

Universidade Federal de Ouro Preto Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Desenvolvimento de um Dispositivo Condicionador de Rede Monofásico utilizando o Controle em Modos Deslizantes

Yasmine Neves Maia

João Monlevade, MG 2019 Yasmine Neves Maia

Desenvolvimento de um Dispositivo Condicionador de Rede Monofásico utilizando o Controle em Modos Deslizantes

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto. Orientador: Prof. Gabriel Azevedo Fogli

Universidade Federal de Ouro Preto João Monlevade 2019

M217d Maia, Yasmine.

Desenvolvimento de um dispositivo condicionador de rede monofásico utilizando o controle em modos deslizantes [manuscrito] / Yasmine Maia. -2019.

53f.: il.: color; tabs.

Orientador: Prof. Dr. Gabriel Fogli.

Monografia (Graduação). Universidade Federal de Ouro Preto. Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Energia elétrica. 2. Rede elétrica. 3. Fator de potência. I. Fogli, Gabriel. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Titulo.

CDU: 621.31

Catalogação: ficha.sisbin@ufop.edu.br





ATA DE DEFESA

Aos 09 dias do mês de Julho de 2019, às 14 horas, no bloco A deste instituto, foi realizada a defesa de monografia pelo (a) formando (a) Yasmine Neves, sendo a comissão examinadora constituída pelos professores: Gabriel Azevedo Fogli, Igor Dias Neto de Souza e Renan Fernandes Bastos. O (a) candidato (a) apresentou a monografia intitulada: Desenvolvimento de um Dispositivo Condicionador de Rede Monofásico utilizando o Controle em Modos Deslizantes. A comissão examinadora deliberou, por unanimidade, pela Aoco Leco D do (a) candidato(a), com a nota média 70, de acordo com a tabela 1. Na forma regulamentar foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da comissão examinadora e pelo (a) formando(a).

Tabela 1 – Notas de avaliação da banca examinadora

| Banca Examinadora | Nota |
|-------------------------|------|
| Gabriel Azevedo Fogli | 7,0 |
| Igor Dias Neto de Souza | 7.0 |
| Renan Fernandes Bastos | 7.0 |
| Média | 20 |

João Monlevade, 09 de Julho de 2019.

Professor(a) Orientador(a)

Aluno(a)

Professor(a) Convidado(a)

Professor(a) Coorientador(a)

Professor(a) Convidado(a)

Agradecimentos

Agradeço a Deus por me abençoar com uma família maravilhosa, que sempre foi meu alicerce, me encorajando e acreditando no meu potencial. Foi graças a todo incentivo que recebi que hoje posso celebrar esta conquista.

Agradeço aos meus pais Geraldo e Sônia, por todo carinho, apoio, conselhos e sacrifício para realizar cada sonho meu. Ao meu irmão Pedro, pela paciência e amizade, por tornar meus dias mais divertidos. Ao Maycon, por todo amor, companheirismo e paciência.

Aos meus amigos do curso de Engenharia Elétrica, em especial a Juliana e Lucas, que acabaram se tornando irmãos, que me acompanharam durante estes cinco anos. Muito obrigada por todos os bons momentos vividos e conhecimentos compartilhados. Sem vocês seria difícil chegar até aqui.

Agradeço a todos os professores e técnicos da Universidade Federal de Ouro Preto- Campus João Monlevade. Vocês compartilharam suas experiências de vida e me apoiaram nas horas mais difíceis dessa caminhada. Das mais variadas formas, dedicaram-se a transmitir um das maiores virtudes que se pode ter: o conhecimento. Suas atitudes, ensinamentos, exemplos e incentivos colaboraram para que eu pudesse ir além dos meus limites e medos. Agradeço carinhosamente ao Savio, que me orientou na Iniciação Científica. Agradeço em especial ao Gabriel, por aceitar me orientar no Trabalho de Conclusão de Curso, por toda paciência, dedicação, por todos ensinamentos e confiança depositadas em meu trabalho.

Agradeço a todos aqueles que estiveram ao meu lado e participaram desta conquista.

Resumo

A evolução da eletrônica contribuiu para o aumento de cargas não lineares, gerando harmônicas e diminuindo o fator de potência do sistema. Com isso, faz-se necessário a compensação desses fatores que interferem na qualidade da energia elétrica. Este trabalho apresenta o estudo de um Filtro Ativo de Potência conectado em paralelo com a rede, cujo propósito é compensar as correntes reativas e harmônicas devido a presença de cargas lineares e não lineares. Para o projeto deste Filtro Ativo de Potência é escolhido o conversor CC-CA de topologia Ponte Completa com Controle por Modos Deslizantes. Utiliza-se do Circuito Integrador Senoidal de Terceira Ordem-TOSSI que auxilia na obtenção das correntes de compensação reativa e de compensação das harmônicas. Um filtro RL de característica passa-baixas é utilizado para filtrar as componentes harmônicas geradas pelo conversor CC-CA. Todo o sistema é simulado utilizando-se do software PSIM. As simulações tem como objetivo analisar o comportamento e comprovar a eficácia do Filtro Ativo de Potência proposto neste trabalho.

Palavras-chave: Filtro Ativo de Potência, Controle de Harmônico da Rede, Controle do Fator de Potência.

Abstract

The evolution of the electronics contributed to increase of non-linear loads, generating harmonics and reducing the power factor of the system. With this, it is necessary to compensation of these factors that interfere in the quality of the electric energy. This job the study of an Active Power Filter connected in parallel with the grid, whose purpose is to compensate the reactive and harmonic currents due to the presence of loads linear and non-linear. For the design of this Active Power Filter the inverter is chosen Full-Bridge Topology CC-CA or Full Bridge with defined switching pattern through Control by Sliding Modes . It is used the TOSSI circuit that assists the of the currents of reactive compensation and compensation of harmonics. An RL filter characteristic is used to filter the generated harmonic components by the DC-AC converter. The whole system is simulated using the PSIM software. At simulations aims to analyze the behavior and prove the effectiveness of the Filter Power Asset proposed in this work.

Keywords: Active Power Filter, Harmonic Control, Power Factor Control.

Lista de ilustrações

| Figura 1 – | a) Corrente e tensão instantâneas b) Potência ativa e reativa instantânea | |
|--------------|---|----|
| | e potência média. Fonte: (FOGLI G.A.; FERNANDES, 2018) | 18 |
| Figura 2 – | a) Representação Fasorial da corrente e tensão b) Representação no | |
| | domínio do tempo. Fonte: (FOGLI G.A.; FERNANDES, 2018) | 21 |
| Figura 3 – | Filtro Passivo- Fonte: (ATAIDE, 1997) | 21 |
| Figura 4 – | Filtro Passa-Baixas Ideal. | 22 |
| Figura 5 – | Filtro Passa-Baixas RL. | 22 |
| Figura 6 – | Chaves utilizadas nos conversores CC-CA Fonte: (HART, 2016) | 24 |
| Figura 7 $-$ | Conversore CC-CA Meia Ponte. Fonte: (HART, 2016). | 24 |
| Figura 8 – | Conversor CC-CA- Fonte: (HART, 2016). | 25 |
| Figura 9 – | Etapas do conversor CC-CA Fonte: (HART, 2016) | 26 |
| Figura 10 – | Método de chaveamento: onda quadrada Fonte: (POMILIO, 1998). $\ .$ $\ .$ | 27 |
| Figura 11 – | Controle por histerese- Fonte: (POMILIO, 1998) | 28 |
| Figura 12 – | Modulação PWM- Fonte: (HART, 2016) | 29 |
| Figura 13 – | Rede monofásica | 30 |
| Figura 14 – | Carga do sistema | 31 |
| Figura 15 – | Filtro Ativo de Potência. | 31 |
| Figura 16 – | Diagrama de Bode do filtro passivo RL | 32 |
| Figura 17 – | Circuito TOSSI. | 32 |
| Figura 18 – | Circuito TOSSI em função de s | 33 |
| Figura 19 – | Simplificação do circuito TOSSI em função de X_{fase} | 33 |
| Figura 20 – | Etapas de simplificação do circuito TOSSI em função de X_{fase} | 33 |
| Figura 21 – | Simplificação do circuito TOSSI em função de X_{def} | 34 |
| Figura 22 – | Etapas de simplificação do circuito TOSSI em função de X_{def} | 34 |
| Figura 23 – | Diagrama de Bode das equações 3.3 e 3.4 | 35 |
| Figura 24 – | Controle da corrente reativa | 35 |
| Figura 25 – | Representação gráfica da trajetória do sistema: (a) Fase de alcance; (b) | |
| | Fase de chaveamento | 38 |
| Figura 26 – | Obtenção da superfície. | 39 |
| Figura 27 – | Ação de Controle | 41 |
| Figura 28 – | Modulação PWM. | 42 |
| Figura 29 – | Resposta do sistema para variações do sinal de referência: (a) Forma de | |
| | onda da corrente do circuito; (b) erro e integral do erro de corrente | 43 |
| Figura 30 – | Controle em Modos Deslizantes | 44 |
| Figura 31 – | Sistema de uma rede monofásica | 45 |
| Figura 32 – | Corrente da carga. | 46 |

| Figura 33 – Corrente e tensão da rede . \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots | 46 |
|---|----|
| Figura 34 – Corrente em fase e defasada de 90 graus | 47 |
| Figura 35 – Ponto C: Módulo da corrente total da carga da Figura 24 | 47 |
| Figura 36 – Ponto E: Potência instantânea da Figura 24 | 48 |
| Figura 37 – Ponto F: Parcela de corrente ativa. | 49 |
| Figura 38 – a) Parcela da corrente de compensação reativa; b) Ten são da rede. $\ .\ .$ | 49 |
| Figura 39 – Compensação harmônica | 50 |
| Figura 40 – Parcela da corrente de compensação harmônica | 50 |
| Figura 41 – Corrente de compensação do sistema | 50 |
| Figura 42 – Corrente de compensação do sistema | 51 |
| Figura 43 – Sinal de Erro do sistema | 51 |
| Figura 44 – Comparação do Sinal do Erro | 52 |
| Figura 45 – Sinal V_{REF} | 52 |
| Figura 46 – Corrente do Filtro Ativo de Potência | 52 |
| Figura 47 – Corrente do sistema | 53 |
| Figura 48 – Corrente e tensão do sistema após a atuação do Filtro Ativo de Potência. | 53 |

Sumário

| 1 | INTRODUÇÃO 12 |
|-------|---|
| 1.1 | Contextualização do tema |
| 1.2 | Motivação |
| 1.3 | Justificativa \ldots \ldots 15 |
| 1.4 | Objetivos |
| 1.4.1 | Objetivos específicos |
| 1.5 | Estrutura do Trabalho |
| 2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA |
| 2.1 | Potencia em um sistema monofásico |
| 2.1.1 | Potência Instantânea |
| 2.1.2 | Potência média |
| 2.1.3 | Valor Eficaz ou RMS |
| 2.1.4 | Potência Aparente e Fator de Potência |
| 2.1.5 | Potência Complexa |
| 2.2 | Filtro Passivo |
| 2.2.1 | Filtro Passa Baixas |
| 2.2.2 | Filtro RL |
| 2.3 | Filtro Ativo |
| 2.4 | Conversor CC-CA |
| 2.4.1 | Conversor CC-CA Meia Ponte |
| 2.4.2 | Conversor CC-CA Ponte Completa |
| 2.5 | Métodos de modulação para o conversor CC-CA |
| 2.5.1 | Modulação com onda quadrada |
| 2.5.2 | Modulação por limites de corrente - MLC (Histerese) |
| 2.5.3 | Modulação por Largura de Pulso - MLP |
| 3 | DESCRIÇÃO DO SISTEMA |
| 3.1 | Rede Monofásica |
| 3.2 | Carga |
| 3.3 | Filtro Ativo de Potência |
| 3.4 | Circuito Integrador Senoidal de Terceira Ordem |
| 3.5 | Obtenção da corrente reativa |
| 3.6 | Controle em Modos Deslizantes |
| 4 | RESULTADOS |

| 4.1 | TOSSI |
|-----|--|
| 4.2 | Corrente de Referência 47 |
| 5 | CONSIDERAÇÕES FINAIS E PROPOSTA DE CONTINUIDADE . 54 |
| | REFERÊNCIAS |

1 Introdução

1.1 Contextualização do tema

Durante a revolução industrial a expansão do espaço urbano estava intimamente ligada às recentes descobertas feitas em torno da eletricidade, pois o acelerado crescimento industrial dependia de avanços na forma como a energia que sustentaria esse desenvolvimento pudesse ser gerada e transmitida. Durante as décadas de 1880 e 1890 ocorreu a disputa conceitual de Corrente contínua versus Corrente alternada, a chamada "Guerra das Correntes", entre o inventor e empresário Thomas Edison e o engenheiro eletricista Nicola Tesla, com o ultimo saindo vencedor ao final. A disputa realizada entre os inventores proporcionou os alicerces dos métodos de transmissão de energia elétrica por meios cabeados, hoje largamente e majoritariamente utilizados.(MURLIKY, 2017)

Em 1880 surgiu no Brasil a energia elétrica, simultaneamente ao inicio de seu uso comercial no exterior. A principio, a utilização de energia elétrica no Brasil foi limitada a alguns serviços públicos e á atividade fabril. Em 1890 existiam poucas empresas de energia elétrica que realizavam a prestação de serviços públicos locais e algumas empresas de energia para determinados fins fabris, que eram locais e independentes. Este fato demonstra a inexistência de qualquer campo organizacional. Em 1899 o grupo Light chegou em São Paulo e em 1905 no Rio de Janeiro. A Light contava com a disponibilidade de recursos estrangeiros para investimento no Brasil.(GOMES; VIEIRA, 2009).

Em 1924, instala-se no país uma subsidiária da Bond and Share Co., a American Foreign Power Company (Amforp), com a compra de várias pequenas concessionárias no interior de São Paulo. Três anos depois, a Amforp operava também em nove capitais e em São Gonçalo (RJ), Petrópolis (RJ) e Pelotas (RS). Em 1930, a maior parte das atividades ligadas à energia elétrica já estava concentrada nas mãos da Light e da Amforp. O parque gerador brasileiro, por sua vez, tornara-se predominantemente hidráulico. (GOMES et al., 2002)

Para o desenvolvimento do setor elétrico, o período 1930-45 se caracterizou por mudanças institucionais – Código de Águas – que levaram à forte centralização das decisões na esfera federal, em coerência com as mudanças estruturais do Estado brasileiro. As dificuldades do governo federal para regulamentar o Código eram reflexo das características monopolistas do setor e da presença majoritária do capital estrangeiro numa atividade que assumia crescente importância para o desenvolvimento econômico.(GOMES et al., 2002)

Entre o início da década de 1950, anos marcados pelo período pós-guerra, e o ano de 1962, ano em que foi aprovada pelo congresso a criação da Eletrobrás, o modelo brasileiro

de desenvolvimento econômico sofreu profundas alterações ao privilegiar a participação do Estado em funções produtivas e financeiras. No setor elétrico, as empresas estatais aumentaram sua participação na capacidade instalada de forma expressiva. Em 1965 a capacidade de geração de energia elétrica de empresas públicas correspondia a apenas 6,8 por cento do total instalado. Em 1962 a participação já era de 31,3 por cento, e em 1964, é inaugurada a maior hidrelétrica do Brasil- a Usina Hidrelétrica de Furnas- e em 1965 a participação do setor público na capacidade de geração superava a metade do total, atingindo 54,6 por cento. (SILVA, 2011)

Em 1971, o governo promoveu alterações na legislação tarifária para dar sustentação financeira ao setor. A Lei 5.655, de 20 de maio daquele ano, estabelece a garantia de remuneração de 10 % a 12 % do capital investido, a ser computada na tarifa. Com isso, o setor passou a gerar recursos não apenas para funcionar de maneira adequada,como também para autofinanciar sua expansão. (GOMES et al., 2002)

Em maio de 2001, tendo-se iniciado o período seco, com os reservatórios das usinas bastante deplecionados, o governo adotou medidas emergenciais para reduzir o risco de ocorrer, a curto prazo, um colapso na oferta de energia elétrica. Criou-se a Câmara de Gestão da Crise de Energia Elétrica (CGCE), com o objetivo de propor e implementar medidas emergenciais para compatibilizar a demanda com a geração de energia elétrica e, assim, evitar interrupções intempestivas no suprimento.(GOMES et al., 2002)

Em 2020, estima-se que o consumo de eletricidade será 61% superior que o ano de 2010, atingindo 730 TWh. A indústria nacional tem importante papel nessa expansão, sendo responsável por 138 TWh dos 277 TWh adicionais de consumo de eletricidade nesse período. Contudo, a autoprodução do setor industrial cresce a taxas superiores às da demanda de eletricidade desse setor, o que reduz a pressão da demanda sobre a expansão da oferta na rede do Sistema Elétrico. (TOLMASQUIM, 2012)

1.2 Motivação

Como apresentado em (ATAIDE, 1997), nas duas últimas décadas, pode-se observar o rápido avanço na área de eletrônica de potência ocasionado, dentro outros fatores, pelo surgimento de novos dispositivos semicondutores de potência (GTO, IGBT, MOSFET, MCT) com capacidade e velocidade de chaveamento cada vez maiores. Com isto, uma série de equipamentos puderam ser desenvolvidos e melhorados, sendo hoje amplamente empregados nas mais diversas áreas de nossas atividades, cabendo destacar as áreas residencial e industrial. São relevantes os benefícios oferecidos por esses equipamentos, no entanto a operação de tais equipamentos pode modificar a natureza senoidal de uma corrente da fonte de alimentação CA, tendo como resultado a injeção de harmônicos de corrente nesses sistema. Além da evolução da eletrônica, o aumento da demanda de energia elétrica torna-se necessária novas fontes de energia para suprir a demanda do sistema. Entre elas, pode-se destacar a geração distribuída (GD). Ao adicionar-se geração distribuída (GD) a um sistema de distribuição, impõe-se um conjunto de diferentes condições de funcionamento à rede, nomeadamente um fluxo de potência inverso, flutuações no perfil de tensão, aumento dos níveis de falhas, redução das perdas de energia, distorção harmônica e problemas de estabilidade, que afetam gravemente o funcionamento do sistema elétrico caso não haja os devidos cuidados.

Em geral, os problemas ocasionados pelas cargas não-lineares e o uso da GD no sistema elétrico estão relacionados com a qualidade da energia elétrica(QEE). Eles são identificados quando um equipamento alimentado pela rede elétrica deixa de funcionar como deveria. Assim uma lâmpada que apresenta variações luminosas, um motor que sofre vibrações mecânicas, equipamentos operando com sobreaquecimento, proteção atuando intempestivamente, capacitores com sobretensões ou sobrecorrentes podem ser indícios de problemas de QEE, como apresentado em (DECKMANN SIGMAR MAURER E POMILIO, 2011).

Se tais problemas não forem devidamente tratados pode haver prejuízos materiais (redução da vida útil de transformadores, motores, capacitores e equipamentos eletrônicos sensíveis), bem como ocorrer perturbações físicas em pessoas (incômodo visual devido ao efeito de cintilação, ou incômodo auditivo devido a ressonâncias eletromagnéticas), levando ao comprometimento da capacidade produtiva tanto das máquinas como das pessoas.

O crescimento das cargas não-lineares, o uso de GD e as consequências geradas foram fatores importantes para motivar o estudos e desenvolvimento de dispositivos que minimizassem seus impactos na rede elétrica. Desde então, surgiram dispositivos e técnicas que objetivaram a filtragem desses componentes harmônicos, sendo denominados de filtros passivos, pré-reguladores de fator de potência (PFP), filtros ativos de potência (FAP) e filtros híbridos, que são associações de filtros passivos com filtros ativos de potência. (PIMENTEL, 2006)

Os filtros ativos de potência (FAP), estudados neste trabalho, visam a eliminação dos componentes harmônicos de forma dinâmica e são colocados em série ou em paralelo com a unidade consumidora. Em série, eles são capazes de bloquear o fluxo harmônico na corrente da rede elétrica, de regular a tensão de alimentação da carga em situações de sobre ou subtensões, e também, de proporcionar que essa tensão tenha um formato de onda praticamente senoidal. Em paralelo, os filtros ativos normalmente não atuam como reguladores de tensão e permitem a compensação de reativos e componentes harmônicos (PIMENTEL, 2006).

1.3 Justificativa

Como apresentado, o número de cargas conectadas ao sistema tem crescido consideravelmente. Com a evolução da eletrônica, grande parte destas cargas são não-lineares, provocando harmônicas e diminuindo o fator de potência do sistema. Sendo assim, faz-se necessário o desenvolvimento de dispositivos a fim de controlar estas variáveis (harmônico e fator de potência).

Já existem diversos métodos de controle de corrente e técnicas de modulação, úteis para o chaveamento do conversor CC-CA, com isso, pode-se realizar simulações destes métodos em busca do que melhor atende as necessidades do sistema. Além disso, o filtro ativo de potência não impede a utilização de outros sistemas de compensação, tornando-o flexível e apresentando bons resultados no controle dessas variáveis.

1.4 Objetivos

Este trabalho visa o estudo de dispositivos condicionadores de rede, com objetivo de controlar a distorção harmônica total e a potência reativa do sistema.

1.4.1 Objetivos específicos

• Revisão bibliográfica sobre teoria de circuitos, conversor CC-CA, filtros ativos;

• Desenvolvimento de um circuito para obter a corrente de referência;

• Desenvolvimento de um controlador para determinar o chaveamento do filtro ativo de potência;

• Desenvolvimento do controlador em Modos Deslizantes para determinar um sinal de referência para o PWM.

• Simulação de uma rede com cargas não lineares e implementação do filtro ativo de potência.

1.5 Estrutura do Trabalho

O trabalho está dividido em capítulos para facilitar a compreensão do assunto abordado. O Capítulo 2- Fundamentação Teórica, traz conceitos básicos de teoria de circuitos CA, diferenciando as representações das potências ativa, reativa, média e instantânea. Neste capítulo esta contido a simplificação do diagrama de bloco do circuito TOSSI para a obtenção da função de transferência, além de apresentar a resposta em frequência e em fase deste circuito. Aplicando os conceitos do Capítulo 2, o Capítulo 3- Descrição do sistema, contém informações do sistema que será simulado, bem como características do valor da fonte, dos valores de resistência e indutância utilizados e explicações importantes para a compreensão dos circuitos em blocos desenvolvidos para a coleta da corrente de referência e a aplicação do controle por Modos Deslizantes.

O Capítulo 4- Resultado, mostrará o comportamento do sistema durante a simulação, podendo comprovar a eficácia do filtro aplicado. Com isso, serão determinados diferentes cenários, a fim de comprovar que o sistema apresenta resultados satisfatórios independente da carga utilizada. O Capítulo 5- Conclusão, apresentará os pontos positivos e negativos observados durante a realização do trabalho, bem como possíveis melhorias e/ou motivações para trabalhos futuros.

2 Fundamentação Teórica

Para o desenvolvimento do trabalho foi necessário realizar uma revisão bibliográfica desde conceitos básicos de circuitos, estudadas através do (SADIKU; ALEXANDER, 2013) onde pode-se compreender assuntos importantes para o comportamento do filtro proposto, entre esses assuntos pode-se destacar: circuitos RL, circuito CA, análise de potência CA e filtros passivos, que foram de grande importância para a realização do trabalho.

A teoria da modelagem de um sistema no domínio da frequência, da simplificação de diagramas de blocos pode ser estudada através do (NISE, 2013). Estes conceitos foram utilizados para obter a função de transferência do circuito TOSSI e gerar o diagrama de Bode. Este diagrama permite analisar a resposta da frequência do circuito TOSSI e a resposta em fase.

Através do artigo (FOGLI G.A.; FERNANDES, 2018) foi apresentada uma nova aplicação para o circuito TOSSI, que permitiu o desenvolvimento de um circuito capaz de gerar a corrente de compensação reativa. Utilizando-se do livro (HART, 2016) pode-se rever assuntos fundamentais para o trabalho, como métodos de modulação para obter sinais de chaveamento para o conversor CC-CA e diferentes modelos de conversores. Em (POMILIO, 1998) é apresentado o controle por histerese, onde trata-se de outro método para gerar os sinais de chaveamento e foi utilizado neste trabalho.

2.1 Potencia em um sistema monofásico

2.1.1 Potência Instantânea

Como apresentado em (SADIKU; ALEXANDER, 2013), a potência instantânea p(t) é dada pelo produto da tensão instantânea v(t) e a corrente instantânea i(t).

$$p(t) = v(t)i(t) \tag{2.1}$$

A potência instantânea é dada em watts. Esta potência é a taxa na qual um elemento absorve energia.

Considerando um circuito com excitação senoidal tem-se :

$$v(t) = V_m \cos(\omega t + \theta_v) \tag{2.2}$$

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \theta_i) \tag{2.3}$$

onde V_m e I_m são as amplitudes (ou valores de pico) e θ_v e θ_i são, respectivamente, os ângulos de fase da tensão e da corrente. A potência instantânea absorvida pelo circuito é:

$$p(t) = v(t)i(t) = V_m I_m \cos(\omega t + \theta_v)\cos(\omega t + \theta_i)$$
(2.4)

Com isso, a potência instantânea em um circuito com excitação senoidal pode-se ser dada por (2.5):

$$p(t) = \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v + \theta_i) + \frac{1}{2} V_m I_m \cos(2\omega t + \theta_v + \theta_i)$$
(2.5)

Na Figura 27, p(t) é a potência instantânea. A potência instantânea é formada por duas partes, na qual a primeira é constante ou independente do tempo e seu valor depende da diferença de fase entre a tensão e a corrente; a segunda parte é uma função senoidal cuja frequência é 2ω , que é o dobro da frequência angular da tensão ou da corrente.



Figura 1 – a) Corrente e tensão instantâneas b) Potência ativa e reativa instantânea e potência média. Fonte: (FOGLI G.A.; FERNANDES, 2018).

O termo (I) apresenta a parcela média da potência ativa e uma parcela que oscila com o dobro da frequência fundamental. Este termo é sempre maior que zero, garantindo o fluxo de potência unidirecional. O termo (II) apresenta média nula e uma oscilação com o dobro da frequência fundamental. Através das equações apresentadas anteriormente, com p(t) pode-se obter a potência média, representada na figura pela letra P. Esta potência média(P) possui frequência próxima de zero, ou seja, é um valor constante.

2.1.2 Potência média

Considerando T como o período da tensão ou da corrente, a potência média é dada por:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)dt \tag{2.6}$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v + \theta_i) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} V_m I_m \cos(2\omega t + \theta_v + \theta_i) dt$$
(2.7)

O primeiro integrando é constante, e a média de uma constante é a mesma constante. O segundo integrando é uma senoide, cuja média ao longo de seu período é zero; a área da senoide durante um semiciclo positivo é cancelada pela sua área durante o semiciclo negativo seguinte. Portanto, o segundo termo na equação desaparece e a potência média fica:

$$P = \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\theta_v - \theta_i) \tag{2.8}$$

2.1.3 Valor Eficaz ou RMS

O valor eficaz é a raiz (quadrada) da média do quadrado do sinal periódico. Portanto, o valor eficaz é conhecido como raiz do valor médio quadrático ou simplesmente valor RMS. Pra uma tensão $v(t) = V_m cos(\omega t)$,

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}} \int_0^T V_m^2 \cos^2(\theta_v - \theta_i) dt$$
(2.9)

2.1.4 Potência Aparente e Fator de Potência

Potência aparente (em VA) é o produto dos valores RMS da tensão e da corrente.

$$S = V_{RMS} I_{RMS}^* \tag{2.10}$$

Ela é medida em volt-ampères ou VA para distingui-la da potência média ou real, que é medida em watts. O fator de potência é adimensional, já que é a razão entre a potência média e a potência aparente,

$$FP = \frac{P}{S} = \cos(\theta_v - \theta_i) \tag{2.11}$$

2.1.5 Potência Complexa

A potência complexa é importante na análise de potência por conter todas as informações pertinentes à potência absorvida por uma determinada carga.

$$S = \frac{1}{2}VI^* = V_{RMS}I_{RMS} = P + jQ$$
(2.12)

onde P e Q são as partes real e imaginária da potência complexa.

$$P = V_{RMS} I_{RMS} cos(\theta_v - \theta_i) \tag{2.13}$$

$$Q = V_{RMS} I_{RMS} sen(\theta_v - \theta_i)$$
(2.14)

A potência real P é a potência média em watts liberada para uma carga; ela é a única potência útil e a potência real dissipada pela carga. A potência reativa Q é uma medida de troca de energia entre a fonte e a parte reativa da carga. A unidade de Q é o VAR (volt-ampère reativo) para diferenciá-la da potência real cuja unidade é o watt.Assim como a potência, a corrente pode ser dividida em parcela Ativa (I_p) e Reativa (I_q) , como apresentado na Figura 2. A corrente total será:

$$I = I_p + jI_q \tag{2.15}$$

A parcela ativa encontra-se em fase com a tensão, como apresentado na Figura 2. A parcela reativa encontra-se defasada de ϕ , que é o ângulo da corrente I. Ao separar as correntes ativa e reativa torna-se possível a regulação da potência ativa e reativa de forma independente. Este conceito será aplicado para obter a corrente de compensação.

2.2 Filtro Passivo

Filtros Ativos utilizando capacitores (C) e indutores (L) são utilizados em ambientes industriais com a finalidade de eliminar harmônicas. Os filtro LC são sintonizados nas frequências harmônicas de menor ordem, servindo como caminho de baixa impedância para as componentes harmônicas, impedindo que as mesmas alcancem a rede de alimentação, como apresentado em (ATAIDE, 1997).

Porém, este método possui algumas desvantagens como:

- Características de filtragem dependentes da fonte CA e do restante do circuito;
- Susceptibilidade à ocorrência de ressonância série entre fonte e filtro;

• Características de filtragem sensíveis a variações na fonte CA e de harmônicos(transitórios);

• Filtros passivos são volumosos, ocupando bastante espaço nas subestações.



Figura 2 – a) Representação Fasorial da corrente e tensão b) Representação no domínio do tempo. Fonte: (FOGLI G.A.; FERNANDES, 2018).



Figura 3 – Filtro Passivo- Fonte: (ATAIDE, 1997).

2.2.1 Filtro Passa Baixas

Os filtros passa-baixas ideais são projetados a fim de atenuar frequências abaixo da frequência de corte do filtro. O ganho considerado é unitário, ou seja, o módulo do sinal de entrada é igual ao de saída. Para frequências acima da frequência de corte o ganho é zero, ou seja, o módulo do sinal de saída é atenuado até zero.

Na prática, porém, não se obtém resposta em frequência de um filtro passa-baixa ideal. Dentre as formas de implementação de um filtro passivo passa-baixas pode-se destacar o filtro RL, utilizado neste trabalho.

2.2.2 Filtro RL

Um circuito RL passivo pode comportar-se como um filtro passa-baixa real.

Para sinais de baixa frequência o indutor apresenta baixa reatância, XL « R e seu comportamento tende a um curto-circuito. Desta forma, a maior parcela da tensão de



Figura 4 – Filtro Passa-Baixas Ideal.

entrada estará sobre o resistor de saída. Com isso, o circuito permite a passagem de sinais nas baixas frequências, considerando este valor como frequências abaixo da frequência de corte.

Para sinais de altas frequências o indutor apresenta alta reatância, XL » R e seu comportamento tende a um circuito aberto. Desta forma, a maior parcela da tensão de entrada estará sobre o indutor e a tensão sobre o resistor de saída será muito pequena. Com isso, o circuito rejeita faixas de frequências maiores que a frequência de corte.



Figura 5 – Filtro Passa-Baixas RL.

Para este circuito a corrente em função da tensão de saída pode ser dada pela expressão:

$$V_s = I_s R + \frac{d}{dt} I_s L \tag{2.16}$$

Aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

$$V_s = I_s R + s I_s L \tag{2.17}$$

A função de transferência é dada por:

$$H(s) = \frac{V_s}{I_s} \tag{2.18}$$

Portanto, esta expressão é a Função de Transferência de um Filtro Passa-Baixo RL é dada por:

$$H(s) = \frac{1}{sL+R} \tag{2.19}$$

A frequência de corte de um filtro passa-baixas RL é dada por:

$$\omega_s = \frac{R}{L} \tag{2.20}$$

2.3 Filtro Ativo

O Filtro Ativo de Potência tem como função eliminar dinamicamente harmônicos injetados no sistema CA. Isso é feito mediante a injeção de uma corrente adequada (filtro em paralelo) ou através da introdução de uma tensão em série entre os terminais da carga e da fonte CA(filtro em serie).(ATAIDE, 1997)

Para gerar essa corrente ou tensão utilizam-se inversores que operam com frequência de chaveamento elevada, usando alguma técnica de modulação(PWM, delta, histerese, etc). O princípio básico do filtro ativo de potência foi proposto no final dos anos 60. Devido ao estado de arte nessa época(semicondutores e técnicas de controle) poucos trabalhos práticos foram feitos em laboratórios. Nos anos 80, com o surgimento de novos semicondutores de potência e com o desenvolvimento de novas técnicas de compensação de harmônicas, baseados no domínio da frequência, que baseavam na amostragem de pelo menos um período da corrente do sistema, no cálculo dos harmônicos contidos na mesma (FFT, Sérier detector Fourier, etc) e na posterior injeção das correntes de compensação na fonte CA.

Em 1983, (AKAGI, 1983) apresentaram uma nova teoria sobre potências real e imaginária que impulsionou grandemente as pesquisas de Filtro ativo de Potência (FAP). Esta teoria possibilitou o desenvolvimento de FAP SHUNT, que não necessitavam de elementos armazenadores de energia para compensação de reativos. Mais tarde foram desenvolvidos trabalhos na área de FAP série. A teoria introduzida por AKAGI está baseada no domínio do tempo, permitindo compensação em tempo real, o que se traduz numa melhor performance dos FAPs principalmente nos transitórios.

2.4 Conversor CC-CA

Conversores CC-CA são também denominados na literatura como inversores de frequência. Estes conversores usam em sua estrutura chaves semicondutoras autocomutadas (IGBT,MOSFET, GTO, TJB, etc.), os quais permitem o controle dos instantes de disparo e corte através de sinais elétricos aplicados em seus terminais de gate. O fato do conversor ser chaveado, gerando normalmente um sinal de corrente não senoidal gera harmônicos na rede. O que permite a utilização do conversor CC-CA no presente trabalho é o fato do mesmo trabalhar em altas frequências, podendo ser filtrada as componentes harmônicas facilmente, portanto não interferem de forma significativa nas componentes harmônicas do sistema e nos resultados esperados.



Figura 6 – Chaves utilizadas nos conversores CC-CA Fonte: (HART, 2016).

2.4.1 Conversor CC-CA Meia Ponte



Figura 7 – Conversore CC-CA Meia Ponte. Fonte: (HART, 2016).

As chaves devem ser controladas de maneira complementar:

- Quando S1 estiver fechada, S2 deverá estar aberta.
- Quando S2 estiver fechada, S1 deverá estar aberta.

Ou seja, as duas chaves não podem estar fechadas simultaneamente pois ocorrerá um curto. A amplitude da tensão da carga (v_0) é dada por:

$$v_0 = +\frac{V_{cc}}{2} \tag{2.21}$$

para a chave S_1 fechada e a chave S_2 aberta.

$$v_0 = -\frac{V_{cc}}{2}$$
(2.22)

para a chave S_2 fechada e a chave S_1 aberta.

2.4.2 Conversor CC-CA Ponte Completa

O princípio de funcionamento do Conversor CC-CA ponte completa é equivalente ao conversor apresentado anteriormente. Porém as chaves $S_1 \in S_4$ ou $S_2 \in S_3$ não podem ser fechadas ao mesmo tempo, pois ocasionaria um curto na fonte.



Figura 8 – Conversor CC-CA- Fonte: (HART, 2016).

A amplitude máxima da tensão da carga v_0 é a mesma amplitude da fonte, ou seja, V_{dc} . Na Figura 9 a) equivale as chaves $S_1 \in S_2$ fechadas, permitindo a passagem de corrente pela carga. Na letra b) as chaves $S_3 \in S_4$ estão fechadas e também permitem a passagem de corrente. Nas letras c) e d) ocorreu um curto-circuito na carga, pois não foram satisfeitas as condições de chaveamento paras as chaves $S_1 \in S_2$, $S_3 \in S_4$.



Figura 9 – Etapas do conversor CC-CA Fonte: (HART, 2016).

2.5 Métodos de modulação para o conversor CC-CA

Os sinais de chaveamento do conversor CC-CA podem ser obtidos por diferentes métodos, denominado modulação. Esses métodos são aplicados a fim de obter o sinal para ativar/desativar as chaves do conversor CC-CA. Entre eles estão o inversor de onda quadrada, inversor por largura de pulsos (PWM) e controle por histerese. Para o trabalho utilizou-se o conversor CC-CA chaveado através do controle por histerese.

2.5.1 Modulação com onda quadrada.

Como apresentado em (POMILIO, 1998), a modulação com onda quadrada permite ajustar o valor eficaz da tensão de saída e eliminar algumas harmônicas. Neste método deseja-se manter um nível de tensão nulo sobre a carga durante parte do período, e em outro intervalo de tempo espera-se um valor de tensão igual a Vcc/2, no caso de um conversor CC-CA Meia Ponte, e Vcc no caso da Ponte Completa. Para obter este tipo de onda, devem ser atendidos os requisitos apresentados anteriormente para conversor CC-CA ponte completa e conversor CC-CA Meia-Ponte.

Pela Figura 10, nota-se que estão presentes os múltiplos ímpares da frequência de chaveamento, onde pode-se concluir que a filtragem de tal sinal para a obtenção apenas da fundamental exige um filtro com frequência de corte muito próxima da própria frequência desejada. Este espectro varia de acordo com a largura do pulso. Para este caso particular não estão presentes os múltiplos da terceira harmônica.



Figura 10 – Método de chaveamento: onda quadrada Fonte: (POMILIO, 1998).

2.5.2 Modulação por limites de corrente - MLC (Histerese)

Como apresentado em (POMILIO, 1998), no controle por histerese são estabelecidos os limites máximo e mínimo da corrente, fazendo-se o chaveamento em função de serem atingidos tais valores extremos. O valor instantâneo da corrente, em regime, é mantido sempre dentro dos limites estabelecidos e o conversor comporta-se como uma fonte de corrente.

Tanto a frequência quanto a largura de pulso (também denominada de ciclo de trabalho ou razão cíclica) são variáveis, dependendo dos parâmetros do circuito e dos limites impostos. A Figura 11 mostra as formas de onda para este tipo de controlador. O controle por histerese só é possível em malha fechada, pois é necessário medir instantaneamente a variável de saída. Por esta razão, a relação entre o sinal de controle e a tensão média de saída é direta. Este tipo de modulação é usado, principalmente, em fontes com controle de corrente e que tenha um elemento de filtro indutivo na saída. A obtenção de um sinal MLC pode ser adquirida com o uso de um comparador com histerese, atuando a partir da realimentação do valor instantâneo da corrente. A referência de corrente é dada pelo erro da tensão de saída (através de um controlador integral). Pode-se variar a banda de histerese, buscando minimizar a variação da frequência. Em princípio o controle por histerese pode ser aplicado também no controle de tensão, desde que a fonte tenha um comportamento de fonte de corrente.

2.5.3 Modulação por Largura de Pulso - MLP

A modulação por largura de pulso-PWM (em inglês Pulse Width Modulation) apresentada em (HART, 2016) é uma técnica normalmente utilizada para o acionamento de chaves eletrônicas, que neste contexto trata-se de chaves do conversor CC-CA. Com isso, é possível controlar a corrente injetada na rede, através do sinais de chaveamento



Figura 11 – Controle por histerese- Fonte: (POMILIO, 1998).

que seguem o sinal de referência, equivalente as correntes de compensação. Este sinal de referência é chamado de onda moduladora. Além disso, neste método é necessário uma onda triangular (portadora), que controla a frequência de chaveamento do conversor. A modulação PWM pode ser realizada por dois métodos: unipolar e bipolar. A frequência da onda triangular (chamada portadora) deve ser, no mínimo 10 vezes superior à máxima frequência da onda de referência, para que se obtenha uma reprodução aceitável do sinal de referência, agora modulado, na forma de onda sobre a carga, após efetuada a adequada filtragem. A largura do pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude relativa da referência em comparação com a portadora (triangular).(POMILIO, 1998)

A tensão de saída, que é aplicada à carga, é formada por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC e duração variável. A Figura 12 mostra a modulação de uma onda senoidal, produzindo na saída uma tensão com 2 níveis, na frequência da onda triangular.

As estratégias de modulação PWM podem ser agrupadas em:

• Modulação fixa: onde os conversores operam com um número fixo de comutações por ciclo;

• Modulação programada: os instantes de chaveamentos são pré-definidos e tem como objetivo eliminar alguns harmônicos;

• Modulação em tempo real: os instantes de comutação das chaves dos inversores são determinados "tempo real".



Figura 12 – Modulação PWM- Fonte: (HART, 2016).

3 Descrição do sistema

Utilizando o software PSIM pode-se simular uma rede monofásica com carga não linear e o filtro ativo de potência estudado para tal aplicação. Esta simulação foi dividida em blocos pra facilitar a implementação e o entendimento. Entre eles destaca-se:

- Rede monofásica
- Filtro Ativo de Potência
- Correntes de Referência
- Controle em Modos Deslizantes

3.1 Rede Monofásica

A Figura 13 abaixo representa uma rede monofásica. Contém uma fonte de tensão senoidal com valor de 127 V rms e uma carga em série. A intenção é simular o sistema considerando uma carga com componentes lineares e não lineares. Nos pontos A e B será conectado o filtro ativo de potência.



Figura 13 – Rede monofásica.

3.2 Carga

Para a análise dos resultados definiu-se a carga como um circuito RL em paralelo com um retificador de onda completa utilizando ponte de diodos. A carga CA é formada por um resistor 1 Ω e um indutor de 5 mH. A carga CC é formada por um resistor de 5 Ω e um indutor de 10 mH.



Figura 14 – Carga do sistema.

3.3 Filtro Ativo de Potência

O Filtro Ativo de Potencia é conectado em paralelo com a rede. O circuito do FAP corresponde a um conversor CC-CA. Sua função é injetar uma corrente de compensação para atenuar as componentes harmônicas e compensar o fator de potência, caso a carga apresente estas características. Esta corrente de compensação é gerada a partir do acionamento das chaves IGBTs. Além disso, o circuito apresenta um filtro RL, composto por um resistor de 0,33 Ω e um indutor de 2,5 mH. A função deste filtro é atenuar frequências superiores a 42 Hz, permitindo que a corrente injetada na rede seja bem próxima da corrente de referência.



Figura 15 – Filtro Ativo de Potência.

A função do filtro RL é atenuar as harmônicas geradas pelo conversor CC-CA. Como as componentes de frequência geradas pelo conversor possuem espectro de frequência acima de 20 kHz, devido a alta frequência de chaveamento, o filtro RL responde de forma satisfatória, atenuando as harmônicas geradas pelo chaveamento do conversor CC-CA. No filtro, considerou-se R- 0,33 Ω e L= 1,25 mH. Com isso, a frequência de corte é dada por:

$$\omega_c = \frac{R}{L} = \frac{0.33}{0.00125} = 264 rad/s \tag{3.1}$$

A função de transferência é dada por:

$$H(s) = \frac{1}{0,00125s + 0,33} \tag{3.2}$$

O comportamento deste filtro passivo é apresentado na Figura 16.



Figura 16 – Diagrama de Bode do filtro passivo RL.

3.4 Circuito Integrador Senoidal de Terceira Ordem

Em (CHILIPI et al., 2018) é apresentado o Circuito Integrador Senoidal de Terceira Ordem (TOSSI). Este circuito possibilita obter dois sinais relacionados ao sinal de entrada. Um em fase e outro defasado de 90 graus, além do mais, ele elimina as componentes harmônicas do sinal.



Figura 17 – Circuito TOSSI.

Este mesmo circuito pode ser representado em função de
s, como apresentado na Figua 18. Aplicando conceitos de modelagem e análises de sistemas visto em (NISE, 2013) pode-se obter a função de transferência deste circuito, que relaciona a entrada X com a saída em fase X_{fase} . As figuras a seguir mostram o passo a passo da simplificação.



Figura 18 – Circuito TOSSI em função de s.



Figura 19 – Simplificação do circuito TOSSI em função de X_{fase} .



Figura 20 – Etapas de simplificação do circuito TOSSI em função de X_{fase} .

Com isso, a função de transferência é dada por:

$$\frac{X_{fase}(s)}{X(s)} = \frac{sk_1(w_1)^2}{s^3 + s^2(w_1k_2) + (k_1+1)w_1s + (w_1)^3k_2}$$
(3.3)

Da mesma forma, obteve-se a função de transferência que relacione a entrada e a saída defasada em 90 graus.



Figura 21 – Simplificação do circuito TOSSI em função de X_{def} .



Figura 22 – Etapas de simplificação do circuito TOSSI em função de X_{def} .

Desta forma a função de transferência é dada por:

$$\frac{X_{def}(s)}{X(s)} = \frac{k_1(w_1)^3}{s^3 + s^2(w_1k_2) + (k_1+1)w_1s + (w_1)^3k_2}$$
(3.4)

Através das duas funções de transferência obtidas, gerou-se o diagrama de Bode, contendo informações da fase e magnitude do circuito TOSSI.



Figura 23 – Diagrama de Bode das equações 3.3 e 3.4.

3.5 Obtenção da corrente reativa

O circuito TOSSI, apresentado na seção anterior, é de grande importância devido a sua aplicabilidade em outro circuito, denominado neste trabalho como obtenção da corrente reativa. Este circuito determina a magnitude da corrente reativa, dado um sinal de corrente de entrada. O esquemático é apresentado na Figura 24.



Figura 24 – Controle da corrente reativa.

O ponto "A" equivale a:

$$A = I_{def}^2 \tag{3.5}$$

sendo I_{def} , o valor da corrente defasada de 90 graus. Este sinal foi obtido através do circuito TOSSI apresentado anteriormente. O ponto "B" equivale a:

$$B = I_{fase}^2 \tag{3.6}$$

sendo I_{fase} o sinal de corrente sem harmônico e em fase obtido através do circuito TOSSI. Com isso, o ponto "C" equivale ao módulo dos sinais I_{fase} e I_{def} .

$$C = \sqrt{I_{fase}^2 + I_{def}^2} = I_{total} \tag{3.7}$$

No ponto "D", ao dividir o valor de "C" por $\sqrt{2}$, obtém-se o valor RMS de I_{total} , ou seja:

$$D = \frac{I_{total}}{\sqrt{2}} = I_{total}(rms) \tag{3.8}$$

Através do sinal I_{fase} , pode-se multiplica-lo pela tensão da carga (V). Este valor refere-se ao ponto "E" do circuito em análise, equivalente a potência instantânea do sistema.

$$E = I_{fase}V = P_{instant\hat{a}nea} \tag{3.9}$$

Ao submeter o sinal "E" a um Filtro Deslizante com característica passa baixa (FPB), determina-se a potência média. Como esta potência é composta por componentes em baixas frequências este filtro atua de maneira satisfatória.

O filtro utilizado para determinar a potência média realiza o calculo da integral da potência instantânea em um período da fundamental T. Esta operação é realizada a cada período de amostragem. Este período é dado por:

$$T_s(s) = \frac{1}{120} \tag{3.10}$$

A função de transferência deste filtro é dada por:

$$G(s) = \frac{1}{T_s} (1 - e^{-T_s})$$
(3.11)

O ponto "F" equivale a corrente ativa. Visto que:

$$F = \frac{P_{media}}{V_{rms}} = I_{ativa}(rms) \tag{3.12}$$

Com isso, o ponto "G" deste circuito pode ser determinado como:

$$G = \sqrt{I_{total}(rms)^2 - I_{ativa}(rms)^2} = I_{reativa}(rms)$$
(3.13)

No ponto "H" calcula-se a tangente inversa do valor da tensão de fase (V_{fase}) pela tensão defasada de 90 graus (V_{def}) . No ponto "I" calcula-se a tangente inversa da corrente de fase (I_{fase}) pela corrente defasada de 90 graus (I_{def}) . Com isso, calcula-se a diferença entre "H" e "I", onde é obtido o ângulo de defasamento entre os sinais de tensão e corrente. O ponto "J" é dado pelo seno desta diferença. A função "sign" permite uma análise a

fim de determinar se este ângulo possui comportamento capacitivo ou indutivo. Porém, este valor será continuo no tempo, podendo assumir 1 ou -1. Como a forma de onda da corrente reativa é senoidal, assim como I_{total} , é necessário que ele apresente também um comportamento senoidal. Para isso, divide-se a tensão defasada de 90 graus (V_{def}) pelo valor de V_{max} , que equivale ao ponto "L" do circuito em análise, resultando em uma senoide de amplitude 1. Portanto, o ponto "M" apresenta um sinal senoidal de amplitude unitária e que determina a característica do fator de potência. A etapa descrita equivale ao circuito detector de carga, representado na Figura 24.

O sinal de $I_{reativa}$ é multiplicado pelo sinal do ponto "M". Posteriormente multiplicase este novo sinal por $\sqrt{2}$ para determinar o valor máximo da corrente de compensação reativa. O que possibilita esta operação é o fato deste sinal não possuir harmônicas. Então, obteve-se a corrente de compensação, representada na Figura 24.

3.6 Controle em Modos Deslizantes

Considere um espaço contendo uma superfície. Nesta superfície há um ponto O que é um ponto estável e será denominado ponto de equilíbrio. Este ponto é o destino ao qual se deseja guiar as variáveis de estado do sistema. Considere agora um ponto de partida arbitrariamente localizado fora da superfície S e distante do ponto de equilíbrio. Sem nenhuma ação de controle a variável de estado é manipulada de acordo com as características naturais do sistema. Contudo, com uma adequada ação de controle é possível definir o perfil da trajetória. Diferentes ações de controle podem ser aplicadas para levar a variável atá o ponto O.

A Figura 25 ilustra a trajetória da variável de estado a partir da sua posição inicial até o ponto de equilíbrio. Este percurso pode ser dividido em duas etapas, na primeira deve-se levar até à superfície, para em seguida, permitir que a variável de estado "deslize"até chegar ao ponto de equilíbrio. Ambas as etapas s ao chamadas de fase de alcance e Fase de chaveamento, respectivamente. A superfície que guia a trajetória é comumente chamada de superfície deslizante ou plano deslizante. Um controle como este é chamado de Modos Deslizantes.

Este sistema de controle utiliza um sistema de coordenada "A", com o propósito de dispensar a necessidade de um circuito de sincronismo. A utilização desta variável é devido o sistema ser monofásico, não sendo necessário o uso de outras variáveis.

Para a Fase de Alcance deve-se garantir que independente da condição inicial a trajetória controlada do sistema é sempre direcionada para a superfície deslizante. Este requisito é chamado de hitting condition. A condição necessária e suficiente para satisfazer



Figura 25 – Representação gráfica da trajetória do sistema: (a) Fase de alcance; (b) Fase de chaveamento.

a hitting condition é dada pela seguinte inequação (TAN; LAI; TSE, 2011):

$$S\frac{dS}{dt} < 0 \tag{3.14}$$

A inequação é um resultado parcial do Segundo Teorema de Lyapunov no qual a função candidata é dada por:

$$W = \frac{1}{2}S^T S \tag{3.15}$$

As equações anteriores garantem que o ponto em análise seja atraído para a superfície deslizante (TAN; LAI; TSE, 2011). Para a fase de chaveamento, deve-se garantir que o sistema não saia do plano deslizante e siga em direção ao ponto de equilíbrio. Para

isso, deve-se garantir as seguintes condições:

$$\lim_{S \to 0^+} \frac{dS}{dt} S^T < 0 \tag{3.16}$$

$$\lim_{S \to 0^-} \frac{dS}{dt} S^T > 0 \tag{3.17}$$

A terceira condição é chamada de condição de estabilidade que deve garantir que o sistema seja capaz de se manter no ponto de equilíbrio.

A superfície de chaveamento $S = [S_A]^T$ para controlar as variáveis do conversor, assegurar uma resposta transitória e minimizar o erro em regime permanente é descrita através da equação:

$$S_A = e_A + C_A \int_0^t e_A(\tau) dt - e_A(0)$$
(3.18)

Em que $e_A = (i_{Ref} - i_{FAP})$, ou seja, refere-se ao erro do sistema, que equivale a diferença entre o sinal da corrente de referencia e o sinal da corrente do filtro ativo de potência. C_A é a constante que garante o tempo de convergência do sistema.

Esta equação foi implementada no software PSIM utilizando o diagrama de blocos, como pode-se observar na Figura 26.



Figura 26 – Obtenção da superfície.

A Figura 26 mostra o circuito em diagrama de blocos utilizado para a obtenção do erro e dos sinais de controle. Estes sinais serão utilizados no circuito para Ação de Controle da Figura 27. O sinal da corrente de referência (Iref) é multiplicado pelo sinal "Inicio". Este sinal "Inicio" determina quando o sistema de compensação começará a atuar. Posteriormente, o resultado desta multiplicação é subtraída do sinal de corrente do FAP (IFAP). Esta operação resulta no sinal de erro deste sistema. Ao multiplicar o sinal do erro pela constante C_A e integrar, é obtido a integral do erro. No circuito, este sinal do erro é somado ao sinal da integral do erro. Esta operação resulta em um sinal determinado com "Se". Ao aplicar uma derivada, é obtida a derivada deste sinal "Se". O mesmo sinal "Se" é aplicado a um bloco C, juntamente com os sinais do erro e a integral do erro, obtidos anteriormente. Este bloco C tem como função determinar um limiar tanto para o erro, quanto para o sinal "Se". Com isso, a saída do bloco C apresenta o novo valor do erro e o novo valor de "Se" , agora representado como "Se sign".

Assumindo S_A nulo, a superfície de chaveamento que força o preciso rastreamento das correntes do retificador são obtidas através da derivada.

$$\frac{de_A}{dt} = -C_A e_A(t) \tag{3.19}$$

Este sistema converge assintoticamente para a origem, com as constantes de tempo de $\frac{1}{C_A}$. Derivando o vetor S, tem -se:

$$\frac{dS_A}{dt} = \frac{de_A}{dt} + C_A e_A(t) = \frac{dI_{Ref}}{dt} - \frac{dI_{FAP}}{dt} + C_A (I_{Ref} - I_{FAP})$$
(3.20)

Usando o conceito de vetor espacial é possível equacionar a derivada de corrente so retificador, ou seja, a corrente do FAP.

$$\frac{dI_{FAP}}{dt} = \frac{1}{L_{FAP}} (V_{FAP} - V_{REDE}) - \frac{R_{FAP}}{L_{FAP}} I_{FAP}$$
(3.21)

Considere a seleção de uma função quadrática de Lyapunov que direciona as variáveis do sistema para uma posição estável,

$$W = \frac{1}{2}S^T S \ge 0 \tag{3.22}$$

e sua derivada sendo:

$$\frac{dW}{dt} = S^T \frac{dS}{dt} \tag{3.23}$$

Desde que a derivada em função do tempo de W seja negativa definida com S $\neq 0$, é possível reescrever a lei de controle,

$$V_{REF} = L_{FAP}\omega_1 V_{REDE} - R_{FAP}I_{FAP} + V_{Carga} + L_{FAP}C_A(I_{Ref} - I_{FAP}) + L_{FAP}K_A sgn(S_A)$$

$$(3.24)$$

em que K_A equivale ao ganho do controlador e o operador sig representa a função sinal para a superfície S_A . O primeiro termo da equação equivale a derivada da corrente de referência.

A Figura 27 apresenta o circuito em diagrama de blocos utilizado para realizar a Ação de Controle, baseado na equação 5. O sinal da corrente de referência "Iref" é derivada e aplica-se um filtro passa baixas. Este novo sinal é multiplicado por L_{FAP} . Os valores de

'K' na figura equivalem a '1'. A este sinal é somado um sinal obtido pela multiplicação entre o sinal da corrente do FAP e uma constante de R_{FAP} . O sinal obtido com esta operação é adicionado ao sinal da tensão da carga (Vcarga). O sinal de erro é multiplicado por C_A e o resultado desta multiplicação é novamente multiplicado por L_{FAP} e acrescido ao sinal das operações anteriores. Por fim, o sinal 'Se sign' é multiplicado por K_A e logo após por L_{FAP} , que acrescido ás operações anteriores resulta no sinal de tensão de referência (Vref).Este sinal (Vref) será utilizado como parâmetro para um circuito comparador a fim de obter o sinais de chaveamento do conversor CC-CA, apresentado na Figura 12.



Figura 27 – Ação de Controle.

O sinal de referência, obtido é aplicado ao circuito PWM, representado na 12. Este circuito recebe o sinal de referência (V_{REF}) e o divide por 311. O resultado desta divisão é aplicada ao comparador, sendo comparado com um sinal triangular. Quando o sinal (V_{REF}) for maior que o sinal triangular, a saída é 1, caso contrário a saída é 0.

As saída são multiplicadas pelo Inicio da compensação, ou seja, enquanto Inicio=0 não haverá compensação do sistema. Além disso, é preciso de duas saídas, S_1 e S_2 , como a condição de funcionamento para o chaveando do conversor CC-CA é que as duas chaves não podem atuar ao mesmo tempo, uma saída é barrada da outra, o que garante que quando uma for 0 a outra será 1.

Com isso, obtém-se o sinal de chaveamento do conversor CC-CA, que fornecerá uma corrente igual á corrente de referência, de modo a compensar o fator de potência e os harmônicos da rede.



Figura 28 – Modulação PWM.

Todos os circuitos das Figuras 26, 27 e 28 compõe o controlador utilizado. Este novo método de controle é determinado como: 'Controle em Modo Deslizante'.

| Parametro | Valor |
|---|------------------|
| Indutância do filtro de saída do inversor (L_{FAP}) | 2,5 mH |
| Resistor do filtro de saída do inversor (R_{FAP}) | $0.333 \ \Omega$ |
| Constante para tempo de convergência (C_A) | 2640 |
| Ganhos do controlador (K_A) | 1320 |

Tabela 1 – Parâmetro do Controle por Modos Deslizantes

Um exemplo do comportamento do controlador é apresentado na Figura 29. De acordo com a fase escolhida para o sinal de referência, representado por i_g^* , sendo a corrente do FAP representada por i_g , o sistema já encontra-se em regime permanente, visto que o erro é nulo. Desta forma, no instante em que a corrente de referência tem seu valor máximo, aplica-se uma variação em degrau na corrente de referência, permitindo analisar a resposta transitória do controlador. Neste intervalo pode-se dividir o comportamento do controlador em dois intervalos. Entre os pontos A e B o controle encontra-se na Fase de Alcançabilidade em que o seu principal objetivo consiste em levar a trajetória da variável de estado em encontro à superfície de deslizamento. Para isso o controle força a função sinal para a posição -1. Após o instante B, o sistema entra na Fase de chaveamento, em que a trajetória encontra a superfície de deslizamento, tornando o sistema, a partir daqui, robusto à variações paramétricas. O tempo de convergência, necessário para que o sistema entre em regime permanente, ou no caso até chegar o ponto C, é definido pela relação $1/C_A$.

Uma outra forma de analisar o comportamento deste controlador é através do plano de fase, em que pode-se visualizar com mais clareza as duas etapas de convergência do controlador. A Figura 30 apresenta o plano de fase deste sistema e a superfície deslizante. Pouco após o instante t = 0.2 s aplica-se novamente uma variação instantânea no sinal de referência. Novamente, há as Fases de Alcançabilidade e Chaveamento, delimitadas pelos pontos D, E e F. Contudo, desta vez, o sinal de saída da função sinal é positivo devido à trajetória se encontrar acima da superfície. Durante todo o funcionamento do sistema é possível verificar o satisfatório comportamento do controlador de corrente em modos deslizantes.



Figura 29 – Resposta do sistema para variações do sinal de referência: (a) Forma de onda da corrente do circuito; (b) erro e integral do erro de corrente.



Figura 30 – Controle em Modos Deslizantes.

4 Resultados

Através do software PSIM pode-se simular o sistema, observando separadamente o comportamento dos circuitos implementados como o circuito TOSSI, as Correntes de Referência, o Filtro Ativo de Potência e o Controle por Modos Deslizantes. Inicialmente, esses resultados foram analisados através dos circuitos em diagramas de blocos. Posteriormente os circuitos em diagramas de blocos foram implementados no bloco C, visto que tratam-se de controladores que serão programados em linguagem C para serem utilizados em sistemas reais. Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos, descrevendo o comportamento e realizando a análise dos resultados dos pontos pertinentes, visando comprovar a eficácia dos circuitos desenvolvidos e a utilidade dos mesmos ao comporem o sistema.

Para isso, utilizou-se uma carga não linear, que consequentemente produz harmônicos que interferem na corrente da rede. Esta carga produzirá um fator de potência que deverá ser compensado. Admitindo-se estas condições, será possível analisar o comportamento do Filtro Ativo de Potência tanto para a compensação de harmônicas quanto para a compensação de fator de potência.



Figura 31 – Sistema de uma rede monofásica.

A Figura 32 apresenta a corrente da carga, que possui forma de onda senoidal distorcida, devido as componentes harmônicas. Através da simulação pode-se observar que a THD é de "0,1029". Ao analisar a Figura 33, que apresenta o sinal da tensão e o sinal da corrente da rede, observa-se que o fator de potência é de "0,83", sendo necessário a compensação.



Figura 32 – Corrente da carga.



Figura 33 – Corrente e tensão da rede.

4.1 TOSSI

Ao simular o Circuito Integrador Senoidal de Terceira Ordem(TOSSI) comprovou-se sua eficácia para gerar um sinal em fase com o sinal de entrada e outro defasado de 90 graus, como mostra na 34, onde utiliza-se o sinal da corrente da carga I_{carga} na entrada do circuito.

O comportamento é satisfatório também quando aplica-se na entrada do circuito a tensão da carga V_{carga} , resultando em uma tensão em fase e outra defasada de 90 graus.



Figura 34 – Corrente em fase e defasada de 90 graus.

4.2 Corrente de Referência

Obteve-se a corrente para a compensação da corrente reativa, através da simulação do bloco da Figura 35. A Figura 35 apresenta o sinal no ponto C deste circuito, que equivale ao módulo da corrente total da carga.



Figura 35 – Ponto C: Módulo da corrente total da carga da Figura 24.

A Figura 36 apresenta o sinal no ponto "E" do circuito em análise, equivalente a potência instantânea. Na Figura 37 consta o sinal no ponto "F" neste mesmo circuito, que refere-se a parcela de corrente ativa da carga.



Figura 36 – Ponto E: Potência instantânea da Figura 24.

Com isso, a Figura 38 representa sinal de saída do circuito em análise. Deste modo, obteve-se o sinal de compensação da corrente reativa. A figura apresenta também o sinal de tensão da rede, onde pode-se perceber que a corrente reativa possui um defasamento de 90 graus em relação a tensão.

A corrente da carga possui componentes harmônicas e fator de potência atrasado, que pode ser comprovado pela simulação. A corrente em fase,obtida pelo circuito TOSSI, não possui componentes harmônicas e não possui atraso no fator de potência. Ao subtrair a corrente em fase da corrente da carga pode-se determinar a parcela de corrente para compensação das harmônicas.

Tendo a parcela de corrente para compensação reativa, e a parcela de corrente para compensação das harmônicas, pode-se somar os dois sinais, alcançando assim a corrente de compensação do sistema, como apresentado na Figura 42.

Ao encontrar a forma de onda a corrente de compensação, é preciso determinar o chaveamento do conversor CC-CA, de modo que o filtro ativo de potência injete a corrente de compensação na rede. Para isso, utilizou-se o Controle por Modos deslizantes. Este controle baseia-se no sinal do erro, que equivale a diferença entre o sinal de referência e



Figura 37 – Ponto F: Parcela de corrente ativa.



Figura 38 – a)Parcela da corrente de compensação reativa; b) Tensão da rede.

o sinal de corrente do FAP. A figura 43 apresenta o circuito utilizado para a obtenção deste sinal e apresenta o sinal do erro para o sistema em análise. Foi determinado que a



Figura 39 – Compensação harmônica.



Figura 40 – Parcela da corrente de compensação harmônica.



Figura 41 – Corrente de compensação do sistema.

compensação ocorrerá a partir de 0.1 s. Com isso, é possível perceber o comportamento do sistema antes e depois do inicio da compensação.

A fim de comprovar o funcionamento do circuito da Figura 43, plotou-se o sinal obtido pelo mesmo e realizou a operação equivalente à diferença entre a corrente de compensação e a corrente do FAP. Com isso, pode-se perceber na Figura 44 que os sinais foram equivalentes, comprovando o funcionamento do circuito para obter o sinal do erro.

Este controlador possui um sinal de saída, determinado neste trabalho como $V_R EF$. É através deste sinal que ocorre a geração dos sinais e chaveamento do conversor CC-CA. Este sinal é proporcional ao sinal da corrente de compensação, o que garante o chaveamento do conversor de modo a injetar a corrente de compensação na rede. A Figura 45 apresenta a forma de onda deste sinal. Como o inicio da compensação foi determinada para 0.1 s,



Figura 42 – Corrente de compensação do sistema.



Figura 43 – Sinal de Erro do sistema.

percebe-se que o sinal de V_{REF} é diferente de zero a partir de 0.1 s.

Para comprovar o comportamento do filtro ativo e sua interferência na corrente da rede, determinou-se que o mesmo atuaria após 0,1 segundos. Desta maneira, é possível observar na Figura 46 que a corrente do Filtro Ativo de Potência assume valor "0" entre os instantes de tempo de "0.05" a "0,1" segundos, e após este intervalo de tempo o mesmo apresenta a forma e amplitude do sinal da corrente de compensação, apresentada na Figura 42.

Diante destas condições, a Figura 47 apresenta o comportamento da corrente



Figura 44 – Comparação do Sinal do Erro.



Figura 46 – Corrente do Filtro Ativo de Potência.

da rede durante o intervalo de tempo entre "0" a "0,25" segundos. A corrente possui comportamento senoidal distorcido entre os instantes "0" a "0,1" segundos, onde o FAP não está atuando. Após "0,1" s a corrente apresenta comportamento senoidal, comprovando

a eficácia do Filtro Ativo.Com isso a THD passa à 0,0339. Ao analisar a Figura 48 tem-se que o fator de potência é igual a 0,99, onde pode-se observar os sinais de corrente e tensão da rede, em fase, como esperando. Isso prova que o sistema realiza o controle da corrente reativa.



Figura 47 – Corrente do sistema.



Figura 48 – Corrente e tensão do sistema após a atuação do Filtro Ativo de Potência.

5 Considerações finais e proposta de continuidade

O presente trabalho apresentou uma proposta para compensação das correntes reativas e harmônica geradas por cargas não-lineares. Ao analisar os resultados obtidos, pode-se concluir que o Filtro Ativo de Potência proposto atende de forma satisfatória aos requisitos analisados(controle de harmônicos e fator de potência). Vale ressaltar a importância dos circuitos que permitiram a implementação desde filtro. Entre eles destacase o circuito TOSSI, que apresentou sinais em fase e defasados de 90 graus condizentes com o esperado, utilizados para obter a corrente de compensação reativa. Além disso, o circuito detector de carga é de grande importância pois permite determinar se o fator de potência da carga em análise está atrasado ou adiantado.

Ao captar a correntes de compensação foi necessário chavear o conversor CC-CA de modo que a corrente do conversor apresentasse amplitude e forma próximas da corrente de referência. Para isso, o Controle por Modos Deslizantes foi de grande utilidade, sendo comprovada a sua eficácia bem como seu funcionamento, levantando pontos importantes para análise, como o sinal de erro gerado por este controle. O bom funcionamento dos circuitos permitiram com que o Filtro Ativo de Potência apresentasse resultados positivos, por isso fez-se necessário a simulação de cada parte separada, visando evitar erros e facilitar a correção caso surgissem. Por fim, vale destacar que o sistema apresenta um período para se estabilizar.

Como proposta de continuidade, sugere-se a implementação de outros métodos de modulação. Com isso, será possível analisar e comparar a eficácia de outros métodos de modulação. Além disso, pode-se aplicar o método de controle utilizado, em um sistema real, comprovando ou não o bom funcionamento e propondo melhorias.

Referências

AKAGI, H. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. *IEEJ IPEC-Tokyo'83*, v. 1375, 1983. 23

ATAIDE, M. V. e. o. Contribuição ao projeto de filtros ativos monofásicos de potência. [sn], 1997. 8, 13, 20, 21, 23

CHILIPI, R. et al. Third order sinusoidal integrator (tossi)-based control algorithm for shunt active power filter under distorted and unbalanced voltage conditions. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, v. 96, p. 152 – 162, 2018. ISSN 0142-0615. Disponível em: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061516315113. 32

DECKMANN SIGMAR MAURER E POMILIO, J. A. Avaliação da qualidade da energia elétrica. available in http://www. dsce. fee. unicamp. br/antenor/pdffiles/qualidade/b5. pdf, 2011. 14

FOGLI G.A.; FERNANDES, M. F. J. B. P. A. P. A single-phase distributed generation system with load power compensation capability using linear quadratic regulator. In: IEEE. *Industry Applications(INDUSCON), 2018 13th IEEE International Conference on.* [S.I.], 2018. p. 1–8. 8, 17, 18, 21

GOMES, A. C. S. et al. O setor elétrico. Dba, 2002. 12, 13

GOMES, J. P. P.; VIEIRA, M. M. F. O campo da energia elétrica no brasil de 1880 a 2002. *Revista de Administração Pública*, SciELO Brasil, v. 43, n. 2, p. 295–322, 2009. 12

HART, D. W. Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016. 8, 17, 24, 25, 26, 27, 29

MURLIKY, L. Estudo de compensação de desalinhamentos de bobinas em um sistema de transmissão de energia sem fios. 2017. 12

NISE, N. Engenharia de Sistemas de controle. [S.l.: s.n.], 2013. 17, 33

PIMENTEL, S. P. e. o. Aplicação de inversor multinivel como filtro ativo de potencia. [sn], 2006. 14

POMILIO, J. A. It302-eletrônica de potência i-pós-graduação it-302: Eletrônica de potência i. *Publicação FEEC*, v. 1, p. 98, 1998. 8, 17, 26, 27, 28

SADIKU, M. N.; ALEXANDER, C. K. Fundamentos de Circuitos Eletricos, 3^a edição. [S.l.]: Mc Graw Hill, 2013. 17

SILVA, B. G. d. Evolução do setor elétrico brasileiro no contexto econômico nacional: uma análise histórica e econométrica de longo prazo. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2011. 13

TAN, S.-C.; LAI, Y.-M.; TSE, C.-K. Sliding mode control of switching power converters: techniques and implementation. [S.I.]: CRC press, 2011. 38

TOLMASQUIM, M. T. Perspectivas e planejamento do setor energia copyrightico no Brasil . *Estudos Avançados*, scielo, v. 26, p. 247 – 260, 00 2012. ISSN 0103-4014. Disponível em: ">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-40142012000100017&nrm=iso>"">http://www.scielo.php?script=sci_arttext&pid=S01042000100017&nrm<">http://wwww.scielo.php?script=sc