}{L_{11}} v_{c11d} + \frac{1}{L_{11}} v_d \quad (154)$$

$$pi_{f11q} = \frac{-R_{11}}{L_{11}} i_{f11q} - \omega_s i_{f11d} - \frac{1}{L_{11}} v_{c11q} + \frac{1}{L_{11}} v_q \quad (155)$$

$$pv_{c11d} = \frac{1}{C_{11}} i_{f11d} + \omega_s v_{c11q} \quad (156)$$

$$pv_{c11q} = \frac{1}{C_{11}} i_{f11q} - \omega_s v_{c11d} \quad (157)$$

Em relação ao filtro passa alta implementado no programa, pode-se verificar abaixo as equações de desempenho no eixo dqo :

$$pi_{LD11} = \frac{1}{L_{11}} (v_D - v_{CD11}) + \omega_s i_{LQ11} \quad (158)$$

$$pi_{LQ11} = \frac{1}{L_{11}} (v_Q - v_{CQ11}) - \omega_s i_{LD11} \quad (159)$$

$$pv_{CD11} = \frac{1}{C_{11}R_{11}} (v_D - v_{CD11}) + \frac{1}{C_{11}} i_{LD11} + \omega_s v_{CQ11} \quad (160)$$

$$pv_{CQ11} = \frac{1}{C_{11}R_{11}} (v_Q - v_{CQ11}) + \frac{1}{C_{11}} i_{LQ11} - \omega_s v_{CD11} \quad (161)$$

5 – RESULTADOS OBTIDOS COM O SIMULADOR

5.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados de cálculo do fator de distorção harmônica associado ao conteúdo harmônico apresentado pelas seguintes grandezas: a) tensão terminal no ponto comum de conexão do gerador, barramento receptor da transmissão CA ligada à barra infinita e conversor, este responsável principal pela geração de corrente harmônica, como visto a partir da análise dos resultados obtidos nas simulações; b) corrente na rede de transmissão conectada à barra infinita, c) corrente de estator do gerador síncrono; d) corrente total em direção à rede CA (corrente na rede + corrente no gerador); e) corrente CA no conversor; f) corrente no filtro de quinto harmônico; g) corrente no filtro de sétimo harmônico e h) corrente no filtro de décimo primeiro harmônico.

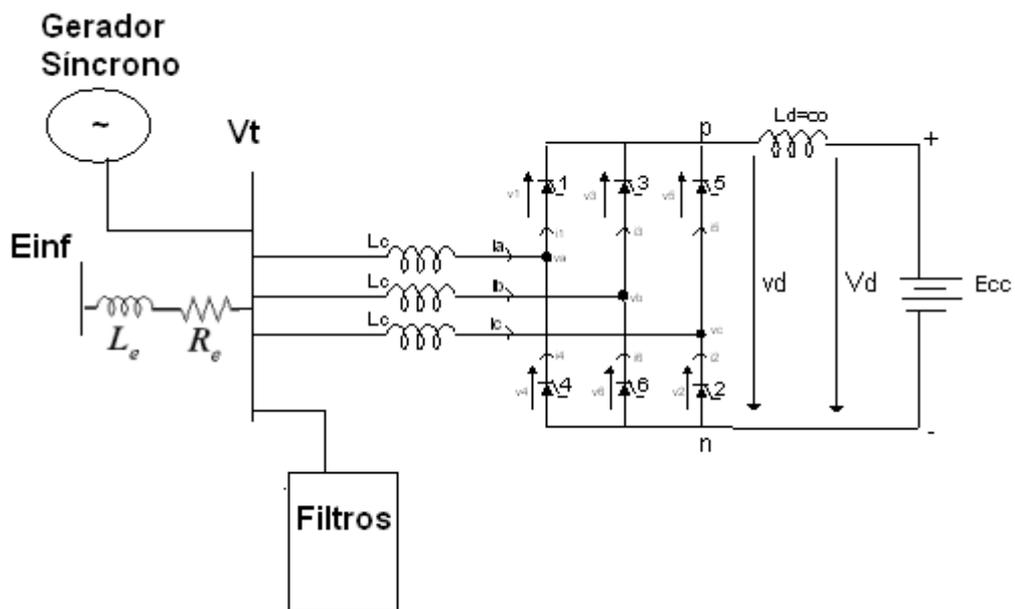


Figura 5.0 - Sistema implementado no simulador digital

Foram implementados filtros harmônicos de sintonia singela, dupla sintonia e passa alta para a verificação do comportamento harmônico e da eficiência da alocação destes filtros através do cálculo de distorção harmônica da corrente e da tensão do sistema.

Os resultados foram organizados em diferentes casos de simulação, de A até N, além do caso de referência com ausência dos filtros (SEM FILTROS), para potência

reativa fornecida pelo conjunto de filtros nos seguintes níveis: $Q_{TOTAL} = 0,15 pu$ ou $Q_{TOTAL} = 0,45 pu$

O caso A se refere à operação com os ramos ressonantes de 5^a, 7^a e 11^a, com potência reativa total $Q_{TOTAL} = 0,15 pu$ e a mesma parcela de potência reativa para cada ramo, ou seja, $Q_5 = Q_7 = Q_{11} = 0,05 pu$. Neste caso, o dimensionamento do capacitor de cada ramo, essencialmente o elemento responsável pela geração de potência reativa total do ramo harmônico, define, praticamente sozinho, a potência reativa de 0,05 pu ($C_5 \approx C_7 \approx C_{11} \approx 0,05$).

O caso B também se refere à operação com os ramos ressonantes de 5^a, 7^a e 11^a, com a mesma potência reativa total do caso A ($Q_{TOTAL} = 0,15 pu$), mas com a distribuição de potência reativa em cada ramo ressonante inversamente proporcional à ordem harmônica do ramo. Portanto, neste caso, $Q_5 + Q_7 + Q_{11} = 0,15$ e $5Q_5 = 7Q_7 = 11Q_{11}$

O caso C é idêntico ao caso A, ou seja, também considera a operação dos ramos ressonantes de 5^a, 7^a e 11^a e a distribuição igual de potência reativa entre os ramos ressonantes, mas agora a potência reativa total é fixada em $Q_{TOTAL} = 0,45 pu$. Portanto, neste caso, $C_5 \approx C_7 \approx C_{11} \approx 0,15$.

O caso D é idêntico ao caso B, ou seja, também considera a operação dos ramos ressonantes de 5^a, 7^a e 11^a e a distribuição de potência reativa em cada ramo ressonante inversamente proporcional à ordem harmônica do ramo. Assim, neste caso, a potência reativa total é fixada em $Q_{TOTAL} = 0,45 pu$. Portanto, $Q_5 + Q_7 + Q_{11} = 0,45$ e $5Q_5 = 7Q_7 = 11Q_{11}$. Os valores de capacitâncias deste caso, associados aos ramos ressonantes serão três vezes maiores do que os dos ramos correspondentes do Caso B. Os valores das indutâncias dos ramos ressonantes serão, por sua vez, três vezes menores. Isto pode ser visualizado na tabela 1 de parâmetros dos filtros apresentada no anexo A.

Como conclusões associadas a estes quatro primeiros casos de simulação do fator de distorção harmônica, verificamos na tabela 2 de resultados de distorção, também apresenta no anexo A, que:

1 – A alocação de potência reativa apresentada nos casos B e D, com base no critério de proporção inversa à ordem do ramo harmônico, resultou em distorções menores para a corrente total CA (rede + máquina) e para a tensão terminal do que as apresentadas nos casos A e C, definidos para igual alocação de potência reativa entre os ramos harmônicos. Para a tensão CA, entretanto, a distorção se mostrou levemente maior, em razão de efeito de variações pequenas sobre os sinais de tensão e corrente fundamental utilizados como referência para o cálculo dos fatores de distorção harmônica.

2 – Comparando o desempenho dos filtros A e C, observamos que a alocação de reativo três vezes maior associada a cada ramo harmônico resulta em distorção harmônica sensivelmente menor, com redução à metade (ou ainda maior) neste caso de relação de 1 para 3 na alocação de potência reativa em cada ramo. Isto significa que o filtro especificado para geração de potência em quantidades maiores, além daquela associada à função básica de sintonia em uma dada frequência de cada ramo harmônico, resulta normalmente em efetividade muito maior na redução das distorções observadas na tensão da rede.

3 – O mesmo resultado acima indicado é extraído da comparação entre os casos B e D, quando se considera a repartição de reativo entre os ramos ressonantes com base na relação inversa da ordem harmônica.

4 – Verificamos, ainda, que a distorção da corrente harmônica do conversor se mantém praticamente constante nestes quatro casos A, B, C e D, bem como nos demais casos apresentados neste trabalho, em torno de 18%. Isto parece perfeitamente razoável, face ao comportamento do conversor como um elemento fonte de corrente contínua, cujo espectro, portanto, é praticamente independente das alterações nas condições de filtragem harmônica.

5 – É oportuno observar, ainda, que os resultados obtidos nestes quatro casos levam à redução efetiva da distorção harmônica em comparação àquela verificada no caso de referência com a ausência completa de filtragem. Neste caso de referência, como observado na tabela 2, os fatores de distorção harmônica observados foram os seguintes: para a tensão terminal do lado CA do conversor = 8,73%, para a corrente da rede CA (gerador + rede de transmissão) = 19,23%, para a corrente CA do conversor = 19,23%. Estes dois valores iguais podem ser naturalmente explicados pelo fato que as correntes referidas são, na verdade, a mesma corrente na ausência dos filtros.

5.2 - CASOS SIMULADOS

a) CASO SEM FILTRO

Este caso apresenta os fatores de distorção maiores do que os casos A, B, C e D, caracterizando que o uso dos filtros é importante para a redução dos harmônicos no sistema. Isto pode ser visualizado tanto na tabela 2 do Anexo A quanto nos gráficos a seguir 5.1 e 5.2 que representam a amplitude dos harmônicos da corrente gerador e rede e tensão no barramento.

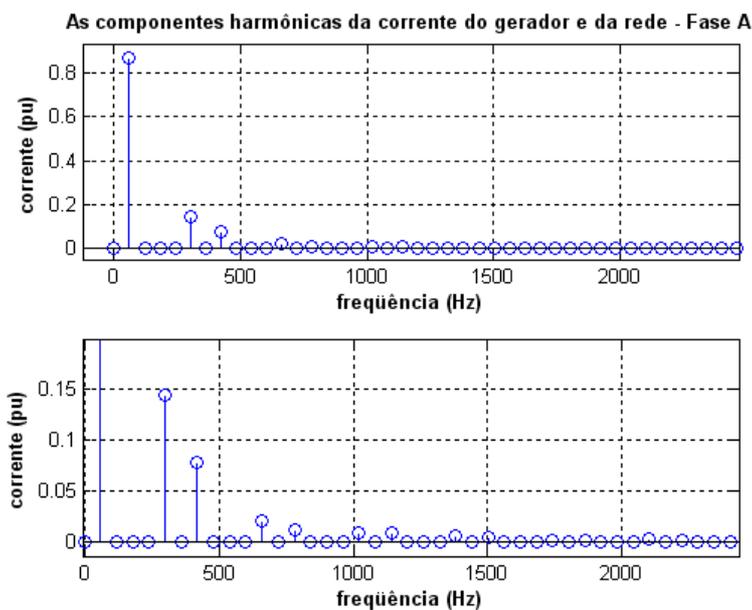


Figura 5.1 – Componentes harmônicas da corrente do gerador e da rede CA

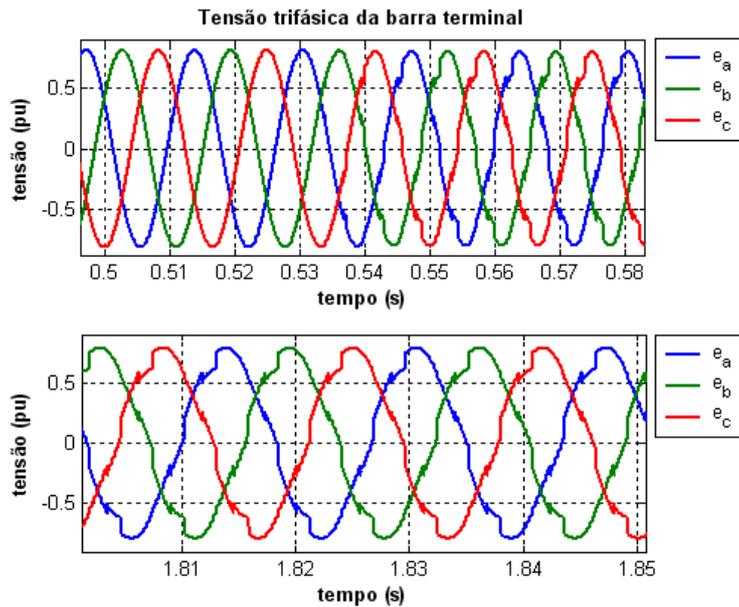


Figura 5.2 – tensão nas três fases da barra terminal

b) CASO A – ALOCAÇÃO DE REATIVO IGUAL ENTRE OS FILTROS PARA $Q_T=0.15$

$$PU; Q_5=Q_7=Q_{11}=Q_T/3 \Rightarrow \alpha_{05} = \alpha_{07} = \alpha_{11} = \frac{1}{3} = 0.333333.$$

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-----------------------|---------------|-------------|--------------|
| Quinto (5°) | 0.048000000 | 0.833333333 | 0.041666665 |
| Sétimo (7°) | 0.048979600 | 0.416666666 | 0.029166662 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.049586800 | 0.166666666 | 0.018333326 |

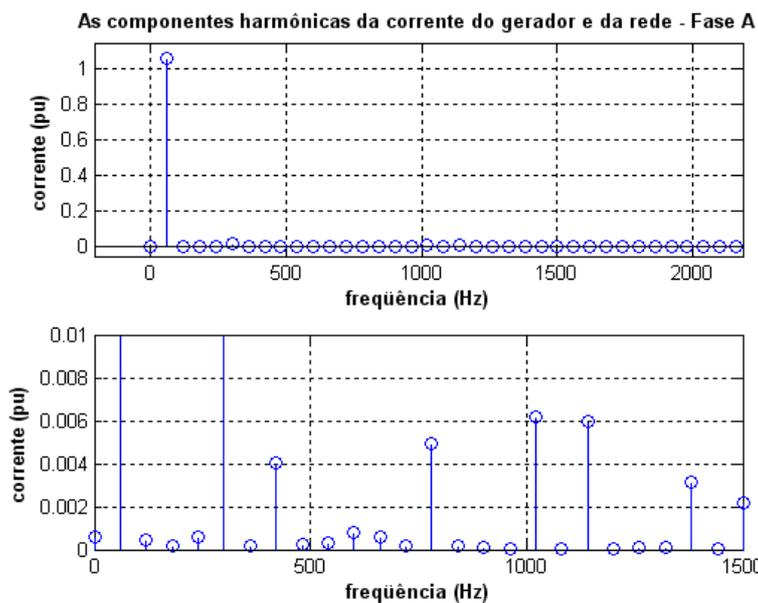


Figura 5.3 – Componentes harmônicas da corrente do gerador

A partir da figura 5.3, observa-se que o gerador e a rede contribuem muito pouco para a geração de componentes harmônicas, apresentando amplitudes harmônicas relativamente baixas.

Utilizando três filtros de sintonia singela para reduzir os harmônicos presentes, pode-se notar que o comportamento dos filtros corresponde ao esperado, em que foram sintonizados para as frequências do 5º, 7º e 11º harmônicos. Sendo assim, nestas frequências os respectivos filtros carregam somente a corrente harmônica para a qual ele é ajustado mais a corrente fundamental muito menor que aquela do circuito principal. Isto pode ser conferido nos gráficos que se seguem 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7.

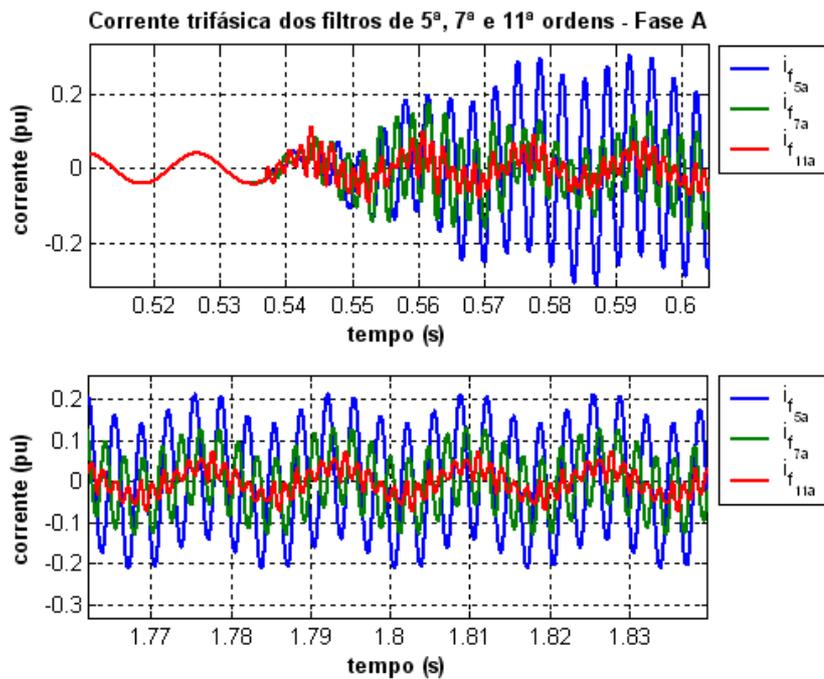


Figura 5.4 – Corrente trifásica dos filtros de 5ª, 7ª e 11ª harmônicos

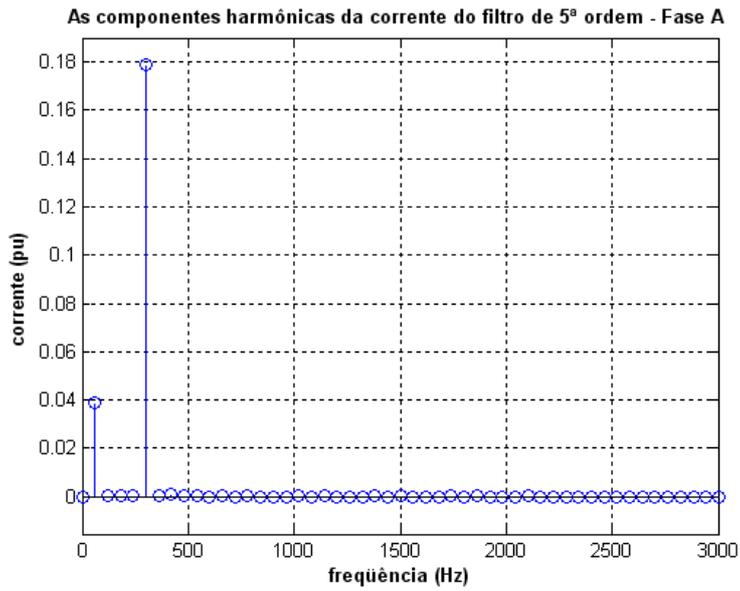


Figura 5.5 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 5ª ordem

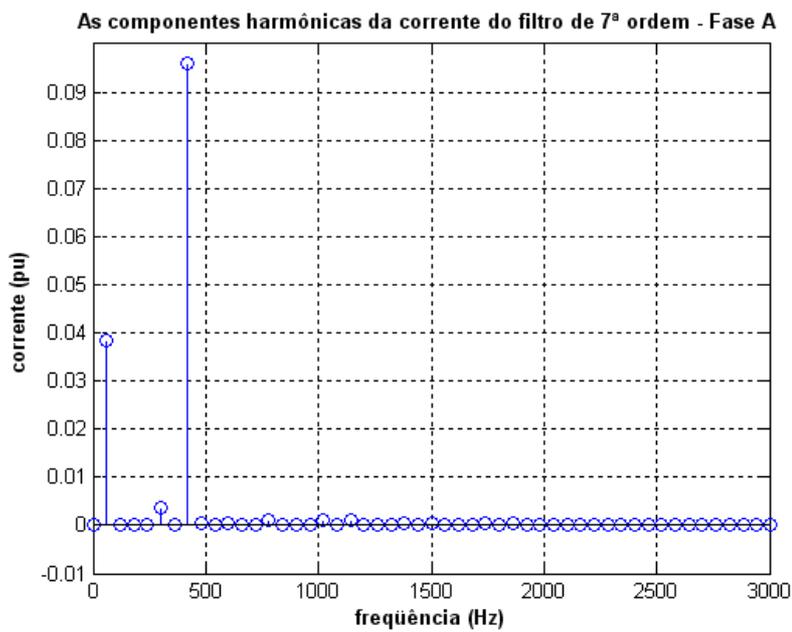


Figura 5.6 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 7ª ordem

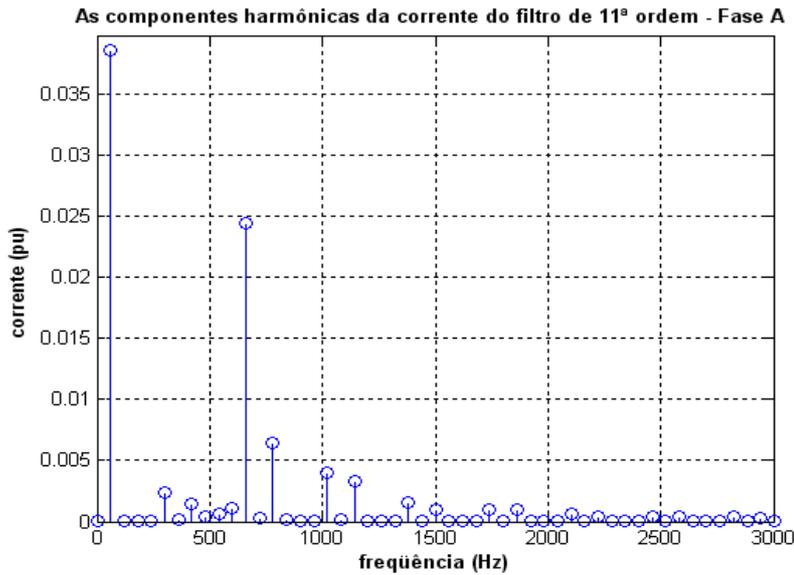


Figura 5.7 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 11ª ordem

A tensão do barramento, figura 5.8, apresenta-se com distorções após a entrada do conversor (fonte de harmônicos) e ao fim da simulação apresenta apenas os *notching* causados basicamente por conversores CA/CC de energia trifásicos e que operam produzindo curto-circuitos momentâneos entre as fases.

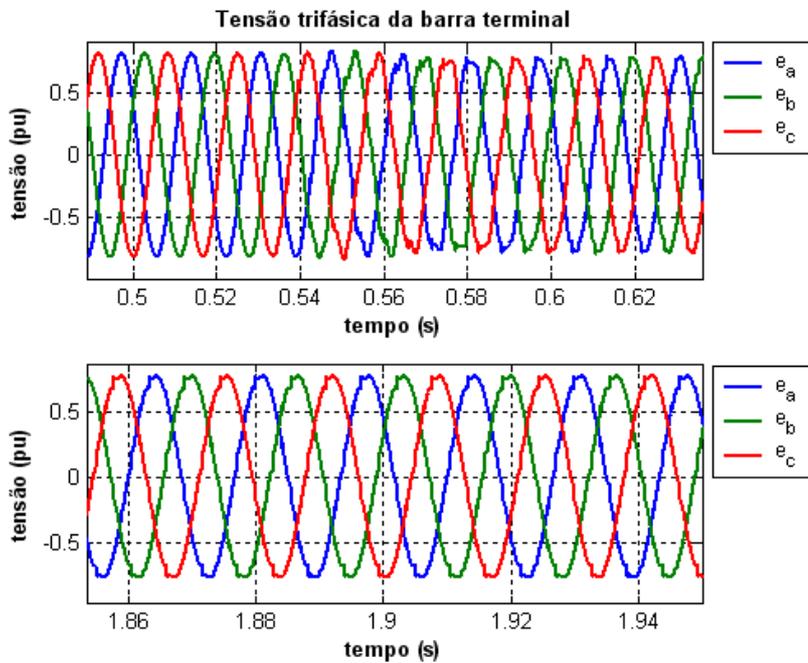


Figura 5.8 – Tensão nas três fases da Barra terminal

c) **CASO B - ALOCAÇÃO INVERSA À ORDEM HARMÔNICA PARA $Q_T=0.15$ PU;**

$$5Q_5=7Q_7=11Q_{11} \Rightarrow \alpha_{05} = 0.461078 ; \alpha_{07} = 0.329341 ; \alpha_{11} = 0.209581.$$

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-----------------------|---------------|-------------|--------------|
| Quinto (5°) | 0.066395232 | 0.60245289 | 0.030122645 |
| Sétimo (7°) | 0.048392963 | 0.42171758 | 0.029520231 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.031177339 | 0.26507916 | 0.029158708 |

Analisando este caso a partir da resposta em frequência, observa-se que as impedâncias nas frequências de sintonia (5°, 7° e 11° harmônicos) apresentam amplitudes bem baixa e igual à resistência do braço resistivo. Quanto ao ângulo de fase, ele assume valor zero na frequência sintonizada, como pode ser confirmado nos gráficos dos filtros de sintonia singela para o 5°, 7° e 11° harmônicos nas figuras 5.9, 5.10 e 5.11 respectivamente.

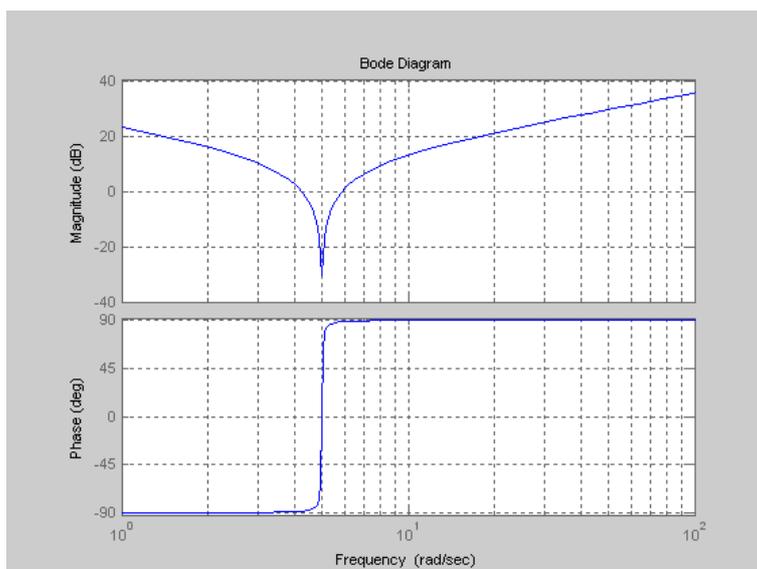


Figura 5.9 – Gráfico de resposta em frequência do filtro de sintonia singela para o 5° harmônico.

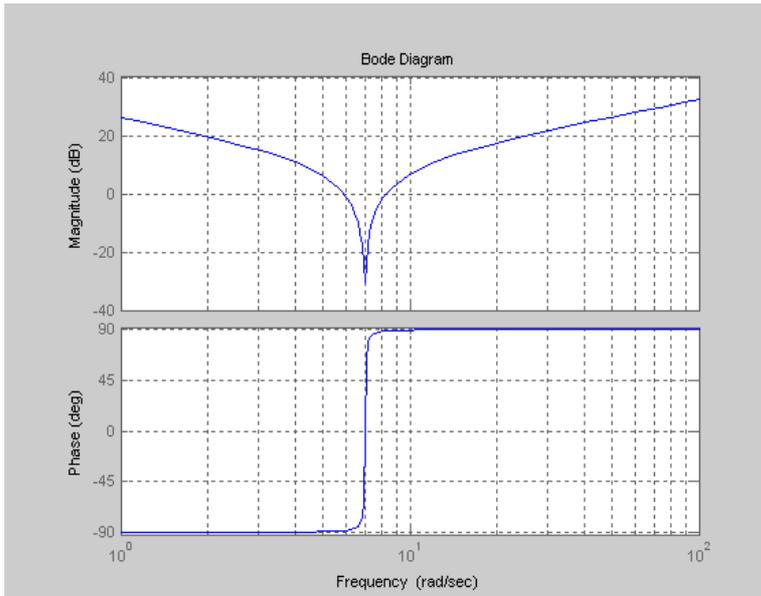


Figura 5.10 – Gráfico de resposta em frequência do filtro de sintonia singela para o 7° harmônico.

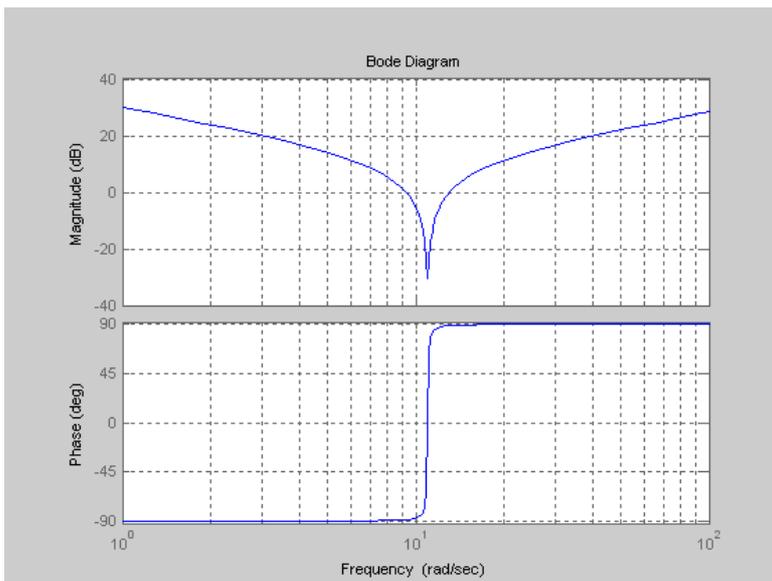


Figura 5.11 – Gráfico de resposta em frequência do filtro de sintonia singela para o 11° harmônico

d) CASO C - ALOCAÇÃO DE REATIVO IGUAL ENTRE OS FILTROS PARA $Q_T=0.45$

$$PU; Q_5=Q_7=Q_{11}=Q_T/3 \Rightarrow \alpha_{05} = \alpha_{07} = \alpha_{11} = \frac{1}{3} = 0.333333.$$

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-----------------------|---------------|-------------|--------------|
| Quinto (5°) | 0.144000000 | 0.277777778 | 0.013888887 |
| Sétimo (7°) | 0.146938800 | 0.138888887 | 0.009722221 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.148760300 | 0.055555567 | 0.006111112 |

Em comparação ao caso A, o caso C apresenta três vezes mais potência reativa total, significando redução nos fatores de distorção verificados na tabela 2. Além disso, podemos observar que os gráficos apresentados a seguir, 5.12, 5.13, 5.14, 5.15 e 5.16 representam uma demonstração de que os filtros estão realmente sintonizados nas frequências esperadas, neste caso para o 5°, 7° e 11° harmônicos. A Figura 5.12 mostra as componentes harmônicas da corrente CA total (rede + gerador). As Figuras 5.13 a 5.16 mostram um gráfico das correntes nos filtros ao longo do tempo e, ainda, as amplitudes de todos os harmônicos das correntes nos filtros, verificando-se a importância, para cada braço harmônico, da própria componente harmônica associada e da componente fundamental a 60 Hz. A Figura 5.17 apresenta, por sua vez, as curvas das tensões trifásicas para visualização da distorção associada. A visualização das formas de onda destas tensões (Caso C p/ potência reativa total = 0,45) contra as tensões trifásicas do caso sem filtro e, também, contra o caso A (potência reativa total = 0,15 pu) permite avaliar o grau de eliminação da distorção associada à presença dos braços ressonantes com potência reativa total maior (0,45 pu) ou menor (0,15 pu).

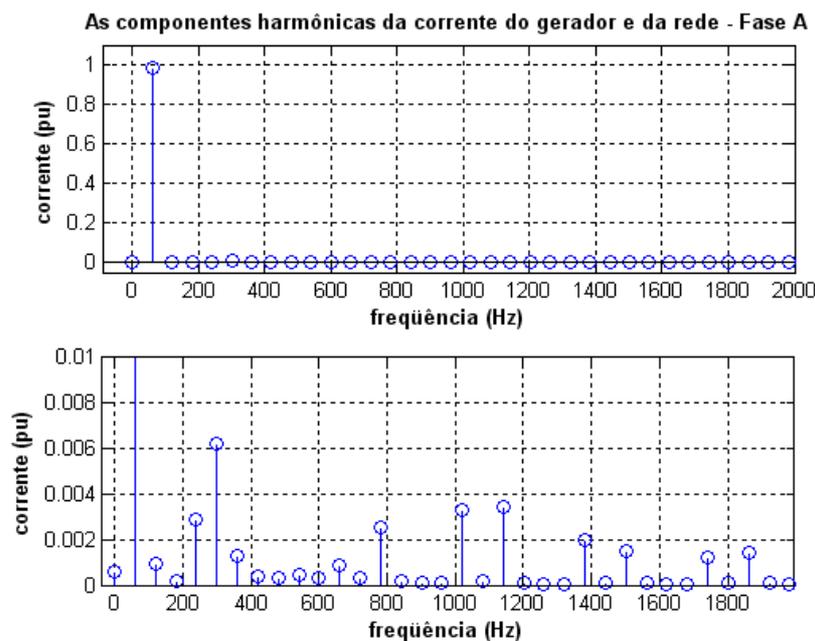


Figura 5.12 – Componentes harmônicas da corrente do gerador e rede CA

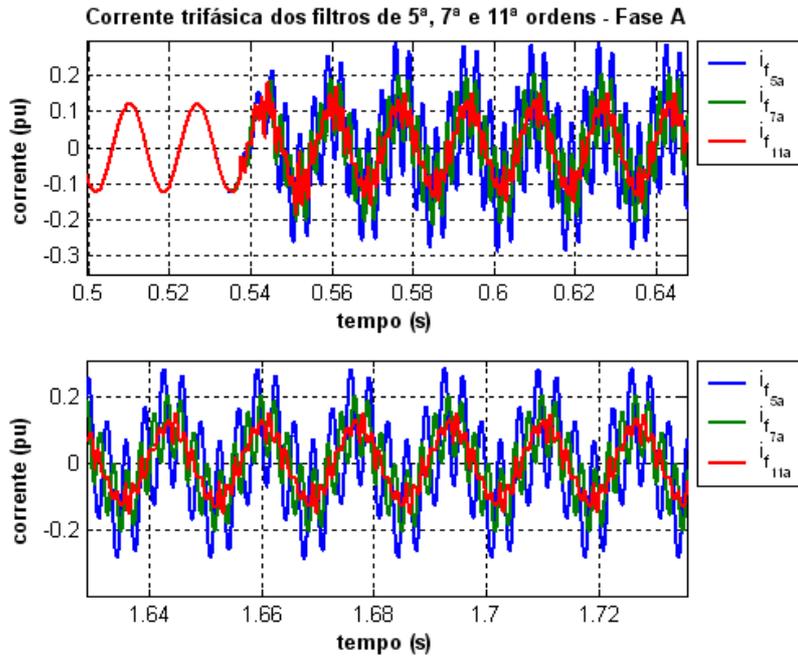


Figura 5.13 – Corrente trifásica dos filtros de 5^a, 7^a e 11^a ordens.

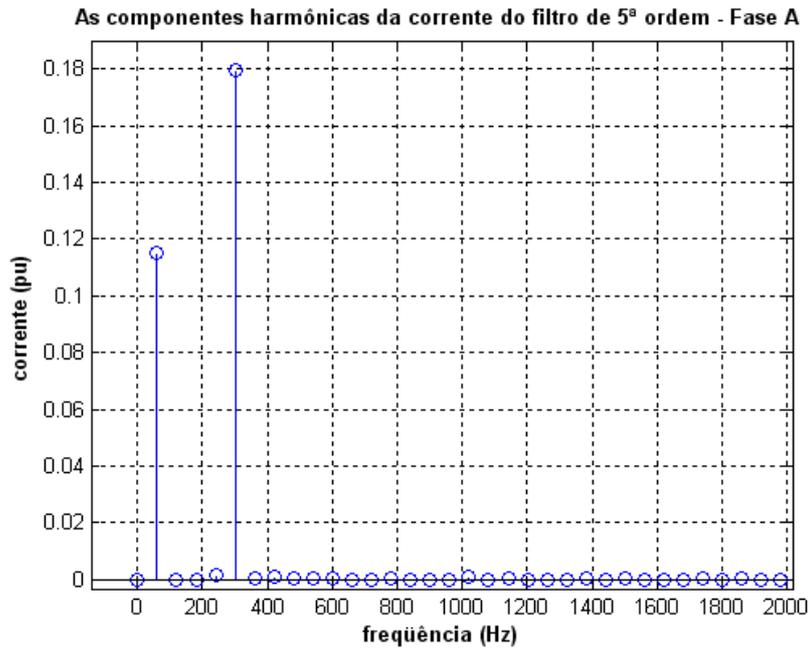


Figura 5.14 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 5^a ordem

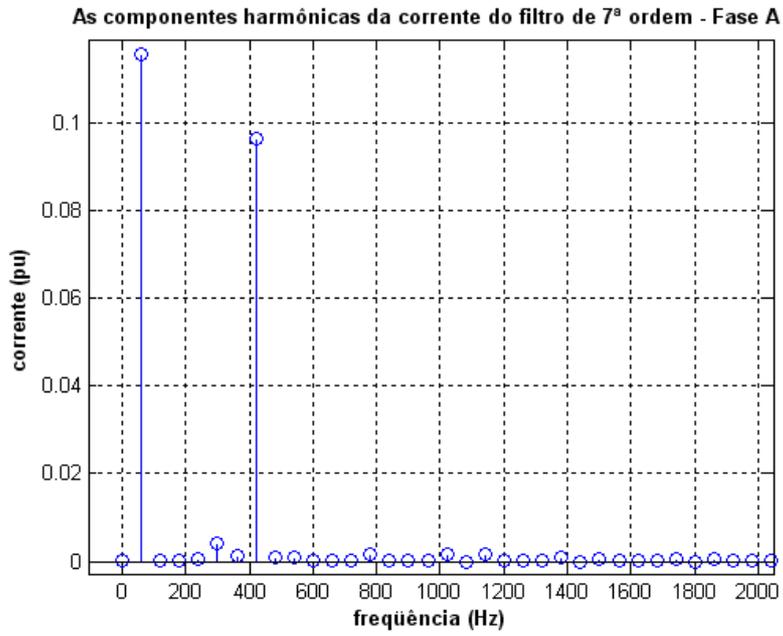


Figura 5.15 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 7^a ordem

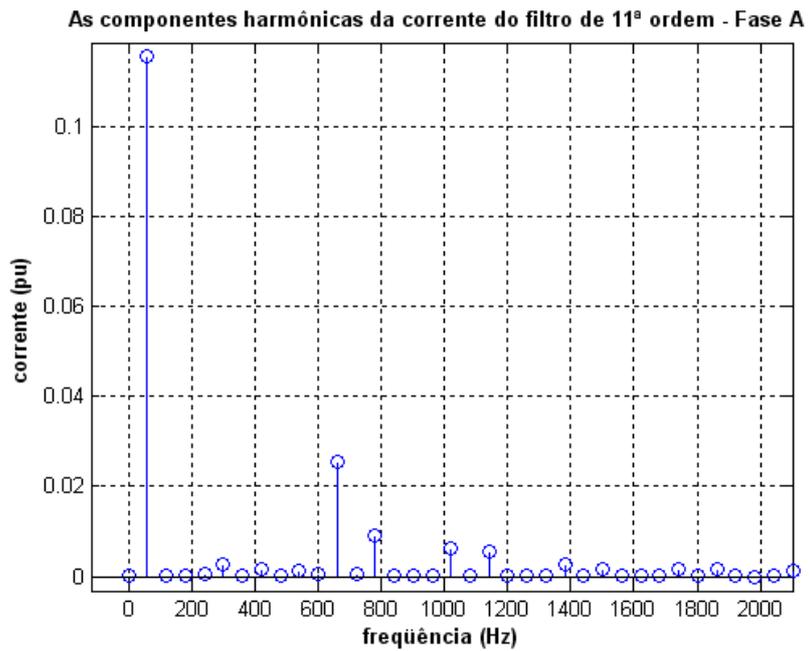


Figura 5.16 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 11^a ordem

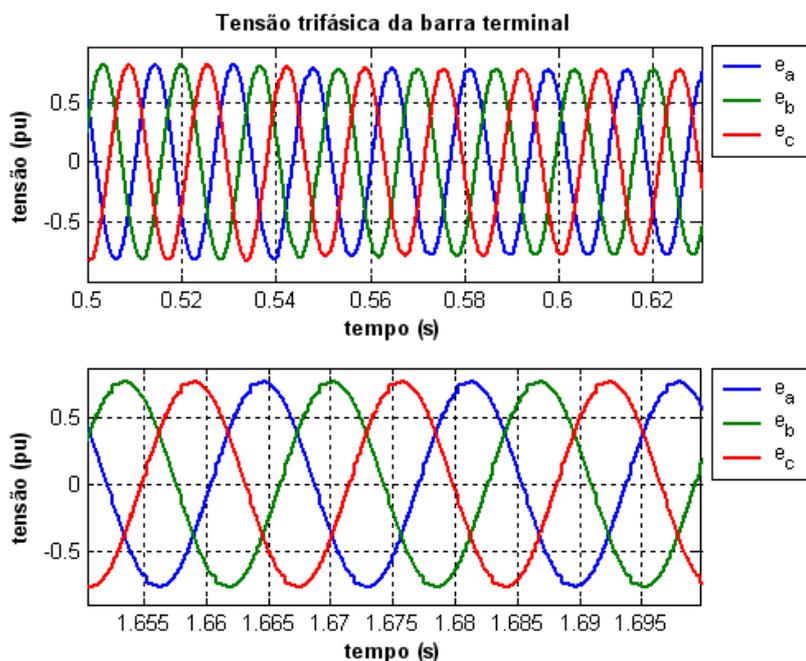


Figura 5.17 – Tensão nas três fases da barra terminal

- e) *CASO D - ALOCAÇÃO INVERSA À ORDEM HARMÔNICA PARA $Q_T=0.45$ PU;*
 $5Q_5=7Q_7=11Q_{11} \Rightarrow \alpha_{05} = 0.461078 ; \alpha_{07} = 0.329341 ; \alpha_{11} = 0.209581.$

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-----------------------|---------------|-------------|--------------|
| Quinto (5°) | 0.19918570 | 0.20081763 | 0.010040882 |
| Sétimo (7°) | 0.145178890 | 0.14057253 | 0.009840077 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.093532017 | 0.088359270 | 0.009719569 |

Neste caso D, observamos que o fator de distorção diminuiu sensivelmente em comparação com o caso B, novamente, como registro na comparação entre os casos A e C, devido ao aumento do valor da potência reativa alocadas inversamente à ordem harmônica em cada ramo dos filtros. Isto pode ser visualizado na tabela 2 do Anexo A. A inspeção da Figura 5.18 nos permite avaliar a extensão da queda das amplitudes das componentes harmônicas de corrente do gerador e rede, quando comparadas com as geradas no caso B. Os gráficos correspondentes aos filtros harmônicos, 5.19, 5.20, 5.21 e 5.22, caracterizam o seu devido funcionamento na frequência de sintonia desejada. A tensão terminal é apresentada na figura 5.23.

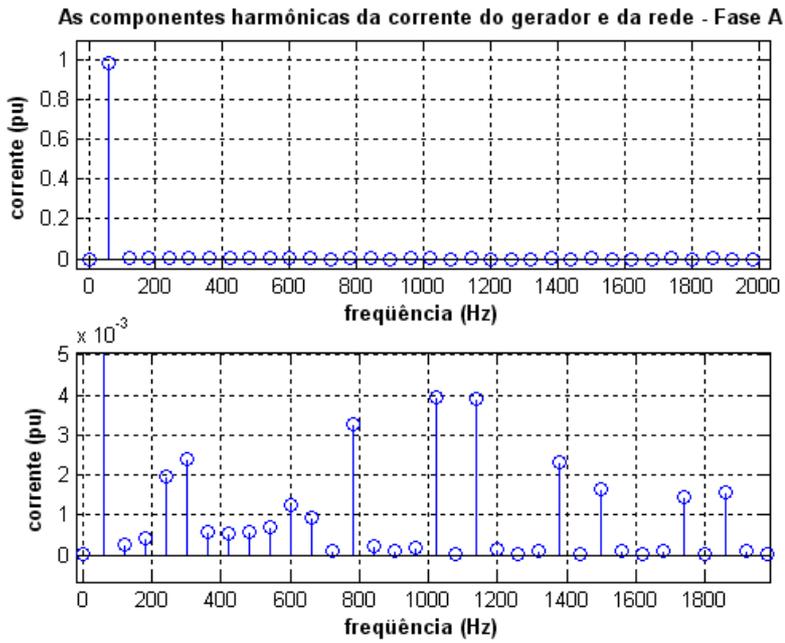


Figura 5.18 – Componentes harmônicas da corrente do gerador e da rede CA

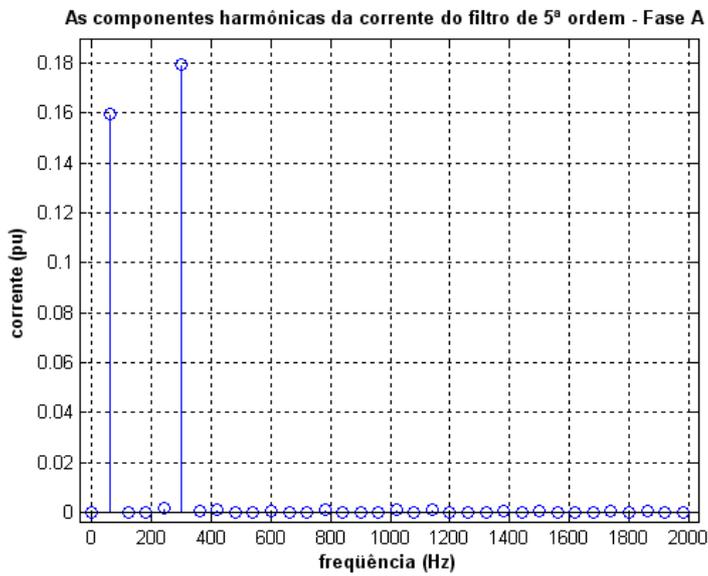


Figura 5.19 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 5ª ordem

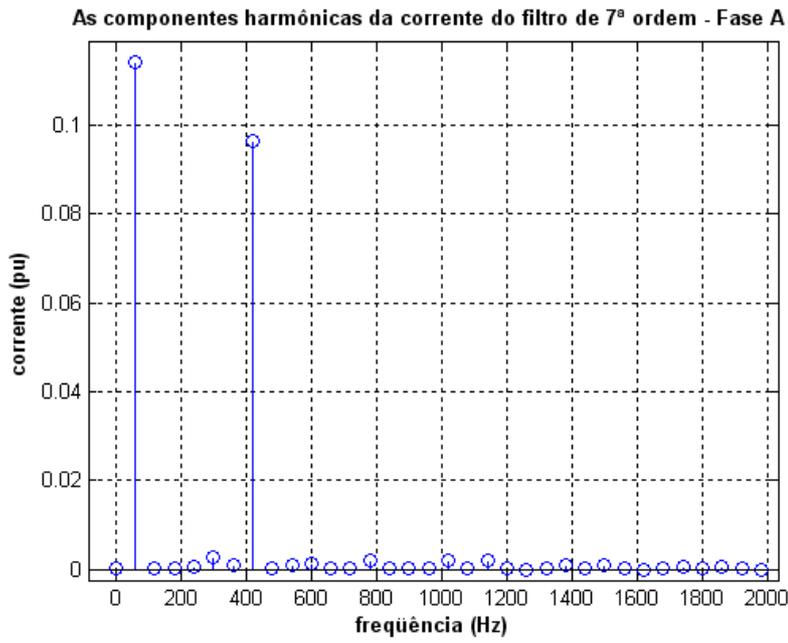


Figura 5.20 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 7^a ordem

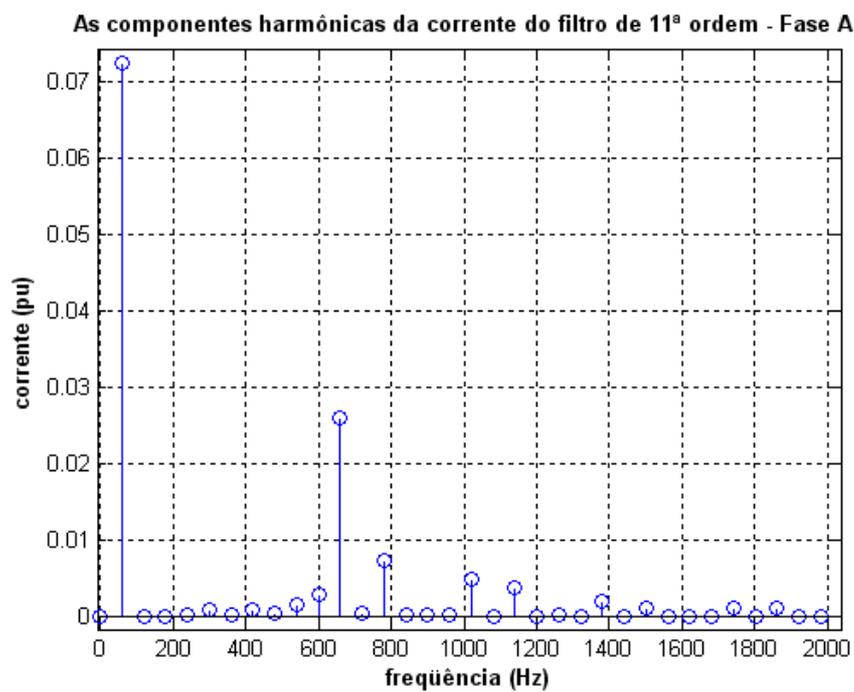


Figura 5.21 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 11^a ordem

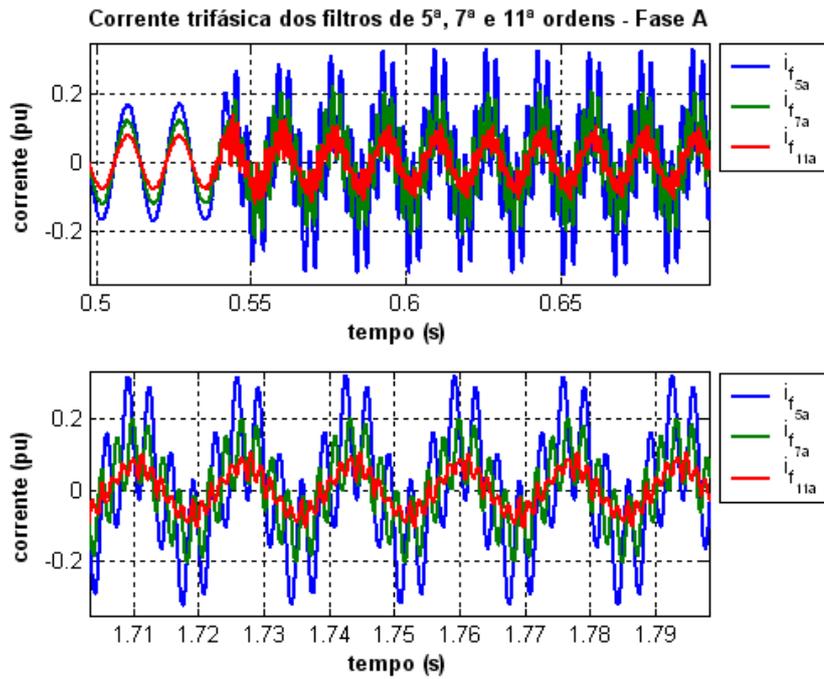


Figura 5.22 – Corrente trifásica dos filtros de 5^a, 7^a e 11^a ordens.

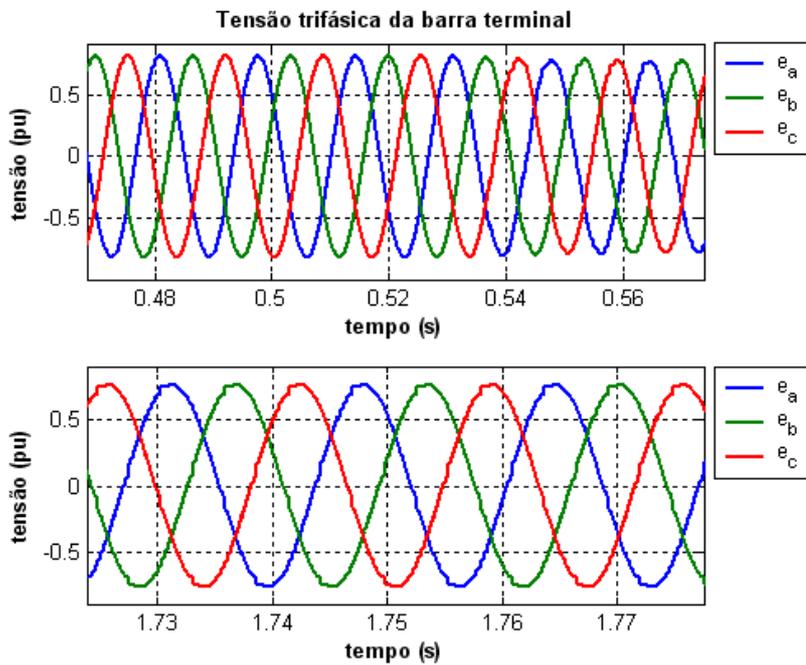


Figura 5.23 – Tensão nas três fases da barra terminal

f) *CASO E – IDENTICO AO CASO A – DESSINTONIA DE 5% - CASO MAIS SEVERO
PARA REATIVO IGUAL A 0.15*

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-----------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| Quinto (5°) | 0.045714286 | 0.79365079 | 0.041666665 |
| Sétimo (7°) | 0.046647238 | 0.0.40229878 | 0.029166662 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.047225524 | 0.15873008 | 0.018333326 |

Este caso apresenta os piores resultados de distorção harmônica em relação a todos os casos simulados nesta dissertação, como pode ser conferido através da tabela 2 do anexo A. Isto acontece porque o objetivo da desintonia foi criar uma condição de resposta ressonante entre o conversor, visto como fonte de correntes harmônicas, e o resto do sistema, visto como um circuito paralelo envolvendo as impedâncias equivalentes do gerador síncrono, da rede CA (impedância de curto circuito) e do próprio filtro. Normalmente isto ocorre com a redução da frequência imposta pela rede. Como não foi possível implementar isto por simulação, preferiu-se, de forma equivalente, aumentar a frequência de ressonância de cada ramo harmônico. Isto poderia ter sido feita de forma individual para cada filtro, mas visando redução na dimensão do presente relatório, foi feita de forma simultânea. Portanto, a condição de desintonia apresenta neste caso foi definida ao mesmo tempo para os três braços ressonantes. A interação da rede indutiva com os filtros capacitivos resultou numa ressonância paralela. As Figuras 5.24, 5.25, 5.26 se aplicam, neste caso. A Figura 5.24 mostra as componentes harmônicas da corrente CA total (gerador + rede). A inspeção desta figura e a comparação com a Figura 5.3 do caso A mostra claramente a grande amplificação do harmônico de corrente de quinta ordem naquela grandeza, e alguma amplificação do harmônico de sétima ordem. A amplificação do harmônico de décima primeira ordem parece bem menor do que o de sétima ordem. Tudo isto ocorreu como resultado da desintonia provocada pelo aumento, simultâneo, de 5%, na frequência de ressonância de cada braço harmônico. Como consequência, observamos excessiva distorção na tensão terminal do conversor, como indicado na Figura 5.26. Os resultados demonstram que, a princípio, as situações de redução de frequência, de possível ocorrência nos sistemas de potência, são tanto mais severas para os filtros quanto maiores forem os desvios de frequência observados durante as perturbações de variação de carga. Demonstram, ainda, que um sistema de proteção deve ser especificado para desligamento destes filtros quando da ocorrência de sub-freqüências relativamente elevadas ou/e das sobretensões resultantes. A variação aplicada, neste caso igual a 5%,

representa um valor relativamente elevado quando estabelecido para sistemas muito interligados.

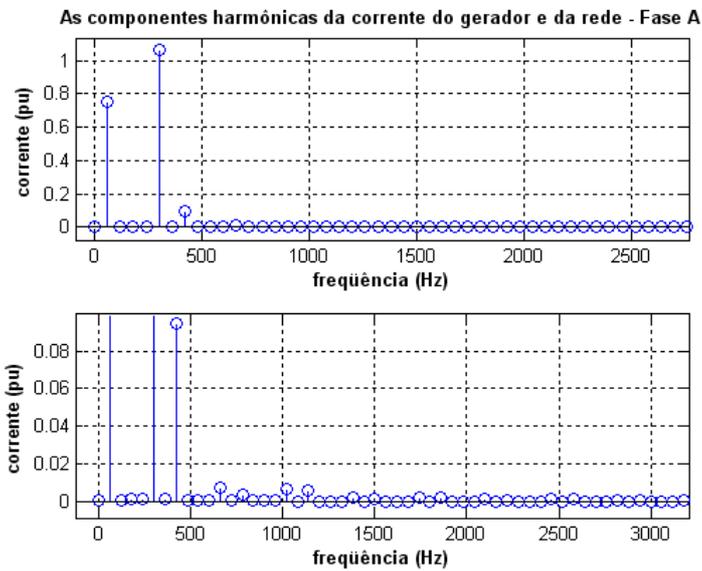


Figura 5.24 – Componentes harmônicas da corrente do gerador e da corrente CA

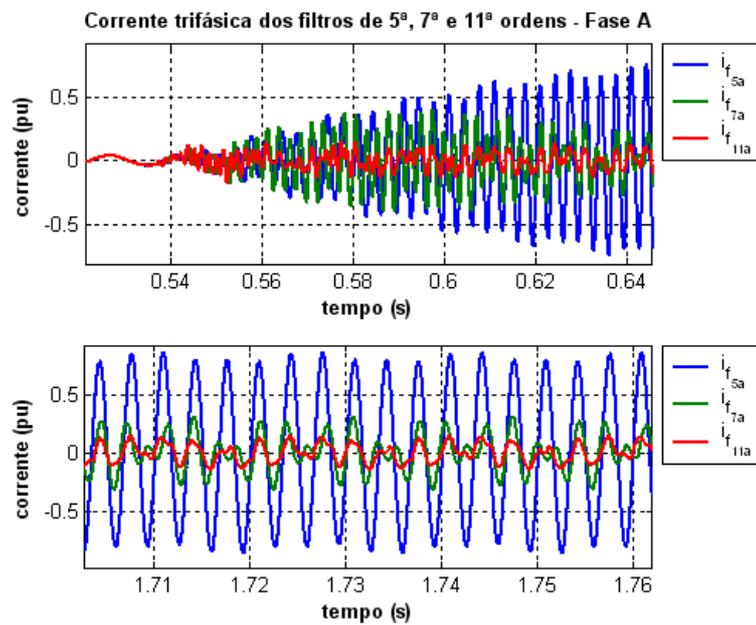


Figura 5.25 – Corrente trifásica dos filtros de 5ª, 7ª e 11ª ordens.

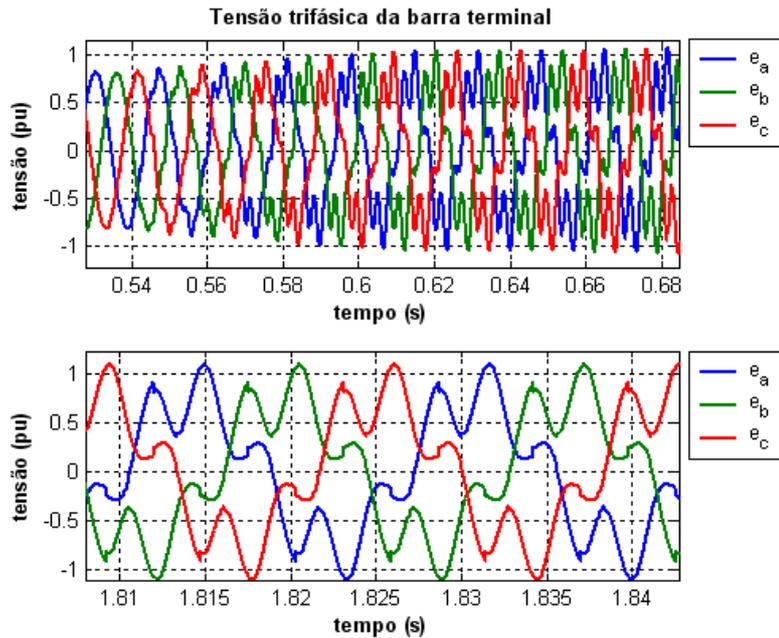


Figura 5.26 – Tensão nas três fases da barra terminal

**g) CASO F – IDÊNTICO AO CASO A – DESSINTONIA DE 10% - CASO MAIS SEVERO
PARA REATIVO IGUAL A 0.15**

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-----------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| Quinto (5°) | 0.043636364 | 0.75757575 | 0.041666665 |
| Sétimo (7°) | 0.044526909 | 0.37878782 | 0.029166662 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.045078909 | 0.15151508 | 0.018333326 |

Este caso é semelhante ao anterior, representando o dobro de desintonia. Verificamos que a condição de ressonância entre os filtros, rede CA e gerador parece ser menos severa neste caso, já que a distorção associada verificada sobre a tensão terminal reduziu de forma apreciável. Isto também indica a necessidade de modelos detalhados e precisos para representação dos componentes integrantes do sistema analisado. Indica ainda que os pontos de ressonância global do sistema conjunto devem ser investigados para cada caso, para cada configuração de sistema elétrico, para cada composição de braços ressonantes. O objetivo da desintonia foi criar uma condição de resposta capacitiva dos filtros.

**h) CASO G - IDENTICO AO CASO B – DESSINTONIA DE 5% - CASO MAIS SEVERO
PARA REATIVO IGUAL A 0.15**

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-----------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| Quinto (5°) | 0.063233554 | 0.57376467 | 0.030122645 |
| Sétimo (7°) | 0.046088536 | 0.40163579 | 0.029520231 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.029692704 | 0.25245634 | 0.029158708 |

Este caso apresenta uma situação de distorção harmônica pior do que a do caso B, visto que apresenta uma condição de desintonia de +5% nas frequências dos filtros singelos de 5ª, 7ª e 11ª harmônicas experimentada por aquele caso. Os fatores de distorção associados as diversas correntes e à tensão terminal aumentaram na ordem de 20 vezes ou mais, demonstrando, mais uma vez que os casos de desintonia de filtros representam situação extremamente severa para o sistema de potência.

i) CASO H - IDENTICO AO CASO B – DESSIN ONIA DE 10% - CASO MAIS SEVERO PARA REATIVO IGUAL A 0.15

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-----------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| Quinto (5°) | 0.060359302 | 0.54768445 | 0.030122645 |
| Sétimo (7°) | 0.043993603 | 0.38337962 | 0.029520231 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.0283433035 | 0.24098106 | 0.029158708 |

Neste caso, com a desintonia aumentada, houve, novamente, uma redução na severidade da distorção, indicando um afastamento maior da condição de ressonância paralela entre os elementos gerador, rede CA e filtros. Podemos visualizar o efeito da desintonia de 10 % aplicada neste caso, pela inspeção das Figuras 5.27, 5.28 e 5.29, que indicam as curvas de resposta em frequência de cada braço ressonante. De acordo com a tabela 2, podemos apresentar alguns valores de THD encontrados: da tensão terminal da rede = 19.09%; da corrente da rede = 78.37% e da corrente total (rede + gerador síncrono) = 55.27%. O gráfico 5.30 apresenta a tensão no barramento nitidamente distorcida após a entrada em operação do conversor.

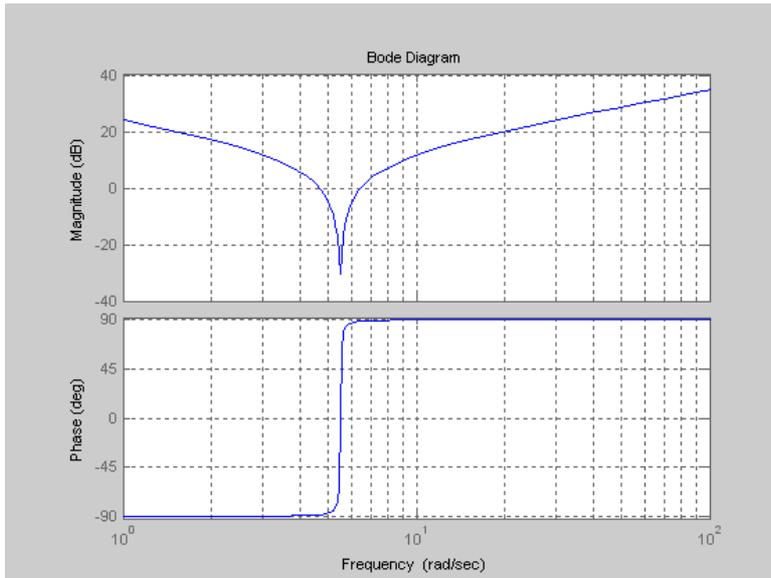


Figura 5.27 – Gráfico de resposta em frequência para o filtro do 5º harmônico

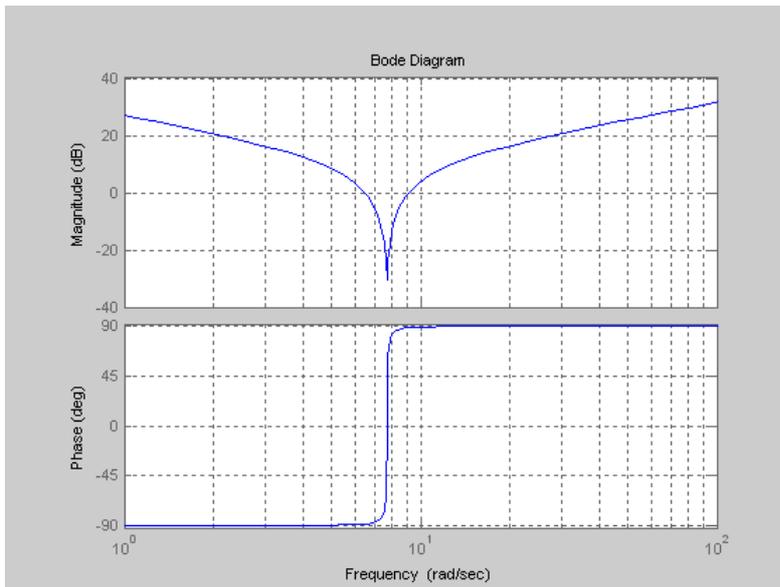


Figura 5.28 - Gráfico de resposta em frequência para o filtro do 7º harmônico

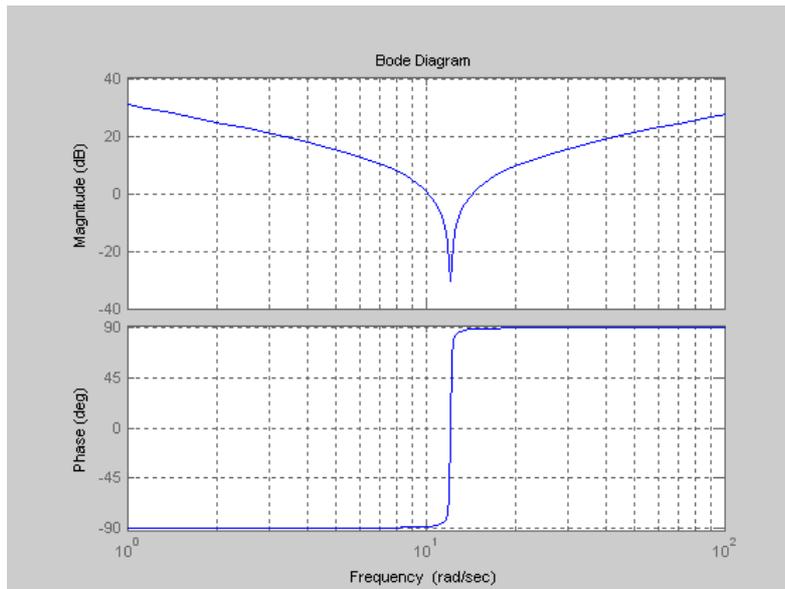


Figura 5.29 - Gráfico de resposta em frequência para o filtro do 11º harmônico

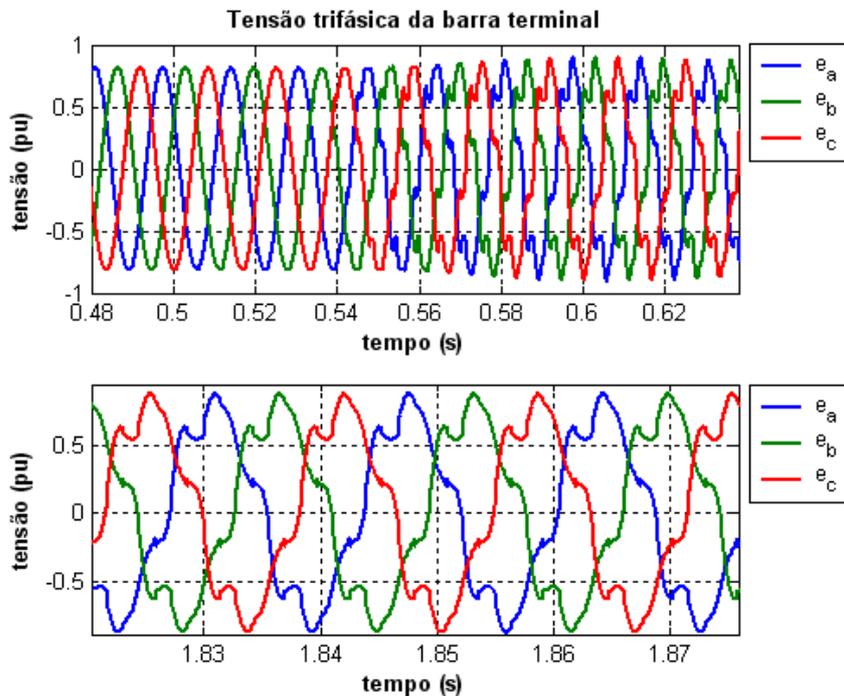


Figura 5.30 – Tensão nas três fases da barra terminal

j) *CASO I - IDÊNTICO AO CASO A – TROCANDO O FILTRO DE 11ª HARMÔNICO PELO PASSA ALTA, $Q_{PA}=0.05$.*

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-------------|---------------|-------------|--------------|
| Quinto (5°) | 0.048000000 | 0.833333333 | 0.041666665 |
| Sétimo (7°) | 0.048979600 | 0.416666666 | 0.029166662 |
| Passa Alta | 0.050000000 | 0.08264460 | 0.018181818 |

O presente caso apresenta melhoria em relação às ordens harmônicas maiores filtradas pelo filtro passa alta. Isto é visualizado através da verificação do fator de distorção apresentado na tabela 2, Anexo A, onde se verifica aumento excessivo do THD para o filtro passa alta, caracterizando, assim, que por este filtro estão passando diversas harmônicas.

Comparando com o caso A, observamos que o caso I apresenta valores maiores para a distorção harmônica. Isto pode ser explicado pelo fato que o filtro passa alta reduz os harmônicos de ordens elevadas que são os que apresentam menores amplitudes. Dessa forma, os harmônicos de ordens menores que apresentam maiores amplitudes continuam interferindo sensivelmente no sistema. Portanto, o filtro passa alta age como esperado nesta simulação, não reduzindo o fator de distorção em relação ao apresentado no caso A.

k) CASO J - IDÊNTICO AO CASO C – TROCANDO O FILTRO DE 11^a HARMÔNICO PELO PASSA ALTA, $Q_{PA}=0.15$

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| Quinto (5°) | 0.144000000 | 0.277777778 | 0.013888887 |
| Sétimo (7°) | 0.146938800 | 0.13888887 | 0.009722221 |
| Passa Alta | 0.150000000 | 0.02754820 | 0.606060606 |

Este caso não apresenta redução das distorções harmônicas se comparado com o caso C. Isto ocorre em virtude dos filtros passa alta eliminarem apenas harmônicos de ordens elevadas e que são aqueles que apresentam as amplitudes mais baixas. Já em comparação com o caso I, observamos melhoria (efetiva redução) nos valores de fator de distorção harmônica em consequência da alocação de reativo três vezes maior associada a cada ramo harmônico resultando, assim, em distorção harmônica sensivelmente menor. Isto pode ser visualizado na tabela 2 do Anexo A.

l) CASO K – IDÊNTICO AO CASO A - ALTERANDO O FATOR DE QUALIDADE DE 100 PARA 50 – $Q_T=0.15$

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| Quinto (5°) | 0.048000000 | 0.83333333 | 0.083333333 |

| | | | |
|-----------------------|-------------|------------|-------------|
| Sétimo (7°) | 0.048979600 | 0.41666666 | 0.058333324 |
| Décimo Primeiro (11°) | 0.049586800 | 0.16666666 | 0.036666652 |

Em virtude da redução do fator de qualidade, as resistências de cada um dos três ramos duplicaram. Esta redução foi aplicada para permitir redefinição dos parâmetros do filtro equivalente de dupla sintonia, já que com o fator de qualidade anterior ($Q = 100$) definido para os filtros de quinto e sétimo harmônicos, aparecia resistência negativa no filtro de dupla sintonia equivalente. Isto motivou a duplicação das resistências destes filtros, resultando na redução à metade de seus fatores de qualidade ($Q = 50$).

Tendo em vista que quando o filtro está sintonizado na frequência de ressonância a impedância vista pela corrente é resistiva, então com o aumento da resistência há também aumento na distorção harmônica. O ideal é que haja uma impedância bem baixa para que o filtro possa carregar o maior número de harmônicos para o terra.

Assim, este caso apresenta fatores de distorção bem mais altos que os do caso A, chegando até a dobrar o seu valor, como observado no caso do THD da corrente da rede = 6.32% (aproximadamente o dobro do valor do caso A, 3.17%).

Alguns gráficos resultantes da simulação deste caso são apresentados nas Figuras a seguir, 5.31 a 5.35:

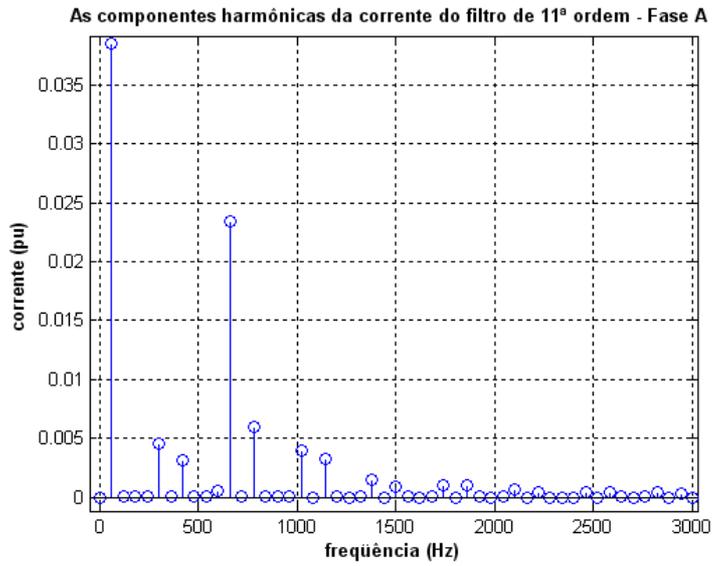


Figura 5.31 – Componentes harmônicas do filtro de 11^a ordem

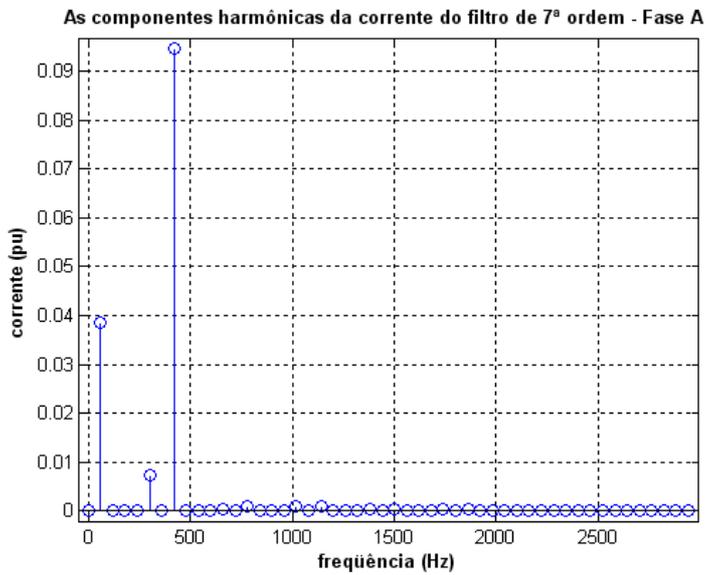


Figura 5.32 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 7^a ordem

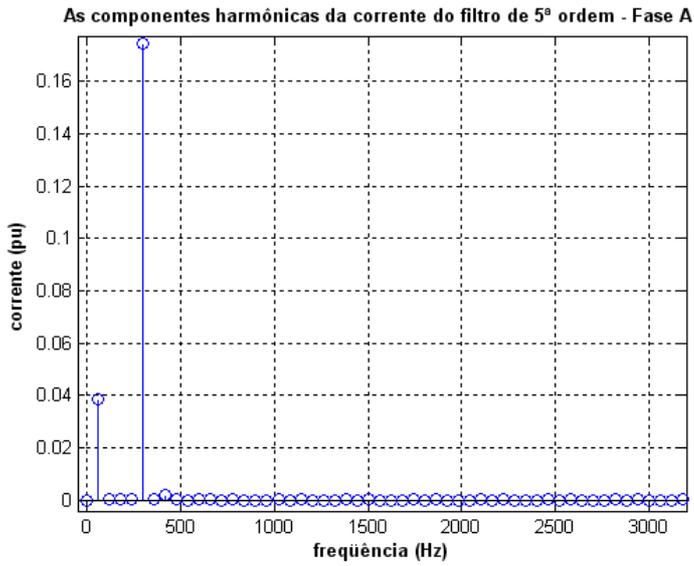


Figura 5.33 – Componentes harmônicas da corrente do filtro de 5^a ordem

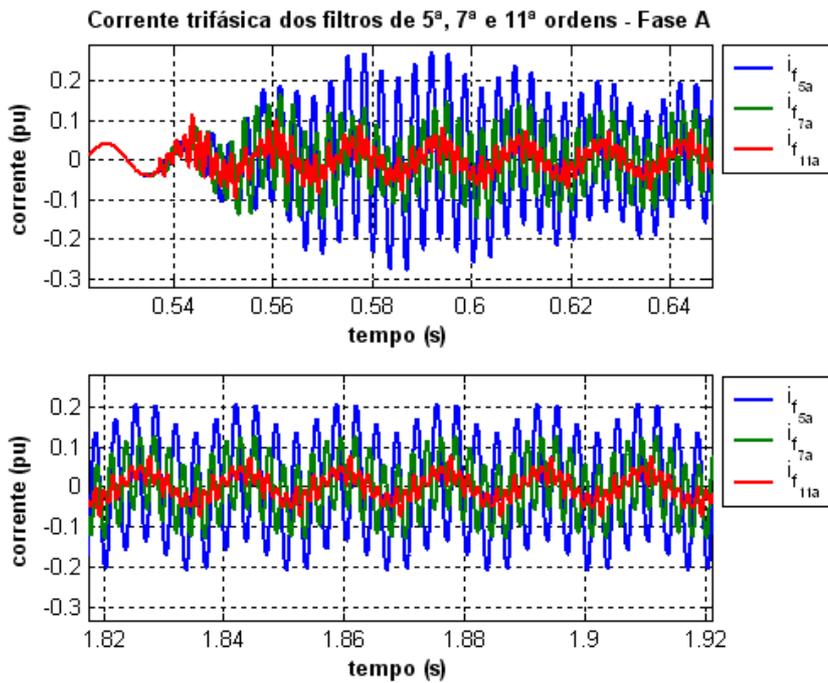


Figura 5.34 - Corrente trifásica dos filtros de 5^a, 7^a e 11^a ordem

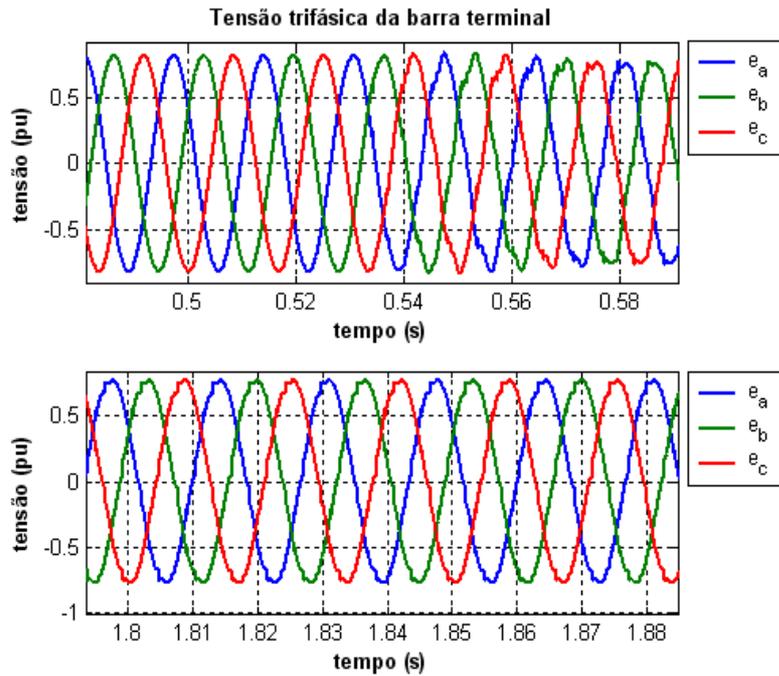


Figura 5.35 – Tensão nas três fases da barra terminal

m) CASO L - IDÊNTICO AO CASO K – TROCANDO OS FILTROS DE 5ª E 7ª HARMÔNICO PELO FILTRO DE DUPLA SINTONIA.

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|--------------------------------|---------------------|----------------------|---------------------|
| Do 5º para o de Dupla Sintonia | $C_{01}=0.0969796$ | $L_{01}=0.277777800$ | $R_{01}=0.00000000$ |
| Do 7º para o de Dupla Sintonia | $C_{02}=0.09281251$ | $L_{02}=0.032649726$ | 0.019944739 |
| Décimo Primeiro (11º) | 0.049586800 | 0.16666666 | 0.036666652 |

Comparando este caso com o caso K, observamos que há uma pequena queda nos valores dos fatores de distorção das correntes e tensão, como esperado, visto que o filtro de dupla sintonia apresenta melhores resultados do que o filtro de sintonia singela. O gráfico de resposta em frequência mostra que o ângulo de fase é zero na frequência de ressonância para o 5º e 7º harmônico, tal como era aguardado.

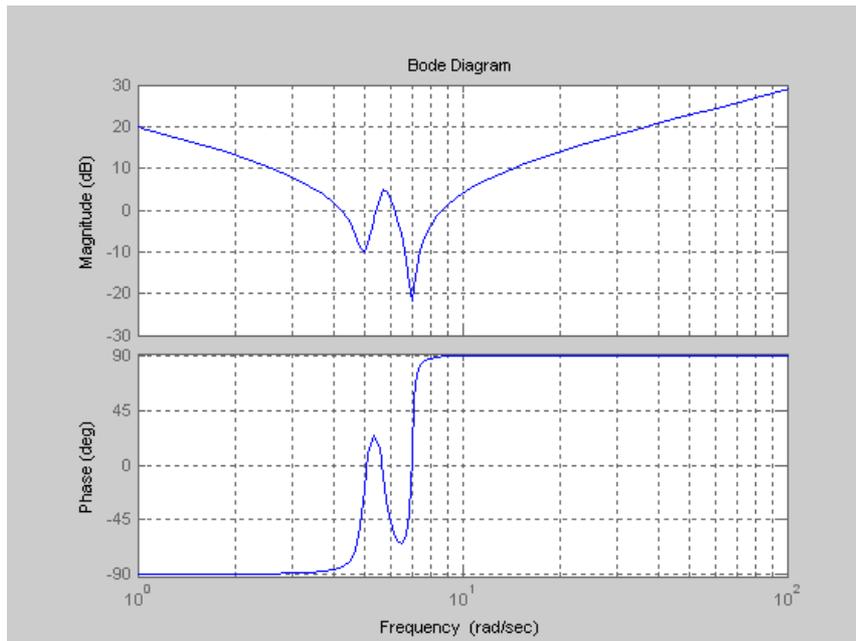


Figura 5.36 – Gráfico de resposta em frequência para o filtro de dupla sintonia.

n) CASO M - IDÊNTICO AO CASO K – TROCANDO O FILTRO DE 11^a HARMÔNICO PELO FILTRO PASSA ALTA.

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|-------------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| Quinto (5°) | 0.048000000 | 0.83333333 | 0.083333333 |
| Sétimo (7°) | 0.048979600 | 0.41666666 | 0.058333324 |
| Passa Alta | 0.050000000 | 0.08264460 | 0.018181818 |

Comparando com o caso K, observamos que o caso M não apresentou significativa mudança nos valores dos fatores de distorção. Isto aconteceu porque o filtro passa alta apenas reduz harmônicos de ordens elevadas que são aqueles com amplitudes menores. Portanto, a substituição do filtro de 11^a harmônico pelo passa alta não apresenta uma interferência efetiva nos resultados da distorção harmônica para o presente sistema simulado. No gráfico apresentado, assim como os outros casos de substituição do filtro de 11^o pelo passa alta, observamos que a amplitude da corrente trifásica do filtro passa alta (na figura caracterizado como if11a) fica bem baixa.

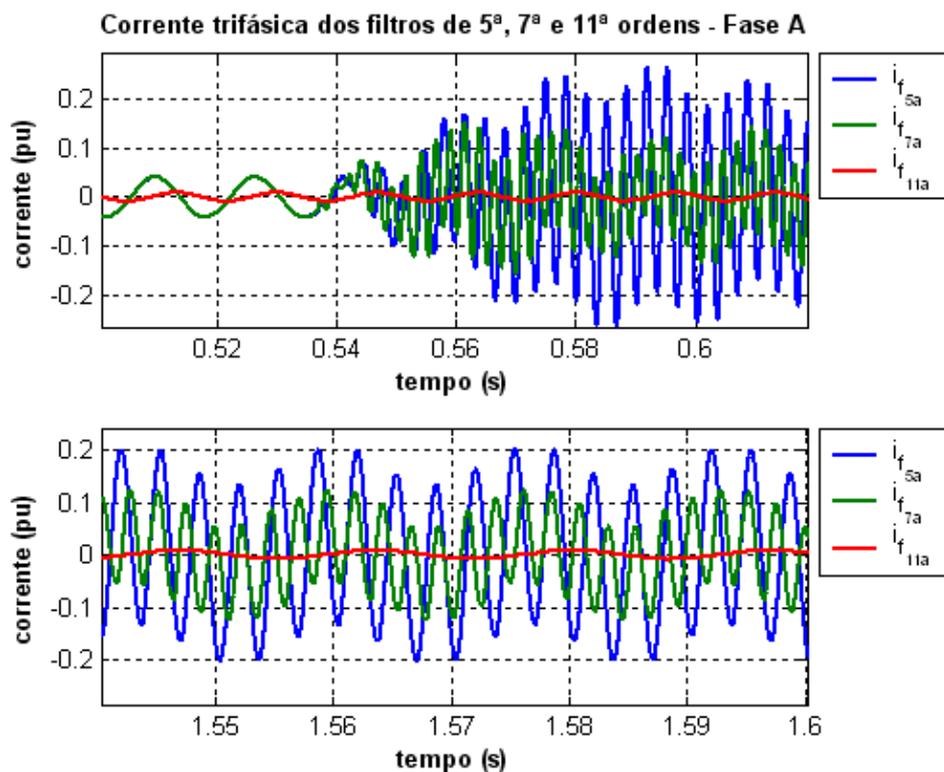


Figura 5.37 – Corrente trifásica dos filtros de 5^a, 7^a e 11^a ordem.

o) CASO N - IDÊNTICO AO CASO K – TROCANDO O FILTRO PARA SINTONIA DUPLA E PASSA ALTA

| Harmônicos | Capacitâncias | Indutâncias | Resistências |
|--------------------------------|---------------------|----------------------|---------------------|
| Do 5° para o de Dupla Sintonia | $C_{01}=0.0969796$ | $L_{01}=0.277777800$ | $R_{01}=0.00000000$ |
| Do 7° para o de Dupla Sintonia | $C_{02}=0.09281251$ | $L_{02}=0.032649726$ | 0.019944739 |
| Passa Alta | 0.050000000 | 0.8264460 | 0.018181818 |

Este foi o último caso simulado. Em relação ao caso K, o caso N apresenta uma sensível queda nos valores de THD para os casos da corrente do gerador síncrono e para o fator da corrente da rede + máquina, visualizados na tabela 2 do Anexo A.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KIMBARK, E. W., *Direct Current Transmission*, Vol I, John Wiley & Sons, Inc., 1971.
- [2] EL-SERAFI, A. M., SHEHATA, S. A., “Digital Simulation of an AC/DC System in Direct-Phase Quantities”, *IEEE Trans. on PA&S*, vol. PAS-95, n° 2, pp. 731-742, March/April 1976.
- [3] MATHUR, R.M., SHARAF, A.M., *Harmonics on the DC side in HVDC Conversion*, Transactions on Power Apparatus and Systems, v.96, pp. 1631-1638, Sep/Oct. 1977.
- [4] BREUER, D., CHOW J.H., GENTILE T.J., LINDH C.B., NUMRICH F. H., LASSETER R.H., ADDIS G., VITHAYAHIL J.J., *HVDC – AC Harmonic Interaction Part I – Development of a Harmonic Measurement System Hardware and Software*, IEEE Transactions on Power Apparatus and System, v.101, pp. 701-708, Mar.1982.
- [5] ADAMSON, K.A., LASSETER, R.A, MELVOLD, D.J, REAVIS, M.A., *DC Side Filtering studies for the pacific HVDC intertie voltage upgrading*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v. 102, pp. 1061-1069, May,1983.
- [6] LARSEN, E. V., MILLER, N.W., *Specification of AC Filters for HVDC*, Panel Session HVDC Filtering at IEEE T&D Conference, New Orleans, April, 1989.
- [7] PHILIPS J.K., NELSON J.P., *A Harmonic Distortion Control Technique Applied to a Six-Pulse Bridge Converters*, IEEE Transactions on Power Eletronics, v. 29, n.3, pp. 616-624, May/Jun.1993.
- [8] ARRILLAGA, J., EGUÍLUZ, L.I., *Armónicos en Sistemas de Potencia*, Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria, D.L., 1994.
- [9] RASTOGI M., NAIK R., MOHAN N., *A Comparative of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface Of Power Electronic Loads*, IEEE, IEEE Transactions on Industry Application, vol.30, no.5,pp. 1149-1155, Sept/Oct 1994.
- [10] DE OLIVEIRA, S. E. M., *Identificação e Validação de Modelos e Derivação de Parâmetros do Gerador #3 da Usina de Nova Ponte, CEMIG, Através de Testes de Resposta em Freqüência*. Relatório DPP/POL – 731/96, CEPTEL, Rio de Janeiro, Abril de 1996.Documento de circulação restrita.
- [11] RASHID, MUHAMMAD H., MASWOOD, ALI I., *A Novel Method of Harmonic Assessment Generated by Three-Phase AC-DC converters under unbalanced supply conditions*, IEEE Transactions on Industry Applications, v. 24, n.4, pp.590-597, Jul/Aug. 1998.
- [12] DALDEGAN, J., PEDROSO, A.H., WATANABE, E.H., *Frequency and time domain analisis of unit connected generators to HVDC converters*. IEEE, vol

150, n.1, 2002.

- [13] CZARNECKI, LESZEK S., L.GINN, HERBERT, *The Effect of the Design Method on Efficiency of Resonant Harmonic Filters*. IEEE, v. 20, n°1, pp 286-291, Jan. 2005.
- [14] GUIMARÃES, J.O.R. P., *Conteúdo Harmônico Gerado por Conversores CA/CC em Operação Desbalanceada sob Esquema Simétrico de Disparo*, Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, Março 2003.
- [15] CAMARGO, G., *Simulação Digital de Grupo Gerador / Conversor em Conexão Unitária*. Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Setembro 2006.
- [16] PIRES, I.A., *Caracterização de harmônicos causados por equipamentos eletro-eletrônicos residenciais e comerciais no sistema de distribuição de energia elétrica*. Tese de Mestrado, PPGEE/UFMG, Minas Gerais, MG, Brasil, Março de 2006.
- [17] FRANCO, E., “Qualidade de Energia – Causas, Efeitos e Soluções”. Extraído de: http://www.engecomp.com.br/pow_qual.htm. Acesso: 03 de setembro de 2007.
- [18] IEEE, Report prepared by the Power System Relaying Comité of the, *Sine-wave Distortions in Power System and the Impact on Protective Relaying*. Novembro 1982.
- [19] POMILIO, J.A., *Tiristores e Retificadores Controlados*. Extraído de: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/eltpot.htm>. Acesso: 05 de setembro de 2007.

ANEXO A

Tabela 1 - Parâmetros dos filtros

| | | | | | | | | |
|---|-------------|-------------|-------------|-------------|--------------|-------------|-------------|-------------|
| CASO A - alocação de reativo igual entre os filtros para $Q_r = 0.15 pu$; $Q_3 = Q_7 = Q_{11} = Q_r/3 \Rightarrow \alpha_{05} = \alpha_{07} = \alpha_{11} = 1/3 = 0.333333$ | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.048000000 | 0.048979600 | 0.049586800 | 0.833333333 | 0.416666666 | 0.166666666 | 0.041666665 | 0.029166662 | 0.018333326 |
| CASO B - alocação inversa à ordem harmônica $5Q_3 = 7Q_7 = 11Q_{11} \Rightarrow Q_r = 0.15 pu$, $\alpha_{05} = 0.461078$, $\alpha_{07} = 0.329341$, $\alpha_{11} = 0.209581$ | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.066395232 | 0.048392963 | 0.031177339 | 0.60245289 | 0.42171758 | 0.26507916 | 0.030122645 | 0.029520231 | 0.029158708 |
| CASO C - alocação de reativo igual entre os filtros para $Q_r = 0.45 pu$; $Q_3 = Q_7 = Q_{11} = Q_r/3 \Rightarrow \alpha_{05} = \alpha_{07} = \alpha_{11} = 1/3 = 0.333333$ | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.144000000 | 0.146938800 | 0.148760300 | 0.277777778 | 0.138888887 | 0.0555555567 | 0.013888887 | 0.009722221 | 0.006111112 |
| CASO D - alocação inversa à ordem harmônica $5Q_3 = 7Q_7 = 11Q_{11} \Rightarrow Q_r = 0.45 pu$, $\alpha_{05} = 0.461078$, $\alpha_{07} = 0.329341$, $\alpha_{11} = 0.209581$ | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.19918570 | 0.145178890 | 0.093532017 | 0.20081763 | 0.14057253 | 0.088359270 | 0.010040882 | 0.009840077 | 0.009719569 |
| CASO E - IDENTICO AO CASO A - DESINTONIA DE 5% - caso mais severo para reativo = 0.15 ? | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.045714286 | 0.046647238 | 0.047225524 | 0.79365079 | 0.40229878 | 0.15873008 | 0.041666665 | 0.029166662 | 0.018333326 |
| CASO F - IDENTICO AO CASO A - DESINTONIA DE 10% - caso mais severo para reativo ao 0.15 ? | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.043636364 | 0.044526909 | 0.045078909 | 0.757575757 | 0.37878782 | 0.15151508 | 0.041666665 | 0.029166662 | 0.018333326 |
| CASO G - IDENTICO AO CASO B - DESINTONIA DE 5% - caso mais severo para QT = 0.15 ? | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.063233554 | 0.046088536 | 0.029692704 | 0.57376467 | 0.40163579 | 0.25245634 | 0.030122645 | 0.029520231 | 0.029158708 |
| CASO H - IDENTICO AO CASO B - DESINTONIA DE 10% - caso mais severo para QT = 0.15 ? | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.060359302 | 0.043993603 | 0.028343035 | 0.54768445 | 0.38337962 | 0.24098106 | 0.030122645 | 0.029520231 | 0.029158708 |
| CASO I - IDENTICO AO CASO A - TROCANDO O FILTRO DE DÉCIMO PRIMEIRO PELO PASSA ALTA - $Q_M = 0.05 pu$ | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_M | L_{05} | L_{07} | L_M | R_{05} | R_{07} | R_M |
| 0.048000000 | 0.048979600 | 0.050000000 | 0.833333333 | 0.416666666 | 0.08264460 | 0.041666665 | 0.029166662 | 0.018181818 |
| CASO J - IDENTICO AO CASO C - TROCANDO O FILTRO DE DÉCIMO PRIMEIRO PELO PASSA ALTA - $Q_M = 0.15 pu$ | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_M | L_{05} | L_{07} | L_M | R_{05} | R_{07} | R_M |
| 0.144000000 | 0.146938800 | 0.150000000 | 0.277777778 | 0.138888887 | 0.02754820 | 0.013888887 | 0.009722221 | 0.606060606 |
| CASO K - IDENTICO AO CASO A - ALTERANDO O FATOR DE QUALIDADE DE 100 PARA 50 - $Q_r = 0.15 pu$ | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_{11} | L_{05} | L_{07} | L_{11} | R_{05} | R_{07} | R_{11} |
| 0.048000000 | 0.048979600 | 0.049586800 | 0.833333333 | 0.416666666 | 0.166666666 | 0.083333333 | 0.058333324 | 0.036666652 |
| CASO L - IDENTICO AO CASO K - TROCANDO OS FILTROS DE QUINTA E SETIMA PELO FILTRO DE SINTONIA DUPLA | | | | | | | | |
| C_{01} | C_{02} | C_{11} | L_{01} | L_{02} | L_{11} | R_{01} | R_{02} | R_{11} |
| 0.0969796 | 0.09281251 | 0.049586800 | 0.277777800 | 0.032649726 | 0.166666666 | 0.000000000 | 0.019944739 | 0.036666652 |
| CASO M - IDENTICO AO CASO K - TROCANDO O FILTRO DE DÉCIMO PRIMEIRO PELO FILTRO PASSA ALTA | | | | | | | | |
| C_{05} | C_{07} | C_M | L_{05} | L_{07} | L_M | R_{05} | R_{07} | R_M |
| 0.048000000 | 0.048979600 | 0.050000000 | 0.833333333 | 0.416666666 | 0.08264460 | 0.083333333 | 0.058333324 | 0.018181818 |
| CASO N - IDENTICO AO CASO K - TROCANDO OS FILTROS PARA SINTONIA DUPLA E PASSA ALTA | | | | | | | | |
| C_{01} | C_{02} | C_M | L_{01} | L_{02} | L_M | R_{01} | R_{02} | R_M |
| 0.0969796 | 0.09281251 | 0.050000000 | 0.277777800 | 0.032649726 | 0.08264460 | 0.000000000 | 0.019944739 | 0.018181818 |

Tabela 2 - Resultados de Distorção

| CASOS | Q_T Reativo Total | THD Tensão Ea | THD Corrente rede | THD Corrente Máquina | THD Corrente rede + máquina | THD Corrente Conversor | THD corrente do filtro de 5^a harmônico | THD corrente do filtro de 7^a harmônico | THD corrente do filtro de 11^a harmônico |
|--------------|--|------------------------------|----------------------------------|-------------------------------------|--|---------------------------------------|--|--|---|
| A | 0.15 – alocação igual entre os filtros | 2.532099 | 3.172463 | 0.900235 | 2.313232 | 18.678536 | 21.585119 | 40.334102 | 162.027172 |
| B | 0.15 – alocação inversa à ordem harmônica | 2.648252 | 2.512424 | 0.752370 | 1.845895 | 18.700205 | 29.691526 | 39.837408 | 102.285485 |
| C | 0.45 – alocação de reativo igual entre os filtros | 1.388053 | 1.256390 | 0.420919 | 0.989557 | 18.814979 | 64.367185 | 119.812011 | 458.705460 |
| D | 0.45 – alocação inversa à ordem harmônica | 1.560319 | 1.185001 | 0.311839 | 0.883921 | 18.836393 | 89.109792 | 118.567304 | 281.988033 |
| E | Idêntico ao caso A – desintonia de 5% | 42.512642 | 234.053786 | 36.189106 | 140.956879 | 18.005666 | 5.084208 | 89.897403 | 359.044122 |
| F | Idêntico ao caso A – desintonia de 10% | 18.627237 | 69.321604 | 13.437082 | 49.089610 | 16.597770 | 50.924639 | 27.673515 | 173.340709 |
| G | Idêntico ao caso B – desintonia de 5% | 47.624033 | 100.022375 | 33.239759 | 71.907682 | 22.011754 | 9.574060 | 25.925585 | 48.443857 |
| H | Idêntico ao caso A – desintonia de 10% | 19.095311 | 78.370951 | 15.122782 | 55.270710 | 16.205124 | 29.864046 | 50.521518 | 116.569792 |
| I | Idêntico ao caso A – trocando o filtro de 11 ^o harmônico pelo Passa Alta. Q _{PA} =0.05 | 3.576753 | 4.181911 | 1.111236 | 3.061068 | 18.590235 | 21.978147 | 41.680544 | 6531.558314 |

| | | | | | | | | | |
|-------------------|--|-----------|-----------|----------|------------|------------|------------|------------|-------------|
| J | Idêntico ao caso C - trocando o filtro de 11° harmônico pelo Passa Alta. $Q_{PA}=0.15$ | 1.821717 | 2.235363 | 0.582152 | 1.764020 | 18.602097 | 64.240968 | 121.429951 | 466.946090 |
| K | Idêntico ao caso A - alterando o fator de qualidade de 100 para 50 - $Q_T=0.15$ | 3.0286609 | 6.323294 | 1.604816 | 4.478330 | 18.587568 | 22.122424 | 41.498511 | 170.221442 |
| L | Idêntico ao caso K - trocando os filtros de 5ª e 7ª pelo de dupla sintonia | 2.979248 | 6.068133 | 1.405273 | 3.989394 | 18.439443 | 310.727709 | 94.295365 | 168.488165 |
| M | Idêntico ao caso K - trocando o filtro de 11° pelo Passa Alta | 3.902539 | 6.562321 | 1.712464 | 4.776150 | 18.522495 | 22.689098 | 42.991216 | 6758.662773 |
| N | Idêntico ao caso K - trocando os filtros para Sintonia Dupla e Passa Alta | 3.969057 | 6.483209 | 1.550810 | 4.390088 | 18.328525 | 310.917803 | 96.338072 | 6142.55195 |
| SEM FILTRO | | 8.724741 | 31.611018 | 6.336858 | 19.2301954 | 19.2301954 | ---- | ---- | ---- |