

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC
Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

Kimon Stylianos Pediatidakis

FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA APLICADA A SISTEMAS COM CARGAS NÃO
LINEARES

Santo André
2014

Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

Kimon Stylianos Pediatidakis

FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA APLICADA A SISTEMAS COM CARGAS NÃO
LINEARES

Trabalho apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, sob orientação do Professor Doutor Alvaro Batista Dietrich e coorientação do Professor Doutor Claudionor Francisco do Nascimento.

Santo André – SP
2014



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Fundação Universidade Federal do ABC
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Rua Abolição, s/nº – Vila São Pedro – Santo André – SP
CEP 09210-180 · Fone: (11) 4996-0017
ppgee@ufabc.edu.br

FOLHA DE ASSINATURAS

Assinaturas dos membros da Banca Examinadora que avaliou e aprovou a Defesa de Dissertação de Mestrado do candidato Kimon Stylianos Peditidakis, realizada em 14 de outubro de 2014:

Alvaro Batista Dietrich

Prof.(a) Dr.(a) **Alvaro Batista Dietrich** (UFABC) – Presidente

Edmarcio Antonio Belati

Prof.(a) Dr.(a) **Edmarcio Antonio Belati** (UFABC) – Membro Titular

Alessandro Goëdtel

Prof.(a) Dr.(a) **Alessandro Goëdtel** (UTFPR) – Membro Titular

Prof.(a) Dr.(a) **Haroldo de Faria Junior** (UFABC) – Membro Suplente

Prof.(a) Dr.(a) **Lino Rosell Valdenebro** (UNISAL) – Membro Suplente

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, de acordo com as observações levantadas pela banca no dia da defesa, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

Santo André, ____ de _____ de 20 ____.

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Àqueles que são o fundamento de minha vida:
A meus pais, por me oferecerem seu dom;
A minha esposa, por ser meu guia através dela;
Ao meu filho, por me mostrar seu propósito.

Agradecimentos

À minha querida Maria Paula, pela dedicação, apoio, compreensão e pulso firme nas minhas horas de desespero e nos muitos momentos de ausência. Os passos que damos juntos são mais firmes apenas por aquilo que você alicerça. Que Deus me permita retribuir a tudo que você abdica em prol de nossa família.

Ao meu filho Eros, que, mesmo ainda incapaz de compreender o significado deste texto, é minha inconcorrente motivação. Papai só quer te deixar um mundo melhor, na medida das minhas limitações.

Aos colegas do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do ABC pelas discussões técnicas e inestimáveis trocas de experiência e culturais. Que possamos seguir contribuindo à ciência até onde nosso tempo assim o permita.

Ao Professor Edmarcio Belati ao Professor Alessandro Goedtel, membros da banca, por suas inestimáveis contribuições a este texto e à minha formação e aos professores da PGEE, pelos inexoráveis ensinamentos compartilhados. Que as tantas circunstâncias antagônicas de nossa sociedade não os impeça de executar a tão nobre tarefa de iluminação das mentes dos jovens. Sem isso não haverá futuro.

Aos colegas da SMS (em especial ao Eng. Claudio Borges, pelas contagiantes discussões técnicas e pela ajuda na revisão deste trabalho), pelo companheirismo, compreensão e pelo inestimável apoio nesta empreitada.

Fui, nestes anos de estudo, afortunado o bastante por ter tido dois grandes orientadores. Deixo a eles minha estima e apreço por sua paciência, dedicação e inestimáveis ensinamentos que, por muitas vezes, transcenderam as questões técnicas:

Ao Professor Alvaro por sua condução compreensiva, apaziguadora, e pragmática. Dá-me esperança no futuro saber que mestres assim ainda existem. Que sua sabedoria siga inspirando seus alunos, assim como fez comigo. Obrigado por não desistir de mim, mesmo nos momentos em que eu mesmo já o tinha feito.

Por fim e, em especial, ao Professor Claudionor por sua orientação ética, austera e sempre inspiradora. Devo-lhe muito, não apenas por ter me acolhido e sido o principal incentivador desta empreitada, mas principalmente por ter acreditado e investido tanto em meu desenvolvimento. Sinto por, em diversos momentos, não corresponder às expectativas e à confiança em mim depositadas, mas hoje sei como é um orientador modelo. E por isto, meu muito obrigado.

“γνῶθι σεαυτόν (Conhece-te a ti mesmo)”.

Aforismo inscrito no pátio do templo de Delfos.

Resumo

Sistemas de distribuição de energia são compostos por diversas cargas não lineares, monofásicas e trifásicas, tal como conversores baseados na eletrônica de potência. Estas cargas drenam correntes não lineares, gerando distorções no ponto de conexão comum destes sistemas, deteriorando os indicadores de qualidade da energia elétrica e afetando os demais equipamentos conectados neste ponto. Além disso, a distorção da corrente pode gerar problemas como aquecimento de transformadores, subdimensionamento de linhas e instalações e distorções de tensões. Este último é propagado, por vezes, para muito além do ponto de origem da causa.

Filtros ativos de potência vêm como opção de mitigação para o problema dos harmônicos de corrente sem incorrer em inconvenientes trazidos com o uso de filtros passivos. Estes equipamentos, por sua vez, podem ter sua funcionalidade estendida com a adição da opção do armazenamento de energia, transformando o sistema em uma fonte ininterrupta de energia, atuando em dois modos: Na presença da rede, em modo filtro ativo compensando harmônicos de corrente produzidos pelas cargas e, na ausência ou falha da rede, alimentando as cargas com a energia armazenada.

Neste trabalho, uma fonte ininterrupta de energia com capacidade de filtro ativo paralelo de potência foi proposta. Utilizando ferramenta computacional, um modelo deste sistema foi desenvolvido, validando o conceito da solução adotada e indicando deficiências e oportunidades de investigação.

Palavras-chave: Filtros ativos de potência, UPS, Teoria da potência ativa e reativa instantânea.

Abstract

Power distribution systems are composed by several single phase and triple phase non-linear loads, such as power electronics based converters. These loads drain non-linear currents, generating distortions on these systems points of common coupling, deteriorating power quality markers and affecting the other equipment connected to this point. On top of that, current distortions can cause several other problems such as transformer heating, derating of lines and installations and voltage distortions. This last one usually propagating the power quality problems far beyond the point of origin.

Active filters come as a mitigation option to the harmonic current distortion problem, without incurring in inconveniences that arise with the use of passive filters. These equipment, on its turn, may have its functionality extended with the addition of the energy storage option, transforming the system on an interruptible power supply, acting in two modes: In the presence of the grid, in active filter mode, compensating current harmonics produced by the loads and, in case of absence or grid failure, supplying power to the loads with the stored energy.

In this work, a parallel active filter based on the Instantaneous Active and Reactive power theory has been proposed. By using computational tools, a model of such filter has been developed, validating the solution concept and indicating deficiencies and further investigation opportunities.

Keyword: Active power filters, UPS, Active and reactive power theory.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Justificativa	2
1.2	Objetivos	2
2	ESTADO DA ARTE	3
2.1	Filtros Ativos de Potência	3
2.1.1	<i>Filtros Ativos Paralelos</i>	4
2.1.2	<i>Filtros Ativos Série</i>	5
2.1.3	<i>Condicionador Universal de Qualidade da Energia (UPQC)</i>	6
2.1.4	<i>Geração das referências de compensação</i>	6
2.1.5	<i>Controle das grandezas elétricas e modulação</i>	10
2.1.6	<i>Aplicações de Filtros Ativos de Potência</i>	14
2.2	Sistemas de Alimentação de Potência Ininterrupta (Nobreak)	16
2.2.1	<i>Nobreaks Online</i>	17
2.2.2	<i>Nobreaks Stand-by</i>	17
2.2.3	<i>Nobreaks Interativos</i>	18
2.2.4	<i>Sincronização com a rede elétrica</i>	19
2.2.5	<i>Aplicações de Nobreaks</i>	20
2.3	Filtros Ativos como Nobreak	21
2.4	Conclusões Preliminares	23
3	CONCEITUAÇÃO TEÓRICA	25
3.1	Teorias de Potência	25
3.1.1	<i>Condições ideais de funcionamento</i>	26
3.1.2	<i>Condições não ideais de funcionamento</i>	30
3.2	Qualidade da Energia Elétrica	44
3.2.1	<i>Distorções de onda</i>	45
3.2.2	<i>Fator de potência</i>	47
3.3	Análise das Topologias Consideradas	48
3.4	Conclusões preliminares	57
4	DESENVOLVIMENTO DO MODELO	59
4.1	Rede e cargas	59

4.1.1	<i>Rede</i>	59
4.1.2	<i>Carga linear</i>	60
4.1.3	<i>Carga indutiva</i>	61
4.1.4	<i>Carga não linear</i>	63
4.2	Filtro Ativo de Potência	65
4.2.1	<i>Método de identificação de harmônicos</i>	65
4.2.2	<i>Controle da corrente de entrada</i>	68
4.2.3	<i>Controle da tensão do barramento</i>	69
4.3	Sistemas de Alimentação de Potência Ininterrupta	71
4.3.1	<i>Sincronismo</i>	71
4.3.2	<i>Controle da tensão de saída</i>	73
4.3.3	<i>Controle do conversor DC-DC</i>	73
4.4	Conclusões preliminares	74
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	76
5.1	Carga resistiva	76
5.2	Carga indutiva	79
5.3	Carga não linear	82
5.4	Carga resistiva combinada com carga indutiva	85
5.5	Carga resistiva combinada com carga não linear	88
5.6	Conclusões preliminares	92
6	CONCLUSÕES	94
6.1	Trabalhos futuros	95
	REFERÊNCIAS	96

1 INTRODUÇÃO

A Qualidade da Energia elétrica pode englobar diversas disciplinas, mas, de forma simplificada, pode ser analisada sob dois enfoques: a qualidade do fornecimento e a qualidade do consumo.

Qualidade de fornecimento considera como a energia elétrica chega ao consumidor com referência aos padrões e normas oficiais adotadas. Isto pode incorporar distorções de formas de onda (conteúdo harmônico) de tensão, falhas de continuidade no fornecimento (como interrupções de curta ou longa duração), ou mesmo desvios de parâmetros (como elevações ou afundamentos de tensão ou, mais raramente, desvios nos valores de frequência fundamental). Estas não conformidades podem causar problemas ao consumidor, na forma, por exemplo, de interrupção de um processo sensível, causando prejuízos ou transtornos.

Qualidade de consumo, por sua vez, considera como o consumidor aproveita a energia fornecida, também de acordo com os padrões e normas vigentes. Isto diz respeito ao uso, por exemplo, de cargas com impedâncias fortemente indutivas, ou cargas produtoras de harmônicos de corrente. No primeiro caso, a grande demanda de reativos pode causar redução nos valores de tensão de barras num sistema elétrico e no segundo, a presença de harmônicos pode causar o subdimensionamento de instalações e equipamentos da rede (como transformadores e subestações) ou ainda, promover o encurtamento de sua vida útil.

Para resguardar processos e equipamentos sensíveis aos parâmetros da rede, consumidores possuem a opção de utilização das Fontes Ininterruptas de Energia ou UPSs (*Uninterruptible Power Supply*), que são equipamentos com capacidade de armazenamento de energia. Desta forma, garante-se a continuidade no fornecimento de energia elétrica por um período determinado, independentemente dos parâmetros da rede.

De outro lado, para mitigar os problemas causados por cargas indutivas e/ou produtoras de harmônicos, Filtros Ativos de Potência podem ser empregados. Estes sistemas não possuem armazenamento de energia e podem compensar as distorções de corrente das

cargas, podendo conferir ao sistema elétrico a ele conectado, fator de potência unitário. Desta forma dá aos fornecedores de energia elétrica a segurança de certo determinismo da forma de consumo e de resguardo de seus investimentos.

1.1 Justificativa

Filtros ativos paralelos e UPSs com topologia offline podem compartilhar da mesma estrutura física funcionando, cada um deles, em momentos diferentes.

O filtro ativo paralelo, na presença da rede, compensa harmônicos de corrente produzidos por cargas não lineares e as defasagens causadas por cargas indutivas. Já o UPS, na falha ou falta da rede, garante a alimentação contínua das cargas.

Ambos os sistemas compartilham de uma estrutura comum, que é o Inversor Fonte de Tensão. Este pode ser considerado um conversor AC-DC, quando operando em modo filtro ativo, ou um conversor DC-AC, quando operando em modo UPS.

A diferença entre os dois sistemas, fica, além das estruturas de controle, no armazenamento de energia, inexistente, por conceito, no filtro ativo de potência.

As estruturas que desempenham este papel, porém, podem ser incluídas e, desta forma, um filtro ativo pode ser reconfigurado como UPS, sem perder sua função, conforme demonstra análise da literatura.

1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é o de desenvolver um modelo analítico do UPS conectado ao sistema com correntes distorcidas que permita operação como um filtro ativo de potência e UPS, operando, os dois modos, de forma complementar.

Para controle do filtro ativo, propõe-se o uso da Teoria da Potência Ativa e Reativa Instantânea, dada sua simplicidade de implementação e disponibilidade de literatura.

2 ESTADO DA ARTE

Neste capítulo os temas atuais referentes aos filtros ativos de potência e UPSs serão listados e discutidos, buscando situar o leitor acerca do tema deste trabalho.

2.1 Filtros Ativos de Potência

Filtros Ativos de Potência são equipamentos dedicados à correção de formas de onda e defasagens de correntes e/ou tensões. Essencialmente, é um conversor controlado conectado a um ponto de acoplamento comum, entre a rede e carga, através de uma impedância que age como filtro passivo e como elemento de acoplamento. O tipo e a forma que é ligado o elemento de conexão, define o objetivo do equipamento.

A Figura 1a demonstra duas fontes de tensão ligadas em série, alimentando uma carga. A tensão da fonte V_s possui forma de onda distorcida (conteúdo harmônico) que é compensada pela fonte V_f , fazendo com que a tensão V_l sobre a carga (conectada ao ponto de conexão comum), apresente forma de onda senoidal. Neste caso, V_f é a tensão de um filtro ativo série, o qual possui o objetivo de compensar harmônicos de tensão da rede V_s .

De forma semelhante, harmônicos de corrente produzidos por uma carga não linear ligada ao ponto de conexão comum, podem ser compensadas, conforme ilustra a Figura 1b.

O filtro ativo, representado por uma fonte de corrente I_f , é posicionado em paralelo com uma carga com corrente distorcida I_l . A corrente do filtro possui forma de onda tal, que compensa o conteúdo harmônico da corrente da carga I_l , fazendo com que a corrente da rede I_s apresente forma de onda senoidal.

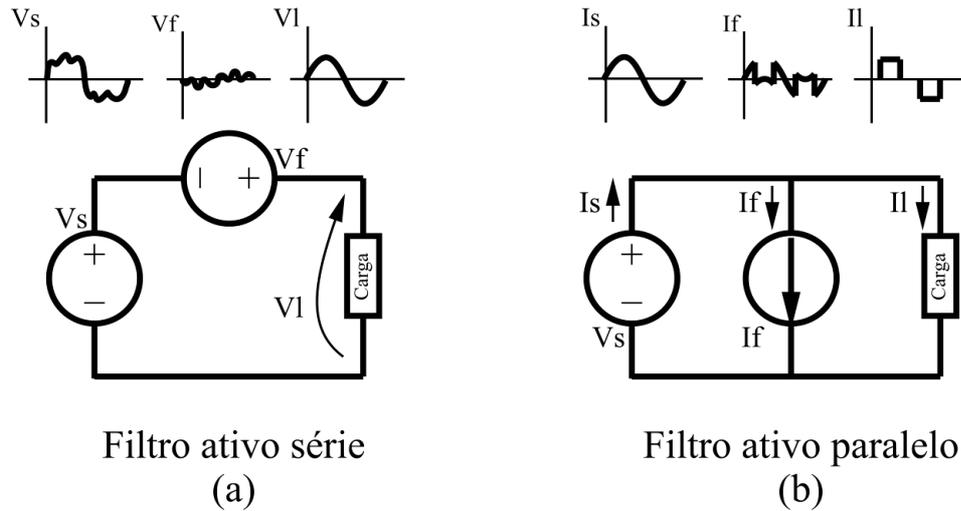


Figura 1: Princípio da compensação dos harmônicos de tensão, com o filtro série (a) e dos harmônicos de corrente, com o filtro paralelo (b).

Desta forma, por definição, filtros ativos série são utilizados para a compensação de distorções de tensão de uma fonte, de modo que as cargas ligadas ao ponto de conexão comum recebam tensão com forma de onda adequada.

Filtros ativos paralelos, por sua vez, são utilizados para compensar desvios da forma de onda da corrente da carga ligada ao ponto de acoplamento comum, de modo que a rede a perceba como uma carga linear.

Há, ainda, o conceito do condicionador universal de energia, que é, essencialmente, a combinação de um filtro ativo série, com um filtro ativo paralelo.

Nos próximos itens, os elementos básicos dos filtros ativos de potência serão discutidos, e com base em Singh, Al-Haddad e Chandra (1999) e Akagi (2006), observa-se um alinhamento quanto a forma de classificação destes, seja pela topologia, pela estratégia de controle e obtenção dos sinais de referência ou mesmo pelo método de modulação e controle de grandezas elétricas.

2.1.1 Filtros Ativos Paralelos

Filtros ativos paralelos são empregados na compensação de harmônicos de corrente produzidos por cargas não lineares e podem ser utilizados, ainda, na correção da fase de

correntes, dependendo do dimensionamento do sistema. A Figura 2 apresenta um diagrama de blocos da implementação de um filtro ativo paralelo.

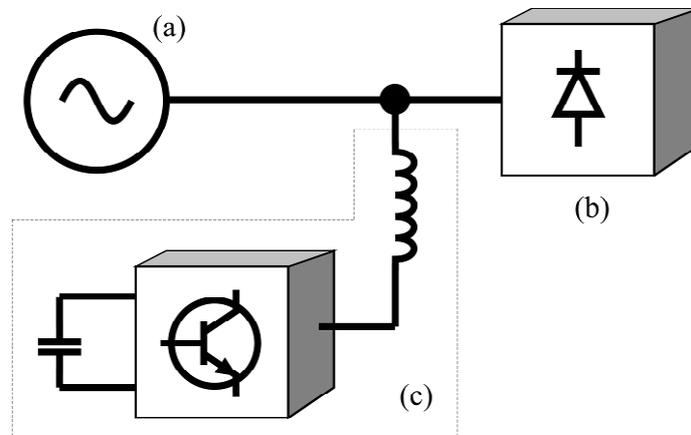


Figura 2: Estrutura geral do Filtro Ativo Paralelo de Potência, aplicado, neste caso, à correção da forma de onda da corrente de uma carga não linear. A rede (a), carga não linear (b) e o filtro ativo paralelo de potência (c).

O elemento de conexão com a rede (representado como um indutor) age como filtro passivo para impedir que os harmônicos causados pela comutação do inversor cheguem à rede. Efetivamente, este filtro passivo, segundo Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011), pode ser constituído apenas de um indutor (filtro L), de um indutor e um capacitor (filtro LC) ou de dois indutores e um capacitor (filtro LCL). A escolha da estrutura mais adequada deve obedecer, por exemplo, balanço entre o custo dos elementos e a ordem do filtro.

2.1.2 Filtros Ativos Série

O filtro série, ligado entre a rede e a carga através de um transformador, emula uma fonte de tensão conectada em série no sistema e, desta forma, pode controlar a forma de onda da tensão no ponto de acoplamento comum. A Figura 3 apresenta o diagrama geral desta topologia.

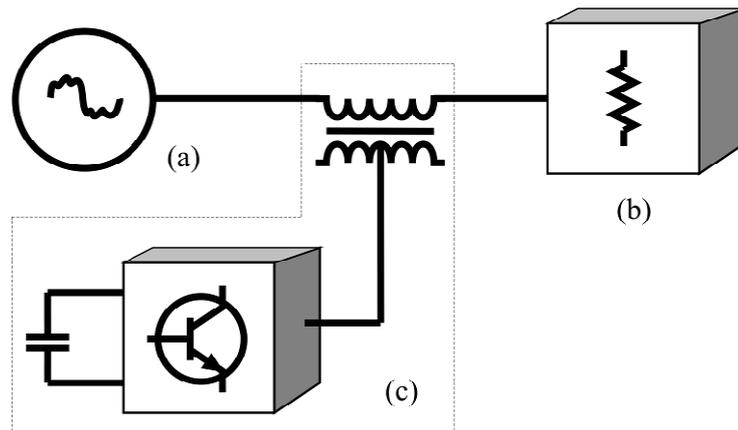


Figura 3: Estrutura geral do Filtro Ativo Série de Potência, aplicado à correção da forma de onda da tensão fornecida a cargas sensíveis a este tipo de distorção. A rede (a), carga sensível (b) e o filtro ativo série de potência (c).

2.1.3 Condicionador Universal de Qualidade da Energia (UPQC)

O filtro híbrido é a combinação do filtro série com o filtro paralelo, o que possibilita o controle da forma de onda das tensões e correntes, permitindo desta forma, também, o controle do fluxo de potência do sistema.

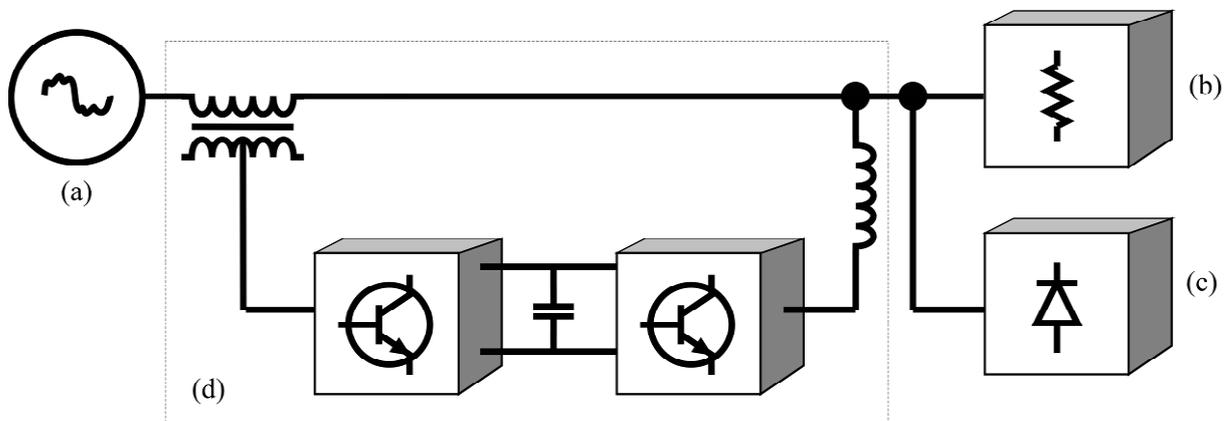


Figura 4: Estrutura geral do Filtro Ativo Série de Potência, compensando as distorções e/ou defasagens de corrente produzidas por cargas não-lineares e corrigindo distorções de tensão oriundas da rede. A rede (a), carga sensível (b), carga não linear (c) e o UPQC (d).

2.1.4 Geração das referências de compensação

Seja no caso do filtro ativo série, do filtro ativo paralelo, ou na combinação dos dois, a compensação das grandezas elétricas só é possível se os desvios puderem ser identificados

e este processo constitui a geração das referências de compensação. Desta forma, a escolha do método de geração das referências de compensação é crucial para o adequado funcionamento do filtro ativo.

O diagrama da Figura 5 apresenta os métodos mais comuns disponíveis na literatura, conforme Singh, Al-Haddad e Chandra (1999) e El-Habrouk, Darwish e Mehta (2000).

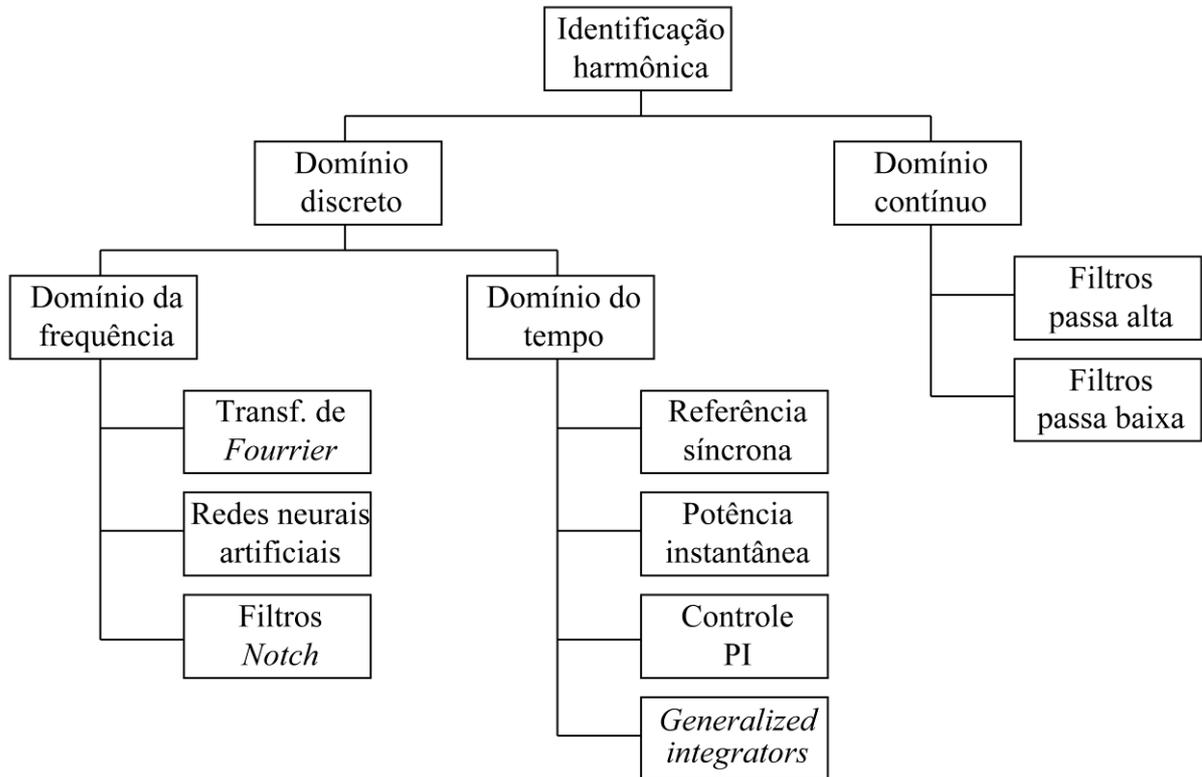


Figura 5: Métodos de identificação dos harmônicos disponíveis na literatura.

El-Habrouk, Darwish e Mehta (2000) consideram que a obtenção dos sinais de referência pode ser feita no domínio contínuo (utilizando, por exemplo, elementos analógicos como amplificadores operacionais), ou no domínio discreto (utilizando, por exemplo, elementos digitais, como microprocessadores e DSPs).

No domínio contínuo, com o uso de filtros analógicos, o sinal de referência pode ser obtido utilizando Filtros Passa-Alta, onde o resultado obtido da filtragem é o próprio conteúdo harmônico a ser compensado, ou Filtros Passa-Baixa, onde o componente fundamental obtido é então subtraído do sinal integral. O uso de Filtros Passa-Alta é susceptível a ruídos e o uso de Filtros Passa-Baixa, apesar de preferível, sofre de erros de magnitude e fase (EL-HABROUK; DARWISH; MEHTA, 2000).

No domínio discreto, conforme sugerem Singh, Al-Haddad e Chandra (1999), as estratégias de controle e obtenção dos sinais de referência podem ser implementadas no domínio da frequência, ou no domínio do tempo.

No domínio da frequência, a Transformada Rápida de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*) pode ser aplicada para obter a componente fundamental e, então, removê-la do sinal medido, obtendo a referência para compensação. A desvantagem deste tipo de implementação é o atraso na obtenção da referência, uma vez que o resultado do algoritmo será dado apenas no final da janela (EL-HABROUK; DARWISH; MEHTA, 2000). Modificações deste método envolvem o uso da Transformada Recursiva Discreta de Fourier (RDFT - *Recursive DiscreteFourier Transform*), que implementa uma janela deslizante, obtendo, a cada passo desta, novos valores do espectro, com esforço computacional reduzido, uma vez que os coeficientes não precisam ser todos recalculados, apenas deslocados (ASIMINOAEI; BLAABJERG; HANSEN, 2005).

Ainda no domínio da frequência, Nascimento et al. (2011) apresentaram um método para decomposição dos harmônicos baseado em Redes Neurais Artificiais (ANN -Artificial Neural Network). Através desta técnica, o valor do módulo de uma quantidade finita de harmônicos é obtido e, desta forma, o sinal de referência é sintetizado.

No domínio do tempo é recorrente a classificação dos métodos de estimação dos harmônicos como Referência Síncrona (*Synchronous dq-frame* ou *Synchronous reference frame*), Potência Instantânea (*Instantaneous Power*) e Controle PI (*P-I Controller*) e suas variações.

Conforme sugerem Asiminoaei, Blaabjerg e Hansen (2005), no método de Referência Síncrona da Fundamental (*Synchronous fundamental dq-frame*), o uso da transformação de coordenadas síncronas (dq),pode ser empregado para obter apenas o conteúdo harmônico do sinal. Na presença de harmônicos, a amplitude da fundamental aparece nas componentes d e q como níveis DC e os harmônicos como sinais senoidais. Um filtro passa-alta é usado para obter apenas a informação dos harmônicos. Uma variação deste método é o uso de várias transformações dq, aplicadas a cada harmônico que se deseja estudar, denominado Quadro Síncrono Harmônico (*Synchronous harmonic dq-frame*). Desta forma, usando um filtro passa-baixa para cada uma das transformadas, obtém-se um nível DC para cada um dos harmônicos, que é, por fim, o valor de amplitude dos mesmos (ASIMINOAEI;

BLAABJERG; HANSEN, 2005). É importante ressaltar, a dependência deste método a um algoritmo de sincronismo, que forneça, instantaneamente, o ângulo da tensão.

Já El-Habrouk, Darwish e Mehta (2000) definem o algoritmo de Detecção Síncrona (*Synchronous-Detection*) de outra forma, apesar da semelhança de nomenclatura. Neste método, avaliado por Jou (1995), as correntes e tensões instantâneas de cada fase são multiplicadas e seus resultados somados. Depois de passar por um filtro Passa-Baixas, o valor de potência (potência real fundamental) é repartido entre as fases e o valor da tensão é extraído, deixando um valor instantâneo de corrente da fundamental. Este valor é, em seguida, subtraído do valor da corrente medida, de modo a gerar a referência de corrente para compensação (Jou, 1995). Conforme sugerem El-Habrouk, Darwish e Mehta (2000), este método exige correntes balanceadas e tensões sem distorções de forma de onda.

A teoria da potência ativa e reativa instantânea (*Instantaneous Active and Reactive Power Theory*), discutido em Akagi, Watanabe e Aredes (2007), propõe a multiplicação dos valores instantâneos de tensão e corrente das coordenadas ortogonais estacionárias (v_{α} e v_{β} , i_{α} e i_{β} , respectivamente), possibilitando, assim, analogamente como é feito com o método da coordenada síncrona, obter as potências ativa e reativa da fundamental (que aparece como um nível DC) e dos harmônicos (aparecendo como um sinal periódico). O valor da potência dos harmônicos é então extraído com um filtro passa-alta. Este método é apresentado de forma genérica por Asiminoaei, Blaabjerg e Hansen (2005), como Teoria da Potência Instantânea e suas variações (*Instantaneous Power Theory and variants*) e El-Habrouk, Darwish e Mehta (2000) apresentam o método com o mesmo princípio, denominando-o Método da Potência Reativa Instantânea (*Instantaneous-reactive-power*). O algoritmo de detecção síncrona (*Synchronous-detection Algorithm*), conforme apresentado por El-Habrouk, Darwish e Mehta (2000) e Singh, Al-Haddad e Chandra (1999), onde faz uso da potência média de modo a identificar as diferenças entre a forma de onda da corrente medida e de uma corrente senoidal em fase com a tensão. Este método, porém, leva em consideração que, no caso de um sistema trifásico, as cargas estão perfeitamente balanceadas.

O método de Controle PI, assim como o Controle por Modos Deslizantes (*Sliding-mode Controller*) citados por Singh, Al-Haddad e Chandra (1999), buscam ajustar a tensão

(no caso do uso de um inversor de tensão), ou a corrente (no caso do uso de um inversor de corrente) do barramento DC, em um determinado valor e os sinais de referência são obtidos.

Asiminoaei, Blaabjerg e Hansen (2005) citam os controles por Integradores Genéricos (*Generalized Integrators*), que são ajustados, de modo a terem frequência de ressonância em determinados harmônicos. Assim, implementam de uma espécie de controle PI para sinais senoidais. Através deste método, o sinal de referência é gerado sem a necessidade do uso de uma técnica de sincronismo.

Por fim, Singh, Al-Haddad e Chandra (1999) citam o uso de Filtros Rejeita-Faixa (*Notch Filters*) para extração da componente fundamental do sinal e geração do sinal de referência, de forma análoga ao que é feito no domínio contínuo.

2.1.5 Controle das grandezas elétricas e modulação

Após a identificação dos distúrbios e geração das referências para compensação, as grandezas elétricas devem ser efetivamente controladas, garantindo o funcionamento correto e esperado do sistema.

Desta forma, o controle de corrente num inversor, seja buscando utilizar um inversor de tensão como fonte controlada de corrente, ou para manter a forma de onda, buscando a redução do fator de distorção, não é uma tarefa trivial. Publicações no tema são, normalmente, dedicadas, ou, ao menos, apresentadas tendo em vista uma aplicação específica. São bastante comuns, portanto as que tem como foco o controle de motores, as que buscam a conexão de geradores estáticos à rede, e as aplicadas a filtros ativos.

Em seu trabalho, Holtz (1992) discorre sobre as técnicas de Modulação em Largura de Pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*), dedicando-se às aplicações dedicadas a motores, e divide-as em dois grandes grupos: os baseados em esquema de Pré-Alimentação (*Feedforward Scheme*) e os Controles PWM com Realimentação (*Feedback PWM -Control*).

Das técnicas de controle Feedforward, Holtz (1992) propõe a classificação nas baseadas em portadora (*Carrier-Based PWM* - que compreendem a modulação em portadora triangular, modulação vetorial e suas variações), na sem portadora (*Carrierless PWM* que nada mais é que um PWM com portadora de frequência variável, visando espalhar

seu espectro), nas baseadas em sobremodulação (*Overmodulation* - que visa eliminar o tempo desligado do pulso, fazendo o índice de modulação maior que um), nas otimizadas (*Optimized Feedforward PWM* - que englobam a eliminação dos harmônicos e as que objetivam reduzir o fator de distorção) e nas focadas nas condições do chaveamento (*Switching Conditions* - que visam adequar o chaveamento para as condições reais das chaves).

As técnicas baseadas em realimentação, segundo Holtz (1992) subdividem-se entre as não otimizadas (*Nonoptimal Methods*) e as otimizadas, sendo as primeiras classificam-se por:

- Controle de Corrente em Histerese (*Hysteresis Current Control*): Consistem em ligar e desligar as chaves de acordo com a comparação entre o sinal de saída e sua referência;
- Controle de Corrente em Suboscilação (*Suboscillation Current Control*): Um controlador PI é utilizado para corrigir o erro;
- Controle de Corrente em Espaço Vetorial (*Space Vector Current Control*): Utilizando um modelo do inversor, busca corrigir o erro;
- Controle de Corrente em Coordenadas de Campo (*Current Control in Field Coordinates*): Faz a compensação do erro após uma transformação de coordenadas);
- Métodos Baseados em Tabela (*Look-Up Table Methods*): Tabelas são usadas para identificar estados baseados nas informações vindas da realimentação.

As técnicas otimizadas, ainda segundo Holtz (1992), classificam-se por:

- Controle Preditivo de Corrente (*Predictive Current Control*): Um limite de erro entre a referência e o sinal medido é definido e, quando atingido, algoritmos de predição definem o novo estado para as chaves;
- Controle por Largura de Pulso com Orientação de Campo (*Pulsewidth Control with Field orientation*): É aplicada em baixas frequências de chaveamento;
- Controle por Rastreamento de Trajetória (*Trajectory Tracking Control* - que estabelece uma trajetória, de modo a melhorar a resposta a perturbações).

Já Blaabjerg et al. (2006), num trabalho voltado para a conexão de inversores de aerogeradores à rede elétrica, as técnicas de controle são classificadas pelo sistema de coordenadas que utilizam, como Referência Síncrona (*Synchronous Reference Frame Control* - onde, após a transformação para coordenadas síncronas, devido ao nível DC obtido, um controle PI pode ser utilizado para eliminar o erro), Referência Estacionária (*Stationary Reference Frame Control* - que possui princípio de funcionamento parecido com o anterior, mas pode utilizar controles PR, ou Proporcional Ressonantes) ou Coordenadas Naturais (*Natural Frame Control*).

No caso do sistema de coordenadas naturais, destacam-se o uso de Controles PI (*PI Controller* - que são usados com modificações na função de transferência de forma a serem usados em sinais senoidais e para considerar as influências entre as fases), Controles Proporcional-Ressonante (*PR Controller* - que visa reduzir a complexidade do controle, em função do anterior, aplicando controles PR, de forma semelhante ao empregado no caso de coordenadas estacionárias), Controles por Histerese (*Hysteresis Controller* - que, conforme anteriormente citado, faz o comando das chaves de acordo com a comparação do sinal medido com uma referência) e Controles Tipo *Dead-Beat* (*Dead-Beat Controller* - que corrigem o erro no passo seguinte àquele que foi medido, ou seja, sempre com uma amostra de atraso).

Limongi et al. (2009), em uma publicação dedicada a Filtros Ativos de Potência Paralelos, avaliam técnicas de controle de corrente que são:

- Controle Proporcional Integral em Referência Síncrona (*PI-SRF Controller*): Assim como outros métodos aplicados em referência síncrona, utiliza um controlador PI para eliminar o erro. Necessita de frequência de chaveamento suficientemente alta para ter a "resolução" necessária para eliminar o erro estacionário;
- Controles Tipo Dead-Beat (*DB Controller*): O erro é calculado e a correção ocorre sempre no próximo período de chaveamento. O controle deve levar juem consideração a modelagem do indutor de conexão à rede.
- Controle Proporcional Integral com Integradores Múltiplos (*PI-MRI Controller*): Aplicado ao sistema de coordenadas estáticas, este método usa um vetor de transformações síncronas e integradores, um para cada harmônico a ser

seletivamente compensada. Um controlador PI é utilizado para o controle da corrente da fundamental, manutenção da carga dos capacitores e para compensação reativa.

- Controle Proporcional com Integrador de Sinal Senoidal em Referência Estacionária (*P-SSI Controller*): Semelhante ao anterior, mas ao invés de implementar diversas referências síncronas, utiliza integradores de segunda ordem ajustados nas frequências dos harmônicos. Um controlador proporcional é utilizado para o controle da corrente da fundamental, manutenção da carga dos capacitores e para compensação reativa.
- Controle Proporcional com Integrador de Sinal Senoidal em Referência Síncrona (*PSSI-SRF Controller*): Neste método, integradores de segunda ordem são utilizados em referência síncrona dos harmônicos, o que permite a compensação simultânea de dois harmônicos com apenas um regulador e, conseqüentemente, o número de integradores é reduzido pela metade.
- Controle Proporcional Integral com Regulador Ressonante (*PI-RES Controller*): Este método tem o mesmo princípio do anterior, mas utiliza controladores ressonantes, que basicamente, são controladores PI senoidais, ajustados para a frequência de cada harmônico.
- Controle Repetitivo (*Repetitive Control*): Neste método, um controle repetitivo é usado para corrigir perturbações com período conhecido e é implementado em coordenadas estacionárias.

Por fim, Cortés et al. (2008) sintetizaram métodos de controle preditivo e classificam-nas como Controle tipo *Dead-Beat* (*Deadbeat-Based Predictive Control*), Controle por Histerese (*Hysteresis-Based Predictive Control*), Controle por Rastreamento de Trajetória (*Trajectory-Based Predictive Control*) e Controles Preditivos de Modelo (MPC - *Model Predictive Control*).

2.1.6 Aplicações de Filtros Ativos de Potência

Nos últimos anos, diversos trabalhos foram publicados com o tema, sendo alguns mais recentes:

- Cui, Choi, Lam e Wong (2012) implementaram em hardware e apresentaram os passos para dimensionamento de um FAP paralelo trifásico a quatro fios de 10kVA.
- Chen, Chen e Wang (2012) desenvolveram um filtro ativo de potência paralelo trifásico a quatro fios de 3KVA aplicado a um sistema elétrico de uma aeronave (115V/400Hz), buscando redução da distorção da corrente neste tipo de aplicação.
- Rodrigues, Schettino, Ferreira, Barbosa e Braga (2012) propõem o uso de um veículo elétrico como filtro ativo paralelo em uma rede monofásica, fazendo uso do inversor disponível no sistema em momentos de ociosidade.
- Garlapati e Gupta (2012) implementam um filtro ativo paralelo com capacidade de ser utilizado como retificador controlado, já que, além da função de compensação de harmônicos, também permite o fluxo de potência ativa.
- Odavic, Biagini, Sumner, Zanchetta e Degano (2013) apresentaram o desenvolvimento de um filtro ativo paralelo, implementado com conversor multinível, visando as técnicas modulação necessárias para minimizar a distorção harmônica proveniente da comutação das chaves.
- Guerreiro, Pomilio e Busarello (2013) implementam um filtro ativo paralelo utilizando conversores multinível, objetivando o uso em aeronaves, com o atributo de possuir uma larga faixa para a frequência fundamental (360Hz a 900Hz).
- Hasan e Beig (2013) implementam um filtro ativo paralelo de 300KVA, focando seu uso em redes com tensão distorcida.
- Saikrishna e Beig (2013) apresentam o estudo de aplicação de filtros ativos híbridos paralelos para aplicação em plantas de perfuração para extração de petróleo.
- Thekkath e Prabha (2013) implementam um controle de histerese adaptativa em um filtro ativo paralelo, objetivando manter a frequência de chaveamento constante de modo a reduzir a distorção harmônica total de corrente.

- Liu, Deng e He (2013) apresentam um filtro ativo paralelo trifásico a três fios, utilizando uma estrutura sem inversor, objetivando não utilizar um grande capacitor num barramento CC.
- Srivastava, Kumar, Singh e Singh (2013) implementaram um filtro ativo paralelo para mitigar os efeitos causados por retificadores em linhas de transmissão CC de alta tensão.
- Belaidi, Haddouche, Hatti e Mghezzi (2013) implementaram um filtro ativo paralelo com painéis fotovoltaicos alimentando o barramento DC através de um conversor DC-DC. Desta forma, enquanto há fonte solar, a carga pode ser alimentada pelo sistema ao invés da rede.
- Popescu, Bitoleanu e Suru (2013) implementaram um filtro ativo paralelo baseado na teoria da potência ativa e reativa instantânea e com controle de histerese em Matlab/Simulink utilizando uma placa de desenvolvimento com DSP.
- Chu, Wang e Crosier (2013) apresentaram melhorias a um carregador de veículos elétricos de alta potência com capacidade de filtro ativo.
- Moulahoum, Houassine e Kabache (2013) aplicaram um filtro ativo para correção da distorção harmônica proveniente de lâmpadas fluorescentes compactas.
- Huang, Cheng, Liao e Tsai (2013) aplicaram filtros ativos paralelos em servidores para computação em nuvem, que, apesar de utilizarem fontes com correção ativa de fator de potência, podem provocar efeitos adversos já que o somatório dos capacitores de entrada destas fontes podem causar ressonâncias e consequentes distorções nas formas de onda de corrente e tensão. O filtro, neste caso é utilizado para isolamento dos harmônicos entre a rede e o servidor.
- Patnaik e Panda (2013) implementaram um filtro ativo paralelo trifásico a três fios, utilizando pontes monofásicas, de modo a formar um conversor multinível.
- Acuña, Morán, Rivera, Dixon e Rodriguez (2014) implementam um filtro ativo paralelo com um inversor de quatro braços, focando o uso em redes de energia renovável, possibilitando, além da compensação dos harmônicos de corrente, o desbalanceamento causado por cargas monofásicas conectadas.

- Rahmani, Hamadi, Al-Haddad e Dessaint (2014) propuseram um sistema composto de um filtro ativo de baixa potência (para compensação dos harmônicos) e um reator tiristorizado (para compensação de potência reativa).
- Hu, e Xing (2014) implementaram um filtro ativo para aplicação em aeronaves em redes 400Hz, comparando as aplicações de retificadores de 12 pulsos em termos de peso e custo, sendo o filtro ativo a alternativa mais favorável em ambos os casos.

Observa-se a recorrente aplicação dos filtros ativos em sistemas embarcados em aeronaves, demonstrando que seu uso não fica restrito à rede elétrica ou a faixas de potência ou tensão específica. Outro ponto notável, ainda, é a tendência ao uso das topologias multinível para redução das oscilações de corrente.

2.2 Sistemas de Alimentação de Potência Ininterrupta (Nobreak)

Sistemas de Alimentação de Potência Ininterrupta são equipamentos empregados onde a continuidade no fornecimento de energia elétrica é imprescindível e não pode sujeitar-se a interrupções, mesmo que estejam estas de acordo com as instruções normativas que regem os parâmetros de Qualidade da Energia elétrica.

Desta forma, se faz necessária a aplicação de um equipamento com capacidade de armazenamento de energia e que garanta à carga a ele conectada, continuidade no fornecimento de energia elétrica de forma independente dos parâmetros da rede elétrica.

Ainda que o termo em inglês *Ininterruptible Power Supply* (UPS) seja mais comum na literatura, a norma brasileira NBR 15014 define a terminologia como Sistema de Alimentação de Potência Ininterrupta, ou, de forma curta, Nobreak. Na literatura de língua espanhola, o termo SAI (Sistema de Alimentación Ininterrupta) é mais comumente empregado.

2.2.1 Nobreaks Online

Independem da tensão e da frequência da rede, pois possuem, normalmente, um inversor alimentando a carga a todo momento. Podem, portanto, garantir tensão mais próxima da idealidade.

Podem ser constituídos de vários conversores, mas, normalmente são dois, um AC-DC (retificador) e um DC-AC (inversor), sendo esta topologia habitualmente chamada de dupla conversão. Para conexão da bateria, um conversor DC/DC pode ser empregado, de modo a compatibilizar a tensão do barramento. A Figura 6 apresenta um exemplo desta estrutura.

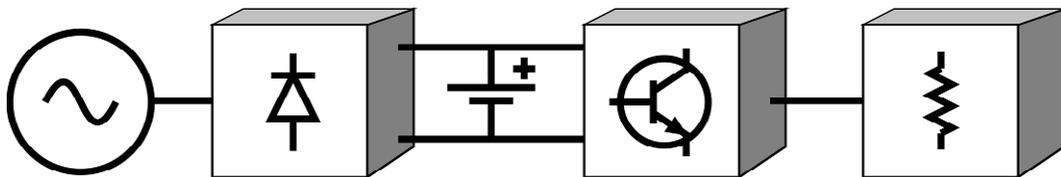


Figura 6: Estrutura geral do Nobreak tipo dupla conversão.

2.2.2 Nobreaks Stand-by

Também conhecidos pela denominação de *Offline*, alimentam a carga apenas em caso de falha da rede, após a comutação de uma chave automática. Nobreaks deste tipo, quando operando em rede, dependem dos valores tensão e frequência desta, já que não possuem capacidade de correção.

A Figura 7 apresenta um exemplo desta topologia, onde, neste caso, o inversor fica todo o tempo ligado à carga, mas somente efetivamente a alimenta quando a rede é desconectada. Para o caso ilustrado, é possível que a carga da bateria ocorra através do inversor, agindo este, quando em rede, como um retificador.

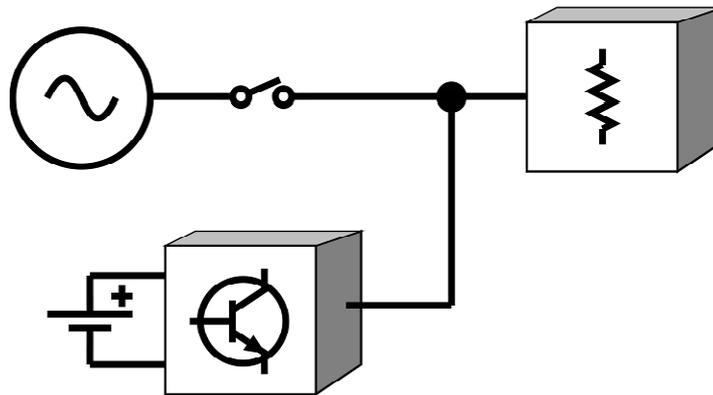


Figura 7: Estrutura geral do Nobreak do tipo Stand-by.

Nobreaks *stand-by* têm a vantagem de possibilitar um dimensionamento térmico das etapas de saída ligeiramente menor que equipamentos de potência equivalente com topologia online, já que não utilizam o inversor todo o tempo.

2.2.3 Nobreaks Interativos

Semelhantes aos Nobreaks Stand-by pois não alimentam a carga todo o tempo através do inversor, mas implementam algum tipo de correção da tensão de saída, ficando dependente, quando operando em rede, apenas da frequência desta.

A Figura 8 demonstra um diagrama de implementação desta topologia utilizando um auto transformador com seleção automática de enrolamentos (taps) para regulação da tensão de saída.

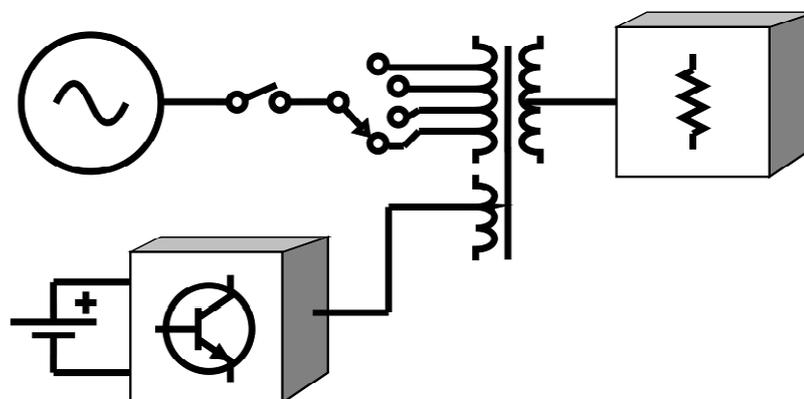


Figura 8: Estrutura geral do Nobreak do tipo Interativo.

2.2.4 Sincronização com a rede elétrica

Convém que o funcionamento do Nobreak seja o mais transparente possível à carga. Desta forma, definir a posição angular da referência de tensão da rede torna-se essencial.

O sincronismo compreende localizar o algoritmo de controle, de modo a garantir a tomada adequada de decisões. Para tal, este deve ser capaz de acompanhar todo tipo de variação nos parâmetros da referência.

Conforme sugerem Bobrowska-Rafal et al. (2011), as técnicas de sincronização empregadas em sistemas eletrônicos destinados a redes trifásicas, podem basear-se no sistema natural de coordenadas, em coordenadas ortogonais estacionárias ($\alpha\beta$) ou em coordenadas ortogonais girantes (dq).

Das técnicas que utilizam sistemas de coordenada natural, a mais comum é a que se utiliza do cruzamento de zero. Esta possui, porém, desvantagens na precisão e velocidade de resposta, mas pode ser suficiente em alguns casos onde não é possível obter razoável taxa de amostragem da tensão de entrada. Apesar de não ser muito comum em sistemas de maior potência, são largamente utilizados, por exemplo, em Nobreaks e AVR's (*Automatic Voltage Regulators* - Reguladores Automáticos de Tensão), devido ao seu baixo custo computacional e facilidade de implementação. Outras técnicas baseiam-se na implementação de filtros adaptativos.

Estes métodos têm a desvantagem de necessitarem aplicação individual a cada fase. No caso do EPLL (*Enhanced Phase Locked Loop* - Loop de Fase Travado em Fase), conforme apresentado por Luna et al. (2010), quando aplicado a sistemas trifásicos, é usado para extrair as componentes de sequência positiva e, desta forma, corretamente sincronizar mesmo em sistemas desbalanceados.

Os métodos baseados no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, utilizam a função trigonométrica de arco tangente para obtenção do ângulo de fase. Algumas soluções foram propostas para melhorar a imunidade a distorções de forma de onda, como propõem Rodríguez et al. (2006) e Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011), que empregam geradores de sinal em quadratura para separar as componentes de sequência positiva e negativa de uma referência de tensão trifásica, ou, em outro artigo, Rodríguez et al. (2011), propõem um

método para criar n filtros, ajustados para diferentes frequências, possibilitando o sincronismo até o n -ésimo harmônico, obtendo, inclusive, seus módulos.

Os métodos baseados em coordenadas girantes operam ajustando seu ângulo de modo a acompanhar o vetor da referência. Desta forma, o erro é medido através do módulo de q e d passa a ter o mesmo módulo do vetor da referência. Este método é conhecido como SRF (*Synchronous Reference Frame*).

Limongi et al. (2007) apresentam comparações entre variações deste método. Devido à sensibilidade que possuem a distorções de forma de onda e a desbalanceamentos no caso de sistemas trifásicos, as técnicas de sincronismo baseadas em referência síncrona necessitam de alternativas para transpor este problema. Um exemplo é a técnica de desacoplamento empregada no DSRF (*Double Synchronous Reference Frame*), que extrai as componentes de sequência positiva do sinal de referência tornando o algoritmo imune ao desbalanceamento no caso de sistemas trifásicos. Outras técnicas buscando melhorar o desempenho do método de referência síncrona, conforme sugerem Bobrowska-Rafal et al. (2011), consistem na utilização de filtros para reduzir os distúrbios causados pela presença de harmônicos.

2.2.5 Aplicações de Nobreaks

Nos últimos anos, como exemplo, destacam-se algumas aplicações deste tipo de equipamento:

- Ashrafi, Niroomand e Ashrafi Nia (2012) apresentam uma estrutura de um UPS trifásico a três fios com reduzido número de chaves.
- Lee, Kinoshita e Sanada (2012) apresentam a estrutura de UPS trifásico a quatro fios, com neutro grampeado com chaves bidirecionais, com elevada eficiência.
- Karpati, Zsigmond, Voros e Lendvay (2012) apresentam um estudo de forma a auxiliar a escolha de UPSs para centrais de processamento de dados (CPDs).
- Miyagi, Yamauchi, Yona e Senjyu (2012) estudam as necessidades energéticas de uma casa inteligente e autossuficiente e propõem um sistema que integra painéis fotovoltaicos e baterias a um inversor, formando um UPS.

- Pereira, Aparecido Pelegrini, Martins, Xavier Duarte, Poles de Souza e Gouvea (2013) apresentaram testes realizados com um UPS com capacidade de comunicação desenvolvido para aplicação em semáforos de trânsito.
- Branco, Torrico-Bascope, Cruz e de A Lima (2013) propõem UPSs utilizando transformadores isoladores em alta frequência, buscando maior eficiência e menor tamanho, para aplicação em redes de geração distribuída.
- Lahyani, Venet, Guermazi e Troudi (2013) propõem o uso combinado de baterias e supercapacitores objetivando reduzir esforços sobre as primeiras e, conseqüentemente, aumentar sua vida útil.
- Zhao, Song, Liu e Xiao (2013) propõem um UPS utilizando transformadores de alta frequência para conexão das fontes de armazenamento de energia, substituindo conversores CC-CC e reaproveitando estruturas de modo a tornar a solução modular.

Das aplicações mais recentes, observa-se um maior foco nas variações estruturais e otimizações, uma vez que Nobreaks já não são um conceito novo, uma vez que diversos modelos estão disponíveis no mercado e seu uso já é bastante difundido.

2.3 Filtros Ativos como Nobreak

Da análise da literatura, fica clara a tarefa do filtro ativo e do UPS: O filtro ativo opera enquanto a rede estiver presente e o UPS deve ser utilizado quando a rede falha. A reconfiguração do filtro ativo de potência para uso como UPS, porém, não é um conceito novo, destacando-se alguns trabalhos comentados a seguir.

Qin e Du (1995) implementaram uma solução de baixo custo, baseado num filtro ativo monofásico, associado a um UPS *line interactive*. O conceito é de utilizar o inversor, que normalmente estaria inativo no momento em que a rede alimenta a carga, como filtro ativo paralelo, compensando os harmônicos de corrente da carga. Para a obtenção da referência de compensação, um filtro *notch* é implementado, removendo a frequência fundamental do sinal proveniente da leitura de corrente.

Oueidat e Sadarnac (1996) implementaram um filtro ativo paralelo monofásico, agindo como um UPS offline. A obtenção das referências de compensação é baseada no uso

de uma senóide sincronizada com a tensão de alimentação, subtraída do sinal de corrente. Supõe-se, portanto, uma tensão de alimentação senoidal.

Utilizando seis chaves (ou três braços), Ando et al. (1997) desenvolveram um filtro ativo paralelo monofásico, também utilizado como UPS *offline*. Através do uso de três chaves contatoras, os modos filtro ativo, inversor e carregador de baterias são alternados. A obtenção da referência de compensação se dá, de forma semelhante a Oueidat e Sadarnac (1996), através do uso de uma senóide sincronizada com a tensão da rede, subtraída da leitura de corrente.

Silva et al. (2000) utilizaram uma estrutura de um filtro ativo série-paralelo trifásico como UPS, permitindo regulação de tensão para a carga e compensação de conteúdo harmônico de corrente para a rede. Para o controle, foram comparados algoritmos baseados em referência síncrona. Em 2001, a estrutura foi apresentada mais a fundo (SILVA et al., 2001).

Barrero et al. (2003) apresentaram um filtro ativo série-paralelo com capacidades limitadas de UPS. Por não utilizar armazenamento de energia a longo prazo, o sistema poderia manter uma parte da carga (cargas críticas, por exemplo) por até 500ms, utilizando a energia armazenada nos capacitores do barramento DC compartilhado. A estrutura consiste em três blocos monofásicos, cada um composto por seis chaves e interligados pelo barramento DC. O controle é implementado de forma independente para o compensador de corrente (filtro paralelo e UPS) e o regulador de tensão (filtro série).

Nasiri, Bekiarov e Emadi (2003) apresentaram uma estrutura de filtro ativo série paralelo monofásico com foco na redução de componentes, utilizando, para tal, apenas quatro chaves (dois braços). Associado a um banco de baterias o sistema ganha, ainda, capacidade de UPS. No mesmo trabalho estruturas com mais componentes (três e quatro braços) foram comparadas. Para a obtenção das referências de compensação e regulação foi utilizada referência síncrona.

Haga, Ohishi e Ando (2005) utilizaram um filtro ativo paralelo no barramento DC de um UPS online, para correção do fator de potência do retificador de entrada. A energia foi armazenada em forma mecânica, através do uso de um volante. Para o controle, foi utilizada referência síncrona.

Ando, Haga e Ohishi (2006) apresentaram uma estrutura composta de um *chopper* (conversor *buck-boost*) AC, associado a um filtro ativo paralelo, ligado ao barramento DC. A corrente de referência é sintetizada através de uma senóide sincronizada com a tensão, com amplitude calculada através do valor da potência de saída.

Khoor e Machmoum (2007) desenvolveram uma estrutura simplificada para um UPS monofásico online, utilizando apenas quatro chaves (dois braços), com capacidade de regulação de tensão e compensação de harmônicos de correntes (filtro ativo série-paralelo).

Itoh e Tamada (2007) propuseram o uso de um conversor matricial, associado a um gerador de ímãs permanentes como fonte de energia para implementar um filtro ativo paralelo, com capacidade de UPS. Para o controle, foi utilizada referência síncrona.

Ordoez e Sadarnac (2008) apresentaram uma adaptação a um filtro ativo paralelo, acrescentando uma bateria associada a um conversor que compatibiliza os níveis de tensão entre a bateria e o barramento DC, mantendo este ativo no caso de falha da rede. A estrutura geral é de um UPS *offline*.

Por fim, Silva et al.(2009b) e Silva et al.(2009a) desenvolveram filtros ativos série paralelo, com capacidade de UPS (*line interactive*), com controle baseado em referência síncrona.

Se observa nas aplicações apresentadas o aproveitamento das estruturas entre os modos filtro ativo e UPS. As publicações tendem a demonstrar variações das estruturas de modo a buscar maior eficiência ou menores variações de corrente e tensão.

2.4 Conclusões Preliminares

Da análise da literatura é possível observar os três tipos de filtros ativos de potência e suas aplicações: filtros série são usados para compensar desvios na tensão, filtros paralelos são usados para compensar desvios de corrente e os condicionadores de energia são usados para compensação de ambos.

Para a correta identificação do que deve ser compensado pelo filtro ativo, dado seu tipo, alguns sistemas de controle foram apresentados e, dentre eles, destaca-se a teoria da potência ativa e reativa instantânea, por ser o foco deste estudo.

Em seguida, para a regulação das grandezas elétricas no conversor e de modo a permitir que as referências produzidas pelo método de identificação harmônica sejam seguidas, algumas técnicas de modulação foram discutidas. Destaca-se a modulação por histerese, pela robustez intrínseca e por permitir seu uso tanto no controle de tensões quando no de correntes.

Na análise das aplicações mais recentes de filtros ativos, é possível observar o uso desses sistemas fora da rede elétrica, neste caso, embarcado em aeronaves e a utilização de conversores multinível, com o objetivo de reduzir as variações de corrente.

Na apresentação dos modelos de UPS disponíveis, fica claro que a forma de ligação do sistema determina seu tipo, sendo o *online* colocado entre a rede e a carga, o *standby* ligado em paralelo com a carga com uma chave desconectando a rede, e o interativo que difere do *standby* apenas pela presença de um elemento que regula a amplitude da tensão da rede.

De modo a permitir a continuidade adequada no fornecimento de energia, os algoritmos de sincronismo retornam, instantaneamente, a fase da tensão. Dos métodos estudados, destaca-se o da potência fictícia, por seu conceito semelhante ao método de identificação harmônica selecionado para o filtro ativo.

O foco das aplicações atuais de UPSs fica a cargo de variações estruturais e otimizações, uma vez que o conceito não é novo.

Por fim das aplicações das estruturas que incorporam funcionalidade de filtro ativo e UPS, se observa a tendência no uso de topologias ainda não usuais como conversores matriciais e variações estruturais, buscando criar sistemas mais eficientes ou com menores variações de corrente e tensão.

3 CONCEITUAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção, alguns conceitos fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho serão apresentados, detalhados e discutidos.

Inicialmente, um breve relato sobre as teorias de potência e o problema da mensuração da potência em sistemas distorcidos será feito, findando na análise da Teoria da Potência Ativa e Reativa Instantânea.

Em seguida, será apresentada uma análise de algumas normas que tratam sobre a Qualidade da Energia elétrica, de modo a estabelecer os requisitos para o modelo em desenvolvimento. Por fim, os elementos de controle utilizados no modelo serão discutidos.

3.1 Teorias de Potência

Desde 1892, com Steinmetz, o problema da transferência de potência com cargas não lineares vêm sendo estudado. E foi o próprio Steinmetz, cinco anos mais tarde, que cunhou os termos de potência ativa, reativa e aparente, assim como propôs a definição do Fator de Potência. Antes disso, porém, em 1865, num trabalho dedicado ao eletromagnetismo, Maxwell conceituou o efeito de defasagem da corrente em elementos reativos.

De acordo com Akagi, Watanabe e Aredes (2007), duas teorias de potência foram mais significativas, sendo a de Budeanu, em 1927, com abordagem no domínio da frequência, e Fryze, em 1932, com abordagem no domínio do tempo.

Mais tarde Akagi et al. (1984) publicaram a teoria da potência ativa e reativa instantânea, aplicada à compensação dos harmônicos em sistemas trifásicos a três fios. Posteriormente, Akagi et al. (1999) publicaram uma extensão desta teoria, com aplicação a sistemas trifásicos a quatro fios.

Estes termos e fatos se interligam ao tentar fornecer bases de modelagem matemática para o conceito de potência elétrica e, mesmo mais de um século mais tarde, diferentes teorias vêm sendo propostas buscando explicações mais eficazes para as situações de operação não ideais.

3.1.1 Condições ideais de funcionamento

A teoria convencional de potência é bastante eficaz para o caso de sistemas monofásicos senoidais utilizando cargas resistivas e indutivas, mas, por conta das divergências serem toleráveis, até então, esta teoria vêm sendo utilizada e continua difundindo-se na literatura básica.

Num sistema monofásico senoidal, composto apenas por cargas resistivas e indutivas, a análise, conforme a teoria de potência convencional, e, segundo Akagi, Watanabe e Aredes (2007), inicia-se pela descrição matemática das tensões e correntes instantâneas, $v(t)$ e $i(t)$, respectivamente:

$$v(t) = a_v \text{sen}(\omega t) \quad (1)$$

$$i(t) = a_i \text{sen}(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

onde a_v e a_i são os valores de pico da tensão e da corrente, respectivamente e φ é o ângulo de defasagem entre elas.

Considerando-se os valores eficazes, obtém-se:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int v(t)^2 dt} = \frac{a_v}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int i(t)^2 dt} = \frac{a_i}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

sendo V e I , os valores eficazes de corrente e tensão e T o período de um ciclo de rede.

Substituindo (3) em (1) e (4) em (2) e calculando a potência instantânea, que é o produto dos valores instantâneos de corrente e tensão, obtém-se,

$$p(t) = v(t)i(t) = 2VI \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\omega t - \varphi) \quad (5)$$

É possível decompor a potência instantânea (5) em duas parcelas:

$$p(t) = VI\cos(\varphi)[1 - \cos(2\omega t)] - VI\sin(\varphi)\sin(2\omega t) = \text{Parte I} + \text{Parte II} \quad (6)$$

$$\text{Parte I} = VI\cos(\varphi)[1 - \cos(2\omega t)] \quad (7)$$

$$\text{Parte II} = -VI\sin(\varphi)\sin(2\omega t) \quad (8)$$

A primeira parcela (7), possui valor médio $VI\cos(\varphi)$ e pulsa com o dobro da frequência da rede. A segunda (8), possui valor médio nulo e oscila, também, com o dobro da frequência da rede.

Considerando a tensão e a corrente de mesma amplitude unitária e mesma fase, obtemos a representação da Figura 9.

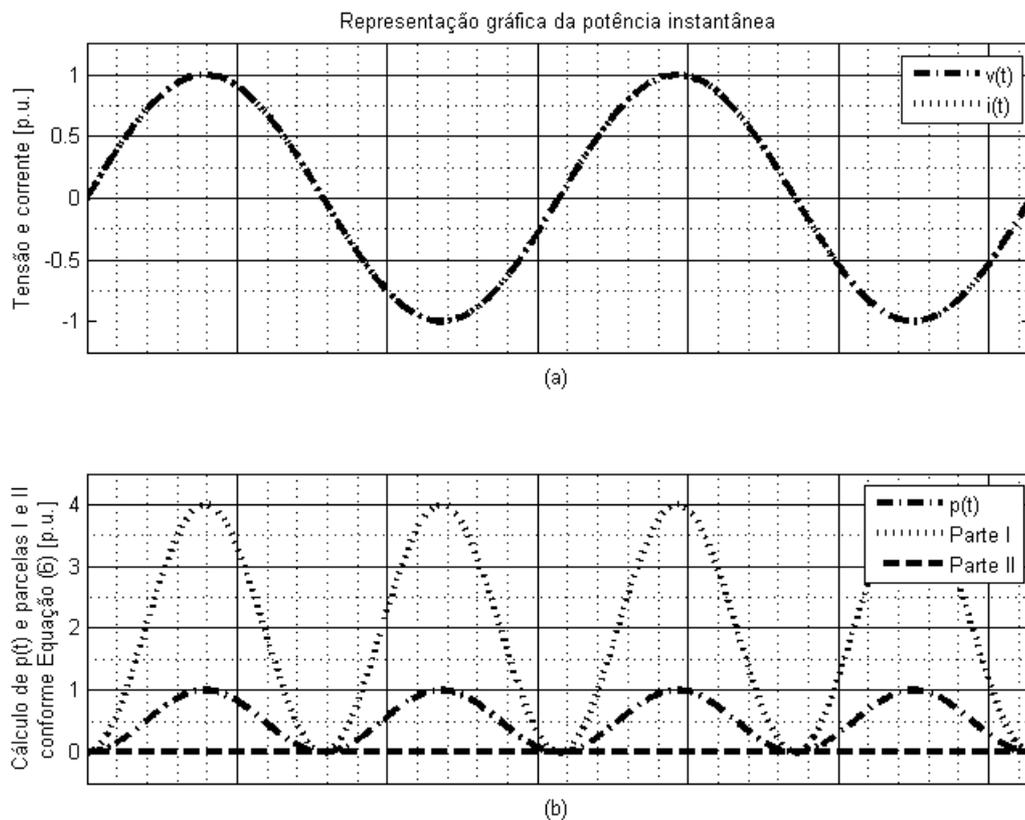


Figura 9: Representação gráfica da potência instantânea: Tensão e corrente com mesma amplitude e em fase (a), Potência instantânea $p(t)$, Parte I e Parte II (b).

Através da Figura 9b, é possível verificar que, em nenhum momento, a potência torna-se instantaneamente negativa, o que significa que não há troca de energia entre a carga e a fonte, conforme sugerem Akagi, Watanabe e Aredes (2007).

Se introduzirmos uma defasagem de $\frac{\pi}{3} \text{ rad}$ no sistema anterior, obtemos a representação da Figura 10.

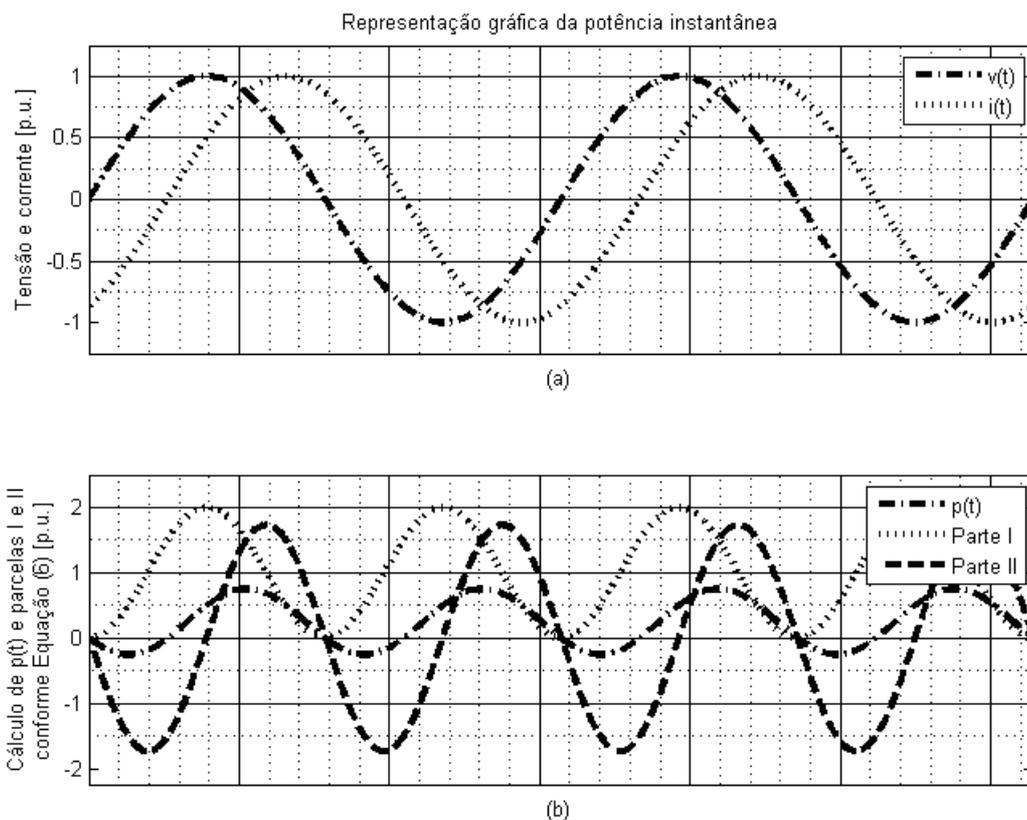


Figura 10: Representação gráfica da potência instantânea: Tensão e corrente com mesma amplitude, mas defasadas (a), Potência instantânea $p(t)$, Parte I e Parte II (b).

Desta vez, na Figura 10b, observa-se que uma parte da potência instantânea é negativa, o que pode ser verificado pela oscilação da *Parte II* de $p(t)$.

De forma a interpretar a potência instantânea analiticamente, desmembramos seus componentes e definimos três elementos: A potência ativa (P), a potência reativa (Q) e a potência aparente (S).

A potência ativa P é definida como a potência média consumida pela carga, ou seja,

$$P = VI \cos(\varphi) \tag{9}$$

onde V e I são os valores eficazes de tensão e de corrente, respectivamente, e φ é a defasagem entre elas. Este é o valor médio da Parte I da equação (6).

A potência reativa Q é definida como a potência trocada entre fonte e a carga, ou,

$$Q = VI \sin(\varphi) \quad (10)$$

onde V e I são os valores eficazes de tensão e corrente, respectivamente, e φ é a defasagem entre elas. Este é o valor de pico da Parte II da equação (6).

Por fim, a potência aparente, é definida como o produto entre os valores eficazes de tensão e corrente, ou,

$$S = VI \quad (11)$$

De outra forma, a potência aparente é a soma vetorial da potência ativa e da reativa,

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (12)$$

Interpretando as definições (11) e (12) de forma geométrica, podemos construir um triângulo, baseado no ângulo de defasagem φ , conforme a Figura 11.

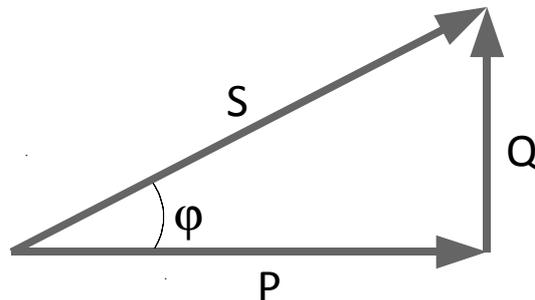


Figura 11: Representação gráfica das potências ativa (P), reativa (Q) e aparente (S): O triângulo de potências.

Conforme Akagi, Watanabe e Aredes (2007), muitos autores definem que o conceito de potência ativa e reativa residem no conceito de trabalho. A potência ativa é a que, na média, permite à carga realizar trabalho. Por outro lado, por definição, a potência reativa, possui valor médio nulo e, portanto, não realiza trabalho.

De modo a medir a proporção entre a potência total envolvida e o trabalho efetivamente realizado, o fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente, ou,

$$FP = \frac{P}{S} = \cos(\varphi) \quad (13)$$

3.1.2 Condições não ideais de funcionamento

3.1.2.1 Constantin Budeanu

Em 1927, Constantin Budeanu introduziu uma análise no domínio da frequência, que incluíam considerações sobre as distorções de forma de onda. Conforme apresentam Akagi, Watanabe e Aredes (2007), considerando-se um circuito monofásico, desta vez, com forma de onda distorcida, a tensão e a corrente eficazes, passam a ser calculadas com base na amplitude de seus harmônicos:

$$V = \sqrt{\sum V_n^2} \quad (14)$$

$$I = \sqrt{\sum I_n^2} \quad (15)$$

onde V_n e I_n são, respectivamente, a tensão e a corrente eficazes do harmônico de ordem n . Observa-se o caráter discreto das equações, onde n é um número inteiro e, por consequência, os interharmônicos são desconsiderados.

Desta forma, V_n e I_n podem ser definidas como a tensão e a corrente eficazes do caso senoidal anteriormente estudado:

$$V_n = \frac{a_{n_v}}{\sqrt{2}} \quad (16)$$

$$I_n = \frac{a_{n_i}}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

Onde a_{n_v} e a_{n_i} são, respectivamente, os valores de amplitude dos harmônicos de tensão e corrente de ordem n .

De forma análoga ao que foi definido anteriormente, a potência aparente é,

$$S = VI \quad (18)$$

Baseando-se no triângulo de potências definido na Figura 3, através de um ângulo φ_n , que é a defasagem entre as senoides de corrente e tensão do harmônico de ordem n , definem-se a potência ativa P_n e a potência reativa Q_n de cada harmônico:

$$P_n = V_n I_n \cos(\varphi_n) \quad (19)$$

$$Q_n = V_n I_n \text{sen}(\varphi_n) \quad (20)$$

Logo, as potências totais, equivalem ao somatório das parcelas dos harmônicos:

$$P = \sum P_n \quad (21)$$

$$Q = \sum Q_n \quad (22)$$

A parcela da potência causada pela distorção da forma de onda é definida por Budeanu como a potência de distorção:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (23)$$

Com base nesta última definição, o triângulo de potências pode ser expandido em mais um eixo, formando um tetraedro, representado na Figura 12.

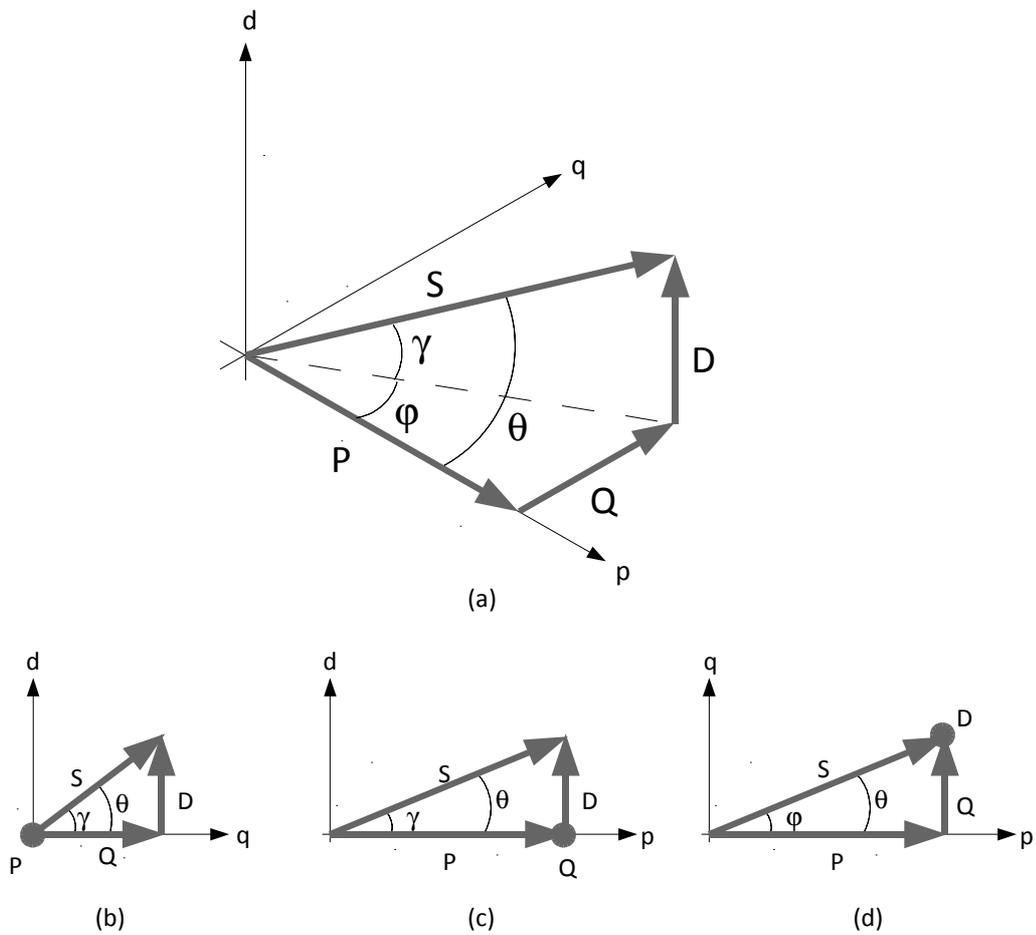


Figura 12: O Tetraedro de Potências: Em sua vista ortogonal (a), e suas projeções (b), (c) e (d)

O fator de potência continua sendo a relação entre potência ativa e potência aparente,

$$FP = \frac{P}{S} = \cos(\theta) \quad (24)$$

Na Figura 12a, θ é o ângulo entre o vetor P (Potência ativa) e S (Potência aparente).

Como existem, ainda, definições para a potência causada pelas distorções de forma de onda (D) e pelas defasagens entre correntes e tensões (Q), podemos definir fatores que representem cada um. São eles, o fator de potência de deslocamento (FP_Q) e o fator de distorção (FP_D):

$$FP_Q = \cos(\varphi) \quad (25)$$

$$FP_D = \cos(\gamma) \quad (26)$$

Onde, pela Figura 12a, γ é o ângulo formado entre a projeção de S no plano dp (Figura 12c) e o vetor S e φ é o ângulo formado entre a projeção de S no plano pq e o vetor P (Figura 12d).

O fator de potência total, anteriormente descrito é igual, também, ao produto dos fatores de distorção e deslocamento:

$$FP = \frac{P}{S} = \cos(\theta) = FP_Q FP_D = \cos(\varphi)\cos(\gamma) \quad (27)$$

3.1.2.2 Stanisław Fryze

Segundo Akagi, Watanabe e Aredes (2007), no início dos anos 1930, Stanisław Fryze propôs definições de potência no domínio do tempo.

As definições de tensão e corrente eficazes (V e I , respectivamente), são as mesmas apresentadas em (3) e (4), e a potência instantânea ($p(t)$) é o mesmo que foi definido em (5):

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int v(t)^2 dt} \quad (28)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int i(t)^2 dt} \quad (29)$$

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (30)$$

A potência aparente P_S é definida de forma semelhante a (11) e (17):

$$P_S = VI \quad (31)$$

A potência ativa P_W , é definida como a integral da potência instantânea:

$$P_W = \frac{1}{T} \int p(t) dt \quad (32)$$

A potência reativa P_q , ou, também encontrado na literatura como *potência fictícia* ou *não-ativa*, é definida como:

$$P_q = \sqrt{P_s^2 - P_w^2} \quad (33)$$

O fator de potência ativo λ , que é análogo ao definido em (12) e (27), está relacionado, segundo Akagi, Watanabe e Aredes (2007), com a proporcionalidade entre a tensão e a corrente e tem, neste caso, valor unitário. Este é definido como:

$$\lambda = \frac{P_w}{P_s} \quad (34)$$

Seu complemento, fator de potência reativo, é descrito como:

$$\lambda_q = \sqrt{1 - \lambda^2} \quad (35)$$

Desta forma, Fryze decompôs as tensões e correntes em partes ativas (que realizam trabalho – V_w e I_w , respectivamente) e reativas ou não-ativas (que não realizam trabalho – V_q e I_q , respectivamente) como:

$$V_w = \lambda V \quad (36)$$

$$I_w = \lambda I \quad (37)$$

$$V_q = \lambda_q V \quad (38)$$

$$I_q = \lambda_q I \quad (39)$$

Segundo Nascimento (2012), a parcela de corrente ativa está relacionada à uma condutância equivalente da carga e que foi Fryze a primeiro introduzir o conceito de ortogonalidade das tensões e correntes, calculadas a partir dos fatores de potência λ e λ_q .

3.1.2.3 Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa e Akira Nabae

Segundo Akagi, Watanabe e Aredes (2007), na década de 1980, Akagi, Kanazawa e Nabae, propuseram novas definições de potência e introduziram o conceitos de *potência instantânea* e *potência instantânea imaginária*, buscando fornecer bases para explicar e atuar em sistemas distorcidos, desbalanceados e em regime transitório.

Através de uma transformação matemática, o sistema trifásico é convertido em um sistema bifásico ortogonal. Desta forma, correntes e tensões são desmembrados em componentes α , β e 0, conforme segue:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (40)$$

Onde x é uma variável que, neste caso, pode ser a corrente ou tensão e os índices β e α , representam as variáveis nos eixos real e imaginário, respectivamente, e 0, os componentes de sequência zero. Esta transformação recebe o nome de Transformação de Clarke.

Os componentes de sequência zero são causados por componentes homopolares em sistemas polifásicos com neutro, os quais são normalmente indesejáveis. Considerando um sistema trifásico, a representação gráfica desta transformação fica conforme a Figura 13.

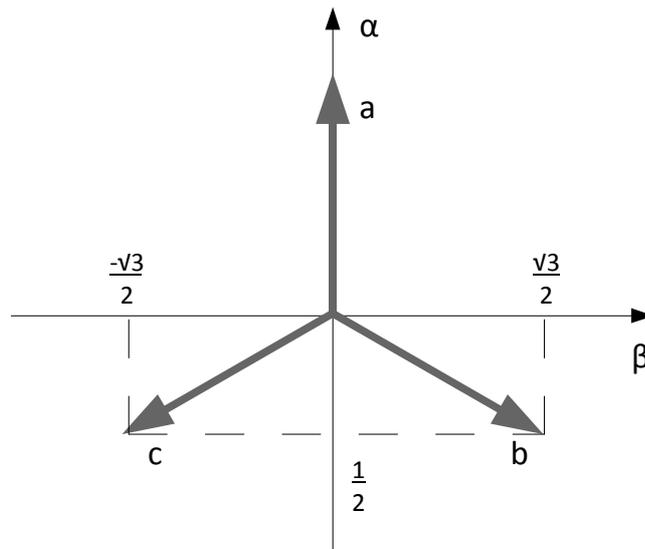


Figura 13: Representação gráfica da transformação de Clarke: Os vetores das fases a, b e c, projetados nos eixos α e β .

É importante observar que a Transformação de Clarke pode ser apresentada de forma diferente em diferentes publicações devido à escolha dos sistemas de referência. A definição apresentada neste trabalho é baseada em Akagi, Watanabe e Aredes (2007).

Como exemplo, para um sistema trifásico balanceado e não distorcido, definido por (41), a representação fica conforme a Figura 14.

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= 1 \operatorname{sen}(2\pi 60t) \\
 v_b(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{41}$$

Nota-se, na Figura 14b, que o componente de sequência zero é nulo, uma vez que o sistema é balanceado e sem presença de harmônicos.

De acordo com Akagi, Watanabe e Aredes (2007), as definições de potência propostas podem ser representadas pelo sistema de equações:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{42}$$

onde p representa a parcela instantânea de energia sendo efetivamente transferida para a carga, chamada potência real, q é a parcela de energia sendo trocada entre as fases, chamada potência imaginária e p_0 é a potência de sequência zero.

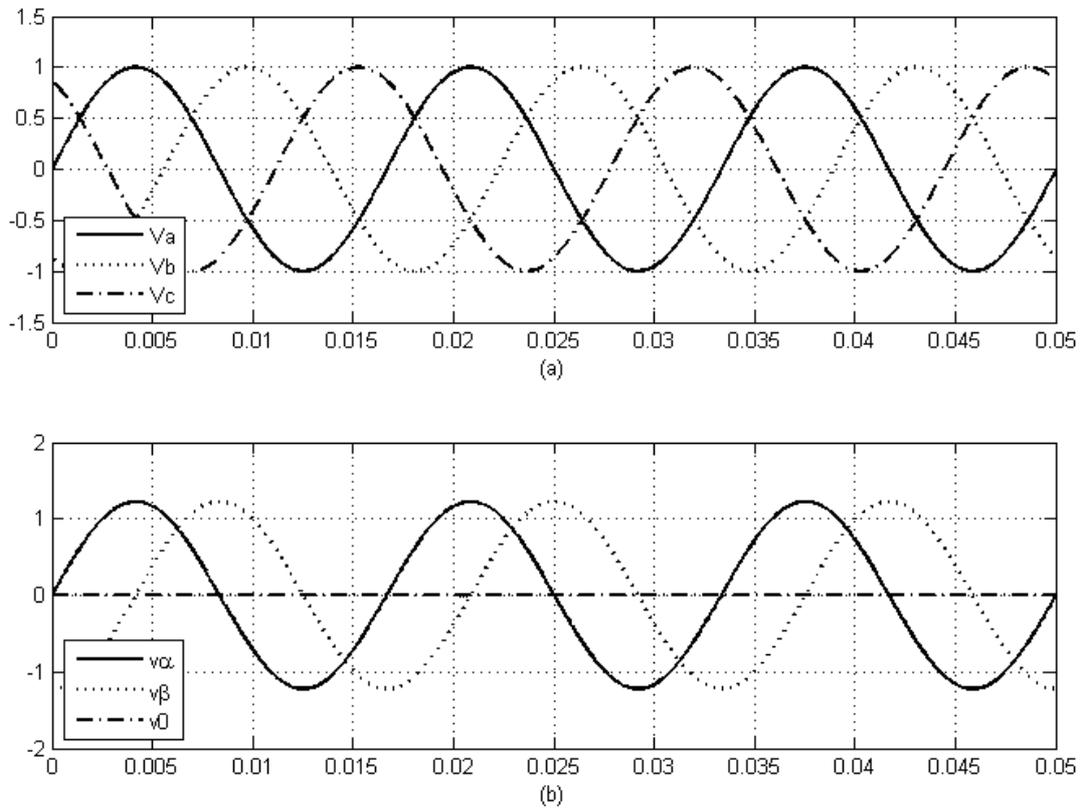


Figura 14: Representação gráfica do sistema trifásico definido em (41) (a) e sua transformação (b).

A potência ativa trifásica instantânea $p_{3\phi}$, pode ser definida conforme segue:

$$p_3 = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_a i_a + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0 \quad (43)$$

De forma a compreender o comportamento das variáveis p , q e p_0 , propõe-se a análise de seis sistemas, sendo o primeiro, um sistema com tensões e correntes senoidais em fase, conforme (44) e (45) e apresentado na Figura 15.

$$\begin{aligned} v_a(t) &= 1 \operatorname{sen}(2\pi 60t) \\ v_b(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= 0,5 \operatorname{sen}(2\pi 60t) \\
 i_b(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_c(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{45}$$

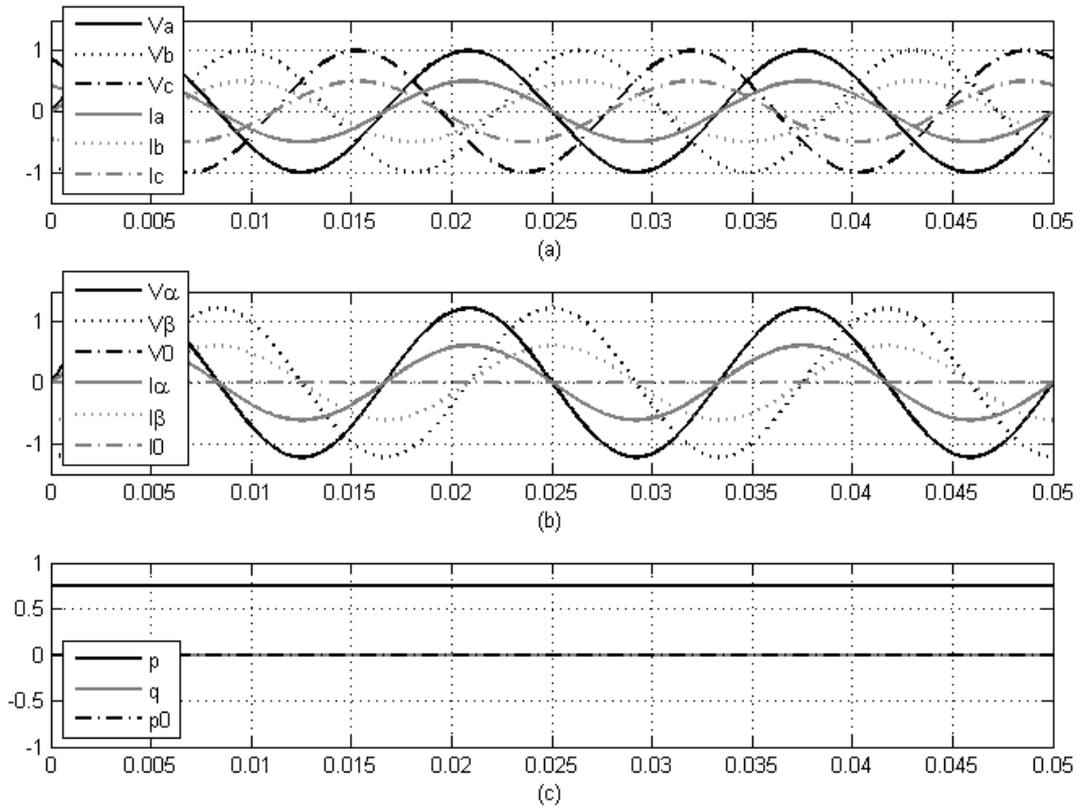


Figura 15: Primeiro sistema (tensões e correntes senoidais, balanceadas e em fase): Tensões e correntes no sistema abc (a), tensões e correntes no sistema $\alpha\beta$ (b) e componentes p , q e p_0 (c).

Observa-se, na Figura 15c, que p possui valor constante, enquanto q e p_0 possuem valor nulo. O que se espera de um sistema deste tipo é que a potência flua de forma constante para a carga, uma vez que não existem distorções, desbalanceamentos ou defasagens. Este é o caso de uma carga resistiva.

Num segundo sistema, introduziremos uma defasagem entre corrente e tensão, conforme (46) e (47) e representado na Figura 16.

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= 1 \text{sen}(2\pi 60t) \\
 v_b(t) &= 1 \text{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= 1 \text{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{46}$$

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= 0,5 \text{sen}\left(2\pi 60t - \frac{\pi}{12}\right) \\
 i_b(t) &= 0,5 \text{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{12}\right) \\
 i_c(t) &= 0,5 \text{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{12}\right)
 \end{aligned}
 \tag{47}$$

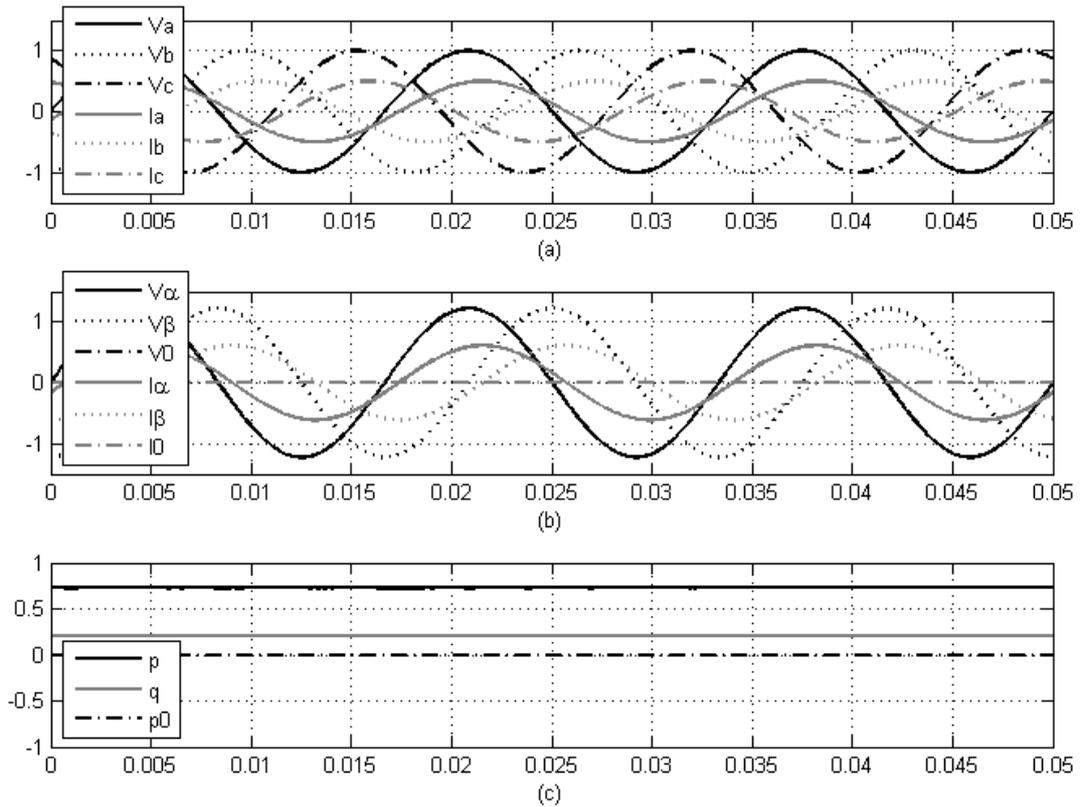


Figura 16: : Segundo sistema (tensões e correntes senoidais, balanceadas, mas defasadas de 15°): Tensões e correntes no sistema abc (a), tensões e correntes no sistema $\alpha\beta$ (b) e componentes p , q e p_0 (c).

Observa-se, na Figura 16c, que a parcela q passa a assumir valor constante, enquanto há troca de potência entre a carga e a rede causada pela defasagem entre corrente e tensão.

Num terceiro sistema, acrescentam-se correntes distorcidas com o terceiro harmônico, mas sem defasagens, conforme (48) e (49) e cuja representação gráfica fica como na Figura 17.

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= 1 \operatorname{sen}(2\pi 60t) \\
 v_b(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{48}$$

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= 0,5 \operatorname{sen}(2\pi 60t) + 0,1 \operatorname{sen}(6\pi 60t) \\
 i_b(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) + 0,1 \operatorname{sen}(6\pi 60t) \\
 i_c(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right) + 0,1 \operatorname{sen}(6\pi 60t)
 \end{aligned} \tag{49}$$

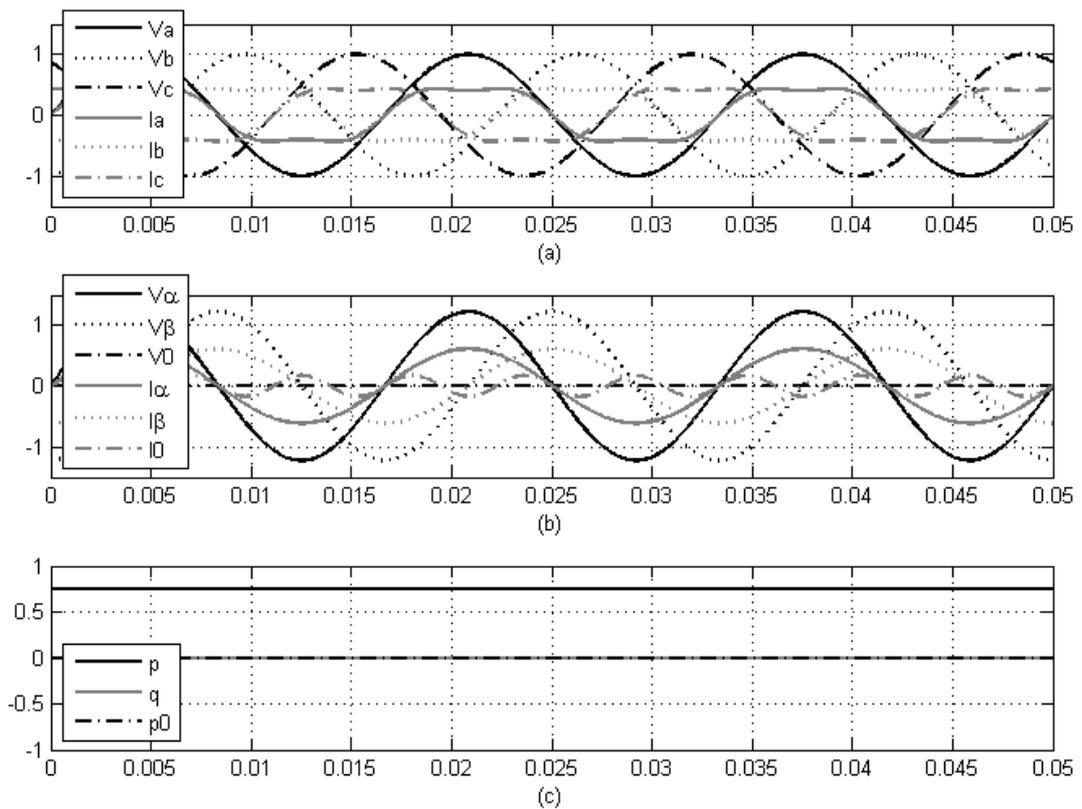


Figura 17: Terceiro sistema (tensões senoidais e correntes com 20% de terceiro harmônico, balanceadas e em fase): Tensões e correntes no sistema abc (a), tensões e correntes no sistema $\alpha\beta$ (b) e componentes p , q e p_0 (c).

Observa-se, na Figura 17b, que I_0 oscila, o que não é transferido para p_0 , já que V_0 é nulo.

Num quarto sistema, introduzimos desta vez o quinto harmônico de corrente, conforme (50) e (51), cuja representação deste sistema fica como na figura 18.

$$\begin{aligned} v_a(t) &= 1 \operatorname{sen}(2\pi 60t) \\ v_b(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (50)$$

$$\begin{aligned} i_a(t) &= 0,5 \operatorname{sen}(2\pi 60t) + 0,1 \operatorname{sen}(10\pi 60t) \\ i_b(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) + 0,1 \operatorname{sen}\left(10\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right) + 0,1 \operatorname{sen}\left(10\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (51)$$

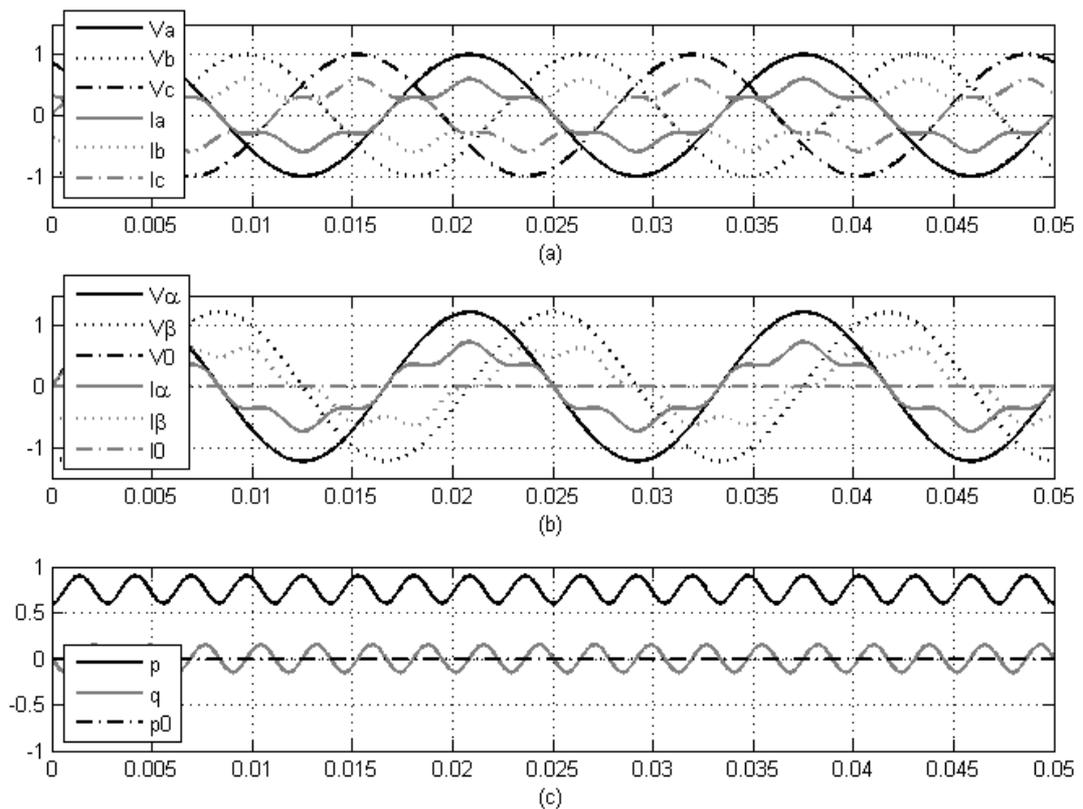


Figura 18: Quarto sistema (tensões senoidais e correntes com 20% do quinto harmônico, balanceadas e em fase): Tensões e correntes no sistema abc (a), tensões e correntes no sistema αβ (b) e componentes p , q e p_0 (c).

Observa-se, neste caso, na Figura 18c, que p e q ganham uma parcela oscilatória. Pela definição, se o comportamento das componentes rege o fluxo de potência para a carga, uma oscilação representa troca.

Num quinto sistema, apresentado na Figura 19, introduzimos, além do quinto harmônico, uma defasagem entre os respectivos componentes harmônicos de corrente e tensão, conforme (52) e (53).

$$\begin{aligned} v_a(t) &= 1 \operatorname{sen}(2\pi 60t) \\ v_b(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) &= 1 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (52)$$

$$\begin{aligned} i_a(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{\pi}{12}\right) + 0,1 \operatorname{sen}\left(10\pi 60t - \frac{5\pi}{12}\right) \\ i_b(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{12}\right) + 0,1 \operatorname{sen}\left(10\pi 60t + \frac{2\pi}{3} - \frac{5\pi}{12}\right) \\ i_c(t) &= 0,5 \operatorname{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{12}\right) + 0,1 \operatorname{sen}\left(10\pi 60t - \frac{2\pi}{3} - \frac{5\pi}{12}\right) \end{aligned} \quad (53)$$

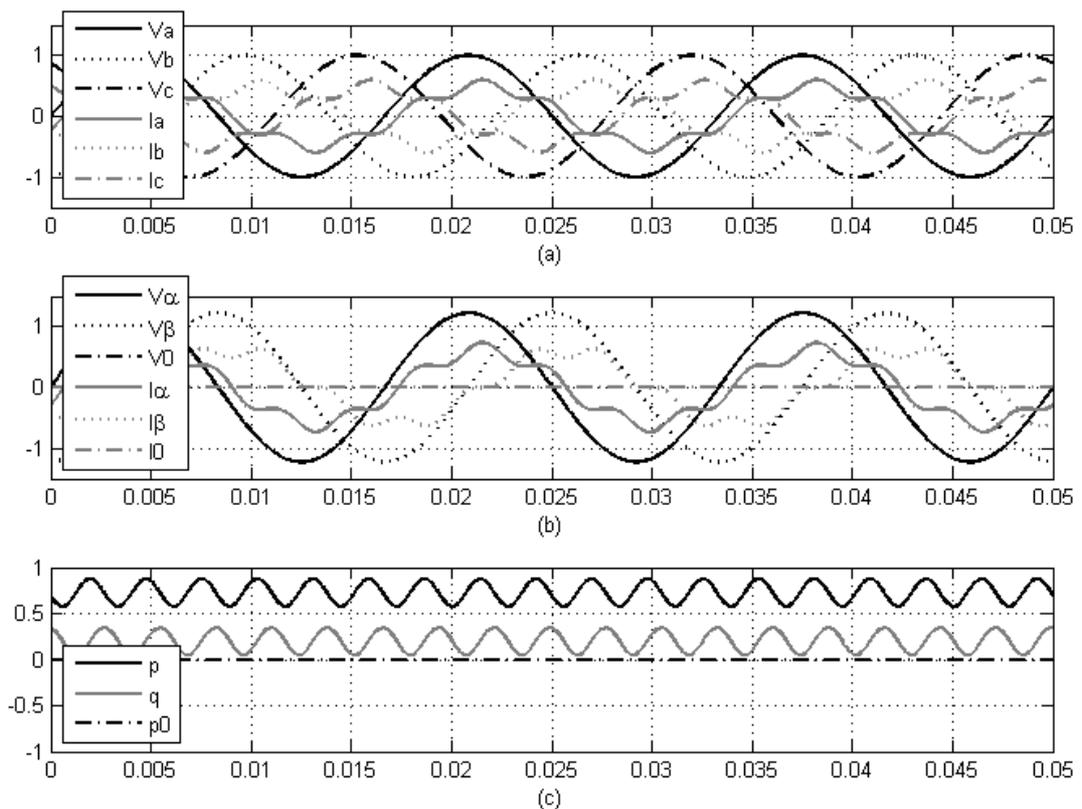


Figura 19: Quinto sistema (tensões senoidais e correntes com 20% do quinto harmônico, balanceadas, mas defasadas de 15°): Tensões e correntes no sistema abc (a), tensões e correntes no sistema $\alpha\beta$ (b) e componentes p , q e p_0 (c).

Observa-se, desta vez, na Figura 19c, que p e q possuem tanto valor médio quanto parcela oscilatória.

Por fim, num sexto sistema, consideram-se correntes e tensões distorcidas pelo terceiro harmônico, assim como uma defasagem entre os respectivos componentes harmônicos, conforme definem (54) e (55).

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= 1\text{sen}(2\pi 60t) + 0,2\text{sen}(6\pi 60t) \\
 v_b(t) &= 1\text{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3}\right) + 0,2\text{sen}(6\pi 60t) \\
 v_c(t) &= 1\text{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3}\right) + 0,2\text{sen}(6\pi 60t)
 \end{aligned}
 \tag{54}$$

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= 0,5\text{sen}\left(2\pi 60t - \frac{\pi}{12}\right) + 0,1\text{sen}\left(6\pi 60t - \frac{3\pi}{12}\right) \\
 i_b(t) &= 0,5\text{sen}\left(2\pi 60t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{12}\right) + 0,1\text{sen}\left(6\pi 60t - \frac{3\pi}{12}\right) \\
 i_c(t) &= 0,5\text{sen}\left(2\pi 60t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{12}\right) + 0,1\text{sen}\left(6\pi 60t - \frac{3\pi}{12}\right)
 \end{aligned}
 \tag{55}$$

A representação gráfica deste sistema fica como na Figura 20.

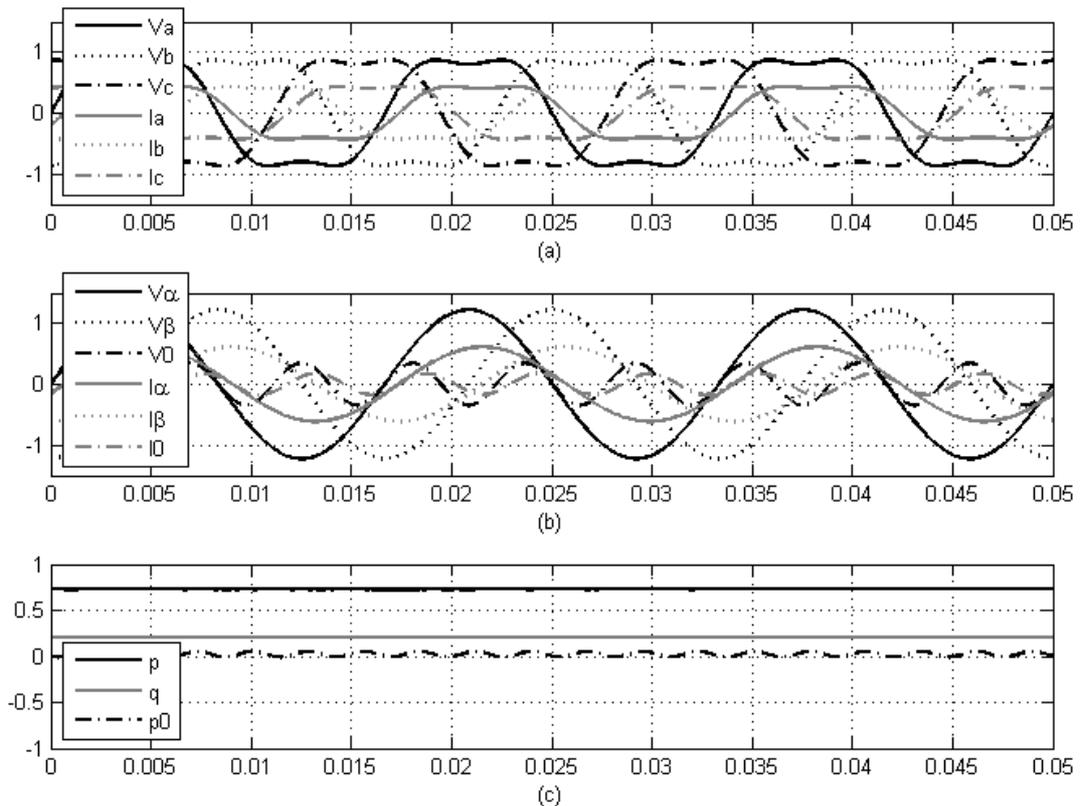


Figura 20: Sexto sistema (tensões senoidais e correntes com 20% de terceiro harmônico, balanceadas, mas defasadas de 15°): Tensões e correntes no sistema abc (a), tensões e correntes no sistema $\alpha\beta$ (b) e componentes p , q e p_0 (c).

Observa-se, na Figura 20c, que p_0 assume uma pequena oscilação, enquanto p e q , são constantes.

Verifica-se, portanto, que as variáveis p , q e p_0 podem assumir valores médios e oscilatórios, dependendo da situação analisada, e, desta forma, serem decompostas, o que trás as seguintes definições:

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \\ p_0 &= \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{aligned} \quad (56)$$

Onde \bar{p} , \bar{q} e \bar{p}_0 representam os valores médios e \tilde{p} , \tilde{q} e \tilde{p}_0 s valores oscilantes de p , q e p_0 .

Ainda, de acordo com Akagi, Watanabe e Aredes (2007), uma componente oscilatória em p significa energia sendo trocada ao longo do tempo, entre a carga e a fonte. De toda forma, o que se espera de uma carga ideal, do ponto de vista de eficiência observada pela rede de alimentação, é que esta seja como um resistor, situação observada anteriormente no primeiro dos seis sistemas exemplificados.

Baseado nesta verificação, o modelo desenvolvido, sintetizará os sinais de referência de corrente, através da compensação de todas as componentes diferentes de \bar{p} .

Neste contexto, considerando a representatividade que as parcelas médias e oscilatórias possuem, é possível verificar uma grande vantagem da teoria pq , quando utilizada para compensação, que é a possibilidade de selecionar as parcelas nas quais se deseja atuar.

3.2 Qualidade da Energia Elétrica

Ainda que não se possa atribuir características de qualidade a uma grandeza física como a energia, o termo engloba diversos fenômenos que acometem tensões e correntes num sistema elétrico, mas não é, porém, limitado apenas a estes.

A Qualidade da Energia, ou *power quality*, no termo em inglês, engloba diferentes vertentes (Bollen, 2003):

- Qualidade de tensão: É o desvio da forma de onda da tensão dos parâmetros ideais;

- Qualidade de corrente: É o desvio da forma de onda da corrente dos parâmetros ideais, no caso, uma onda senoidal de frequência e fase idênticas às da tensão.
- Qualidade da potência: Engloba os conceitos de qualidade de tensão e de corrente (Qualidade da Energia Elétrica, no termo em português);
- Qualidade do fornecimento: Engloba a qualidade da tensão e os aspectos não técnicos relativos ao fornecimento (atendimento ao cliente, etc.);
- Qualidade do consumo: Engloba a qualidade da corrente.

Neste trabalho, apenas os aspectos relacionados às características técnicas da energia elétrica e seus fenômenos associados serão analisados.

3.2.1 *Distorções de onda*

Dizem respeito às diferenças entre o sinal medido e uma senoide pura, no que tange à forma. O conteúdo harmônico (decomposição do sinal utilizando o Teorema de Fourier) é o que dita as características da forma de onda e intensidade do fenômeno.

A mensuração dos valores de distorção harmônica é feita através do cálculo de índices como:

Distorção Harmônica Total (THD - *Total Harmonic Distortion*, de acordo com a norma IEEE519-1992 (IEEE, 2009) ou DTT - Distorção harmônica total de tensão, de acordo com PRODIST - Modulo 8 (ANEEL, 2011):

$$THD_V [\%] = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_{MAX}} V_n^2}}{V_1} * 100 \quad (57)$$

$$THD_I [\%] = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_{MAX}} I_n^2}}{I_1} * 100 \quad (58)$$

Sendo V_1 e I_1 as componentes fundamentais de tensão e corrente, respectivamente, e “n” o índice do componente harmônico.

A respeito deste índice, observa-se que a diferença entre as definições da IEEE e as do PRODIST, é que as normas da ANEEL impõem limites apenas para distorções de tensão, já a norma internacional não faz distinção entre corrente e tensão.

Distorção harmônica individual de tensão de ordem h (DIT_n, de acordo com PRODIST - Modulo 8 (ANEEL, 2011)):

$$DIT_n [\%] = \frac{V_n}{V_1} * 100 \quad (59)$$

Sendo V_1 a componente fundamental de tensão e “n” o índice do componente harmônico. Este índice visa estabelecer os limites individuais para cada harmônico.

Distorção de Demanda Total (TDD - *Total Demand Distortion*, de acordo com a norma IEEE519-1992 (IEEE, 2009)):

$$TDD [\%] = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_{MAX}} I_n^2}}{I_D} * 100 \quad (60)$$

Sendo I_1 a componente fundamental de corrente, I_D o valor máximo da corrente demandada e “n” o índice do componente harmônico. Este índice tem o objetivo de mensurar o impacto da distorção harmônica da demanda total do sistema sendo analisado. A norma IEEE1159 (IEEE, 2009), classifica a distorção de onda em cinco categorias com seus respectivos limites, utilizando o cálculo do THD:

- Nível DC: É o componente de frequência zero. Deve ser menor que 0,1%;
- Harmônicos: São os componentes múltiplos inteiros da frequência fundamental. Deve ser menor que 20%;
- Interharmônicos: São os componentes múltiplos não inteiros da frequência fundamental. Deve ser menor que 2%;
- Cortes (*Notching*): São distúrbios periódicos, causando redução instantânea nos valores de tensão. Poderiam ser considerados transitórios impulsivos, mas como ocorrem em regime permanente, possuem uma classificação diferente;

- Ruídos: São sinais não periódicos, com larga banda de frequência. Deve ser menor que 1%.

O PRODIST - Modulo 8 (ANEEL, 2011), define as máximas distorções totais de tensão, de acordo com a Tabela 1.

Tabela 1: Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental)

Tensão nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) [%]
$V_N \leq 1\text{kV}$	10
$1\text{kV} < V_N \leq 13,8\text{kV}$	8
$13,8\text{kV} < V_N \leq 69\text{kV}$	6
$69\text{kV} < V_N \leq 230\text{kV}$	3

3.2.2 Fator de potência

Adicionalmente aos conceitos de Qualidade da Energia elétrica, se faz necessária a introdução do conceito de fator de potência que, segundo Gady e Gilleskie (1993), é a relação entre potência ativa e potência aparente:

$$FP = \frac{P}{S} \quad (61)$$

Considerando que o efeito do conteúdo harmônico na potência ativa é pequeno, podemos assumir, para a potência ativa, apenas a componente fundamental:

$$P = V_{1\text{rms}} * I_{1\text{rms}} * \cos(\varphi_1) \quad (62)$$

Sendo $V_{1\text{rms}}$ e $I_{1\text{rms}}$, respectivamente, a tensão e corrente eficazes e φ_1 a defasagem entre elas, para as componentes fundamentais.

S é a potência aparente, definida pela multiplicação entre a tensão e corrente eficazes que, por sua vez, se considerado o conteúdo harmônico, são:

$$V_{\text{rms}} = V_{1\text{rms}} * \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \quad I_{\text{rms}} = I_{1\text{rms}} * \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2} \quad (63)$$

Desta forma, obtemos a equação completa para o fator de potência:

$$FP = FP_{\text{desl}} * FP_{\text{dist}} = \cos(\phi_1) * \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_v}{100}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_1}{100}\right)^2}} \quad (64)$$

Sendo FP_{desl} definindo o efeito da defasagem entre tensão e corrente, ou fator de deslocamento e FP_{dist} definindo o efeito da distorção harmônica, ou fator de distorção. O PRODIST - Modulo 8 (ANEEL, 2011), porém, define o fator de potência como sendo:

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (65)$$

Onde P é a potência ativa e Q a potência reativa, limitando o fator de potência, para tensões abaixo de 230kV, a 0,92. Desta forma, deixa-se em aberto o efeito da distorção harmônica na análise.

3.3 Análise das Topologias Consideradas

O conversor principal, que faz o papel de fonte de corrente para a rede ou de tensão para a carga, é sem dúvida, o elemento mais crítico do sistema a ser desenvolvido, mas, na prática, a diferença entre as magnitudes das tensões do elemento de armazenamento de energia e da rede elétrica podem representar um obstáculo. Isto implica, normalmente, no uso de mais conversores, tornando o sistema mais complexo.

O uso do inversor fonte de tensão possibilita a implementação do filtro ativo paralelo e do Nobreak de forma direta, já que, de acordo com o observado na literatura analisada, é a topologia mais empregada para ambos os casos. Conforme apresentam Exposto et al. (2013), porém, o uso de um conversor DC-DC bidirecional no barramento DC pode apresentar-se necessário, para que se faça a compatibilização da tensão do banco de baterias tanto em modo elevador, alimentando a carga, quanto em modo abaixador, carregando as baterias.

A Figura 21 apresenta a estrutura geral considerada, que consiste em um conversor AC-DC, ligado, através de um barramento DC, a um conversor DC-DC ligado, por sua vez a um banco de baterias. A operação ocorre em dois modos:

- Modo Filtro Ativo de Potência: O conversor AC-DC age como um retificador com corrente controlada, compensando os harmônicos produzidos pela carga e mantendo constante a tensão do barramento através do fluxo de potência ativa. O conversor DC-DC opera em modo abaixador, fornecendo tensão adequada para a carga das baterias.
- Modo Nobreak: Quando a rede é desconectada, o conversor DC-DC passa a ser responsável por manter a tensão do barramento, elevando a tensão da bateria. O conversor AC-DC, por sua vez, utiliza a energia do barramento para alimentar a carga.

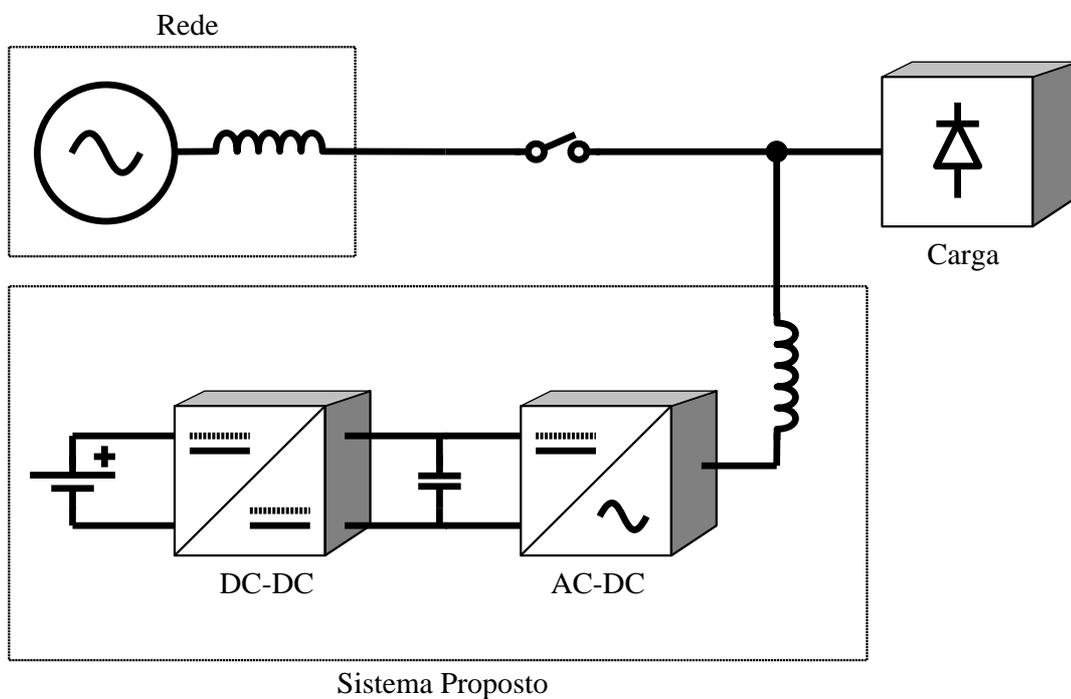


Figura 21: Elementos básicos do sistema utilizando o inversor fonte de tensão.

3.3.1.1 Análise

Nesta estrutura, dois momentos importam para a operação: Quando operando como filtro ativo, importa a regulação da corrente de entrada e quando em modo nobreak, importa a regulação da tensão do barramento (através do conversor DC-DC) e da tensão de saída do inversor (através do conversor AC-DC).

De crucial importância é a definição do tipo de rede à qual será conectado o sistema, já que a presença do condutor de neutro possibilita a circulação de harmônicos homopolares, que também devem ser considerados na compensação. A Figura 22 detalha os elementos do sistema a três fios e a Figura 23 detalha o sistema a quatro fios.

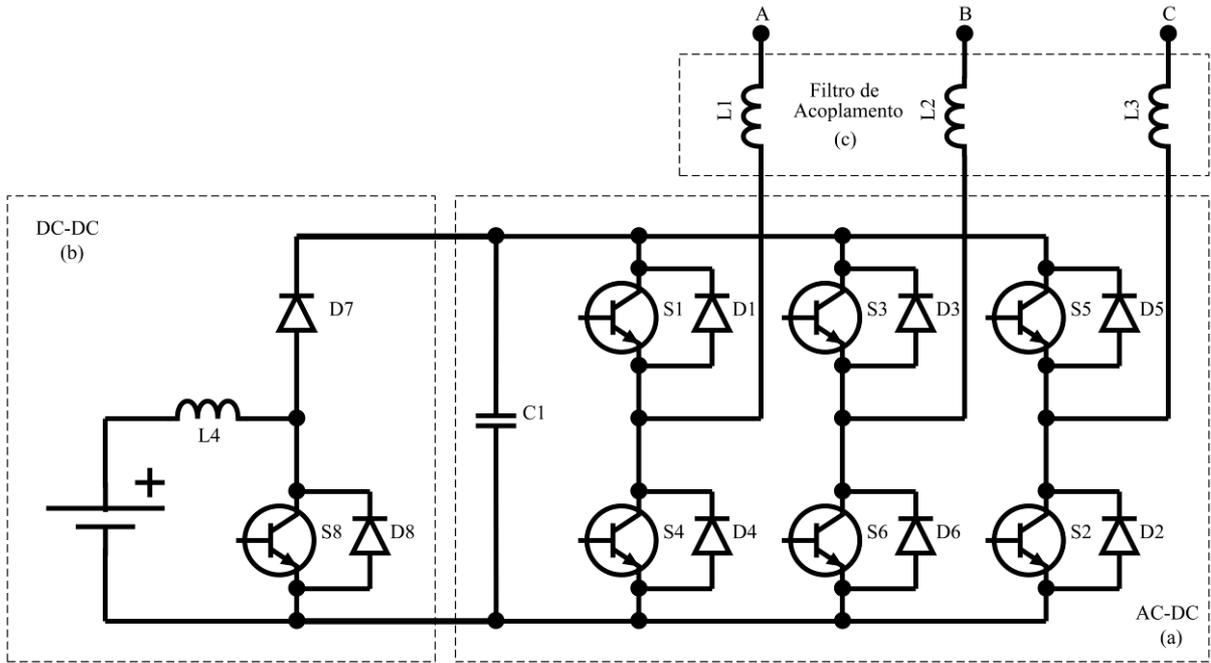


Figura 22: Componentes do sistema utilizando o inversor fonte de tensão. Inversor fonte de tensão ou conversor AC-DC (a), Conversor DC-DC (b) e elemento de acoplamento (c).

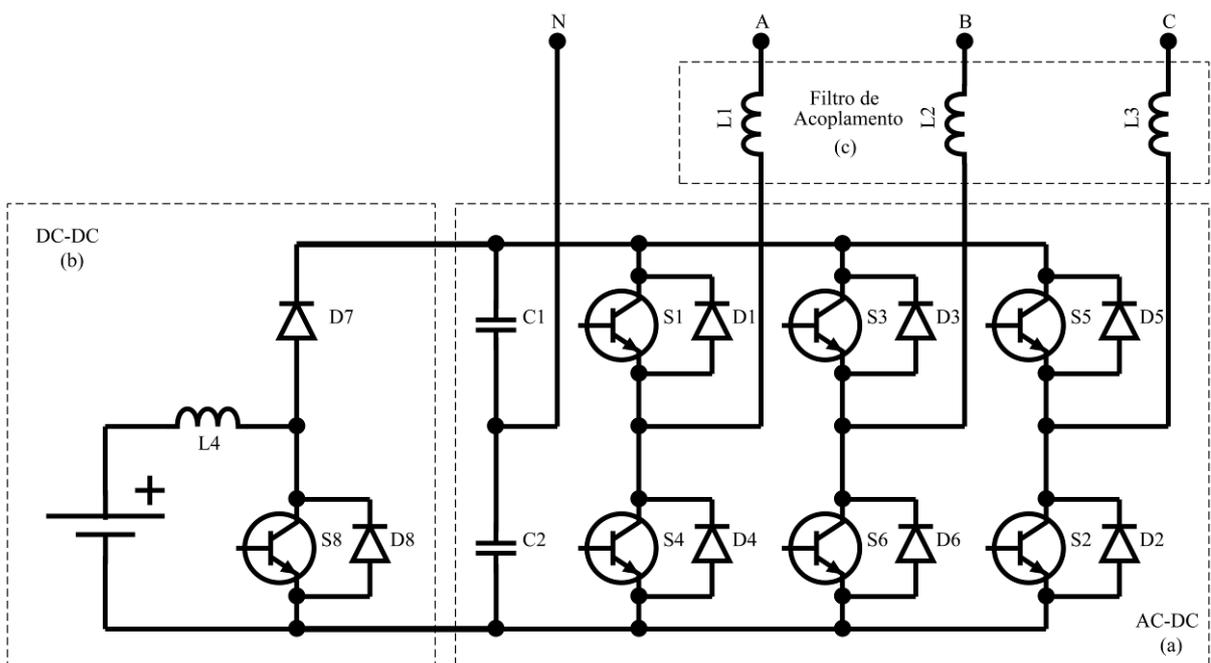


Figura 23: Componentes do sistema utilizando o inversor fonte de tensão. Inversor fonte de tensão ou conversor AC-DC (a), Conversor DC-DC (b) e elemento de acoplamento (c).

A análise da regulação da corrente de entrada da fase A pode ser feita a partir da Figura 24, sob o ponto de vista de alta frequência, no caso de um sistema trifásico a três fios.

Instantaneamente, levando em consideração a polaridade das tensões da Figura 24a e definindo como positiva a polaridade da corrente I_s que sai da fonte de tensão V_{sa} e que esta possui valor inicial zero, acionando-se a chave S4, é permitido que I_s aumente e, dependendo da carga ligada ao barramento DC, a tensão do capacitor pode ser reduzida.

Em seguida, se a chave for desligada, conforme a Figura 24b, o indutor mantém a corrente circulando, mas, desta vez, descarregando no capacitor. Desta forma, à medida que a carga é transferida, I_s reduz seu valor e a tensão do capacitor cresce.

Por fim, caso seja possível a reversão, pela configuração das chaves (na Figura 24c representada pelo acionamento das chaves S1, S6 e S2), a corrente I_s é também revertida, e a tensão do capacitor é reduzida.

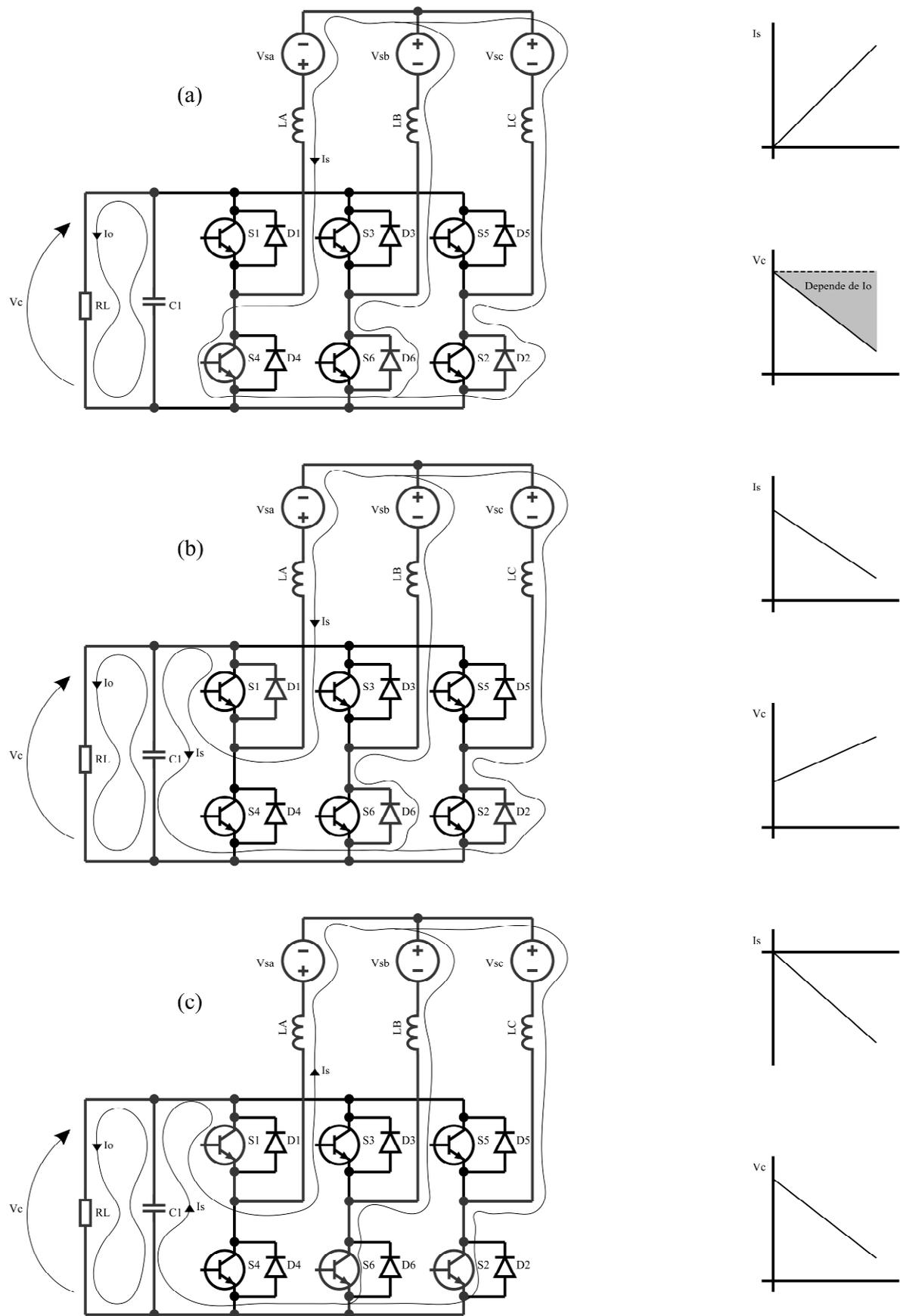


Figura 24: Análise em alta frequência dos momentos significativos para regulação da corrente da fase A do conversor (I_s). Com a chave S4 ativa (a), em seguida, quando a chave é desligada (b) e com reversão da corrente (c).

Com quatro fios (considerando o neutro) com o capacitor de barramento dividido, a análise pode ser feita por fase, como num retificador dobrador monofásico controlado (Ghosh et al., 2008), conforme representado na Figura 25.

Da mesma forma que no caso a três fios, as chaves superior e inferior controlam os valores da corrente do indutor, assim como a tensão nos capacitores. Neste caso, porém, é necessária a preocupação com o balanceamento destes capacitores, já que a carga de cada um deles ocorre em semi ciclos diferentes.

Para a análise em alta frequência da Figura 25, considera-se, a título de simplificação, apenas o semi ciclo positivo e, neste caso, considerando-se que a tensão de V_{c1} é sempre superior a V_{sa} . Para a chave S1 ativa, (Figura 25a) a corrente do indutor decresce, à medida que o capacitor é carregado, dependendo da tensão sobre o indutor, o que faz sua tensão aumentar.

Para o caso da Figura 25b, onde é a chave S4 que está ativa, a corrente do indutor cresce e a tensão V_{c2} diminui.

Verifica-se, portanto, que, para este semi ciclo, C1 é carregado e C2 é descarregado. Para o semi-ciclo complementar, é C2 que é carregado e C1 descarregado, permitindo, além do controle instantâneo da corrente do indutor, o balanceamento das tensões dos capacitores de forma lenta, já que é necessário um ciclo completo para que isto seja obtido.

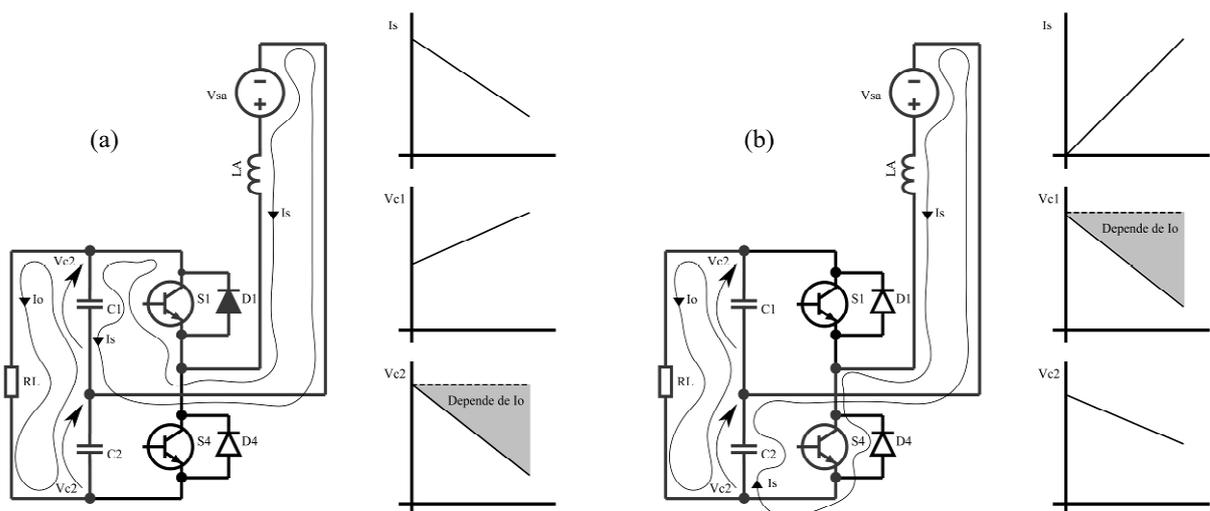


Figura 25: Análise em alta frequência dos momentos significativos para regulação da corrente da fase A do conversor (I_s) num sistema a quatro fios. Com a chave S1 ativa (a) e com a chave S4 ativa (b).

Como se observa, tanto para o caso a três fios, quanto para o a quatro fios, é através do adequado acionamento das chaves que os valores instantâneos da corrente de entrada e da tensão do barramento DC podem ser regulados. E, desta forma, a correta seqüência de acionamento será determinada por um sistema de controle que fará com que os valores médios sigam formas de onda de referência adequadamente, respeitando os limites de oscilação da tensão do barramento.

No caso do filtro ativo, a forma de onda da corrente do conversor deve ser tal que compense a distorção produzida pela carga, sem, evidentemente, produzir efeitos colaterais.

A Figura 26 demonstra o uso do controle por histerese para a regulação da corrente de entrada, sob o ponto de vista de uma das fases de forma simplificada.

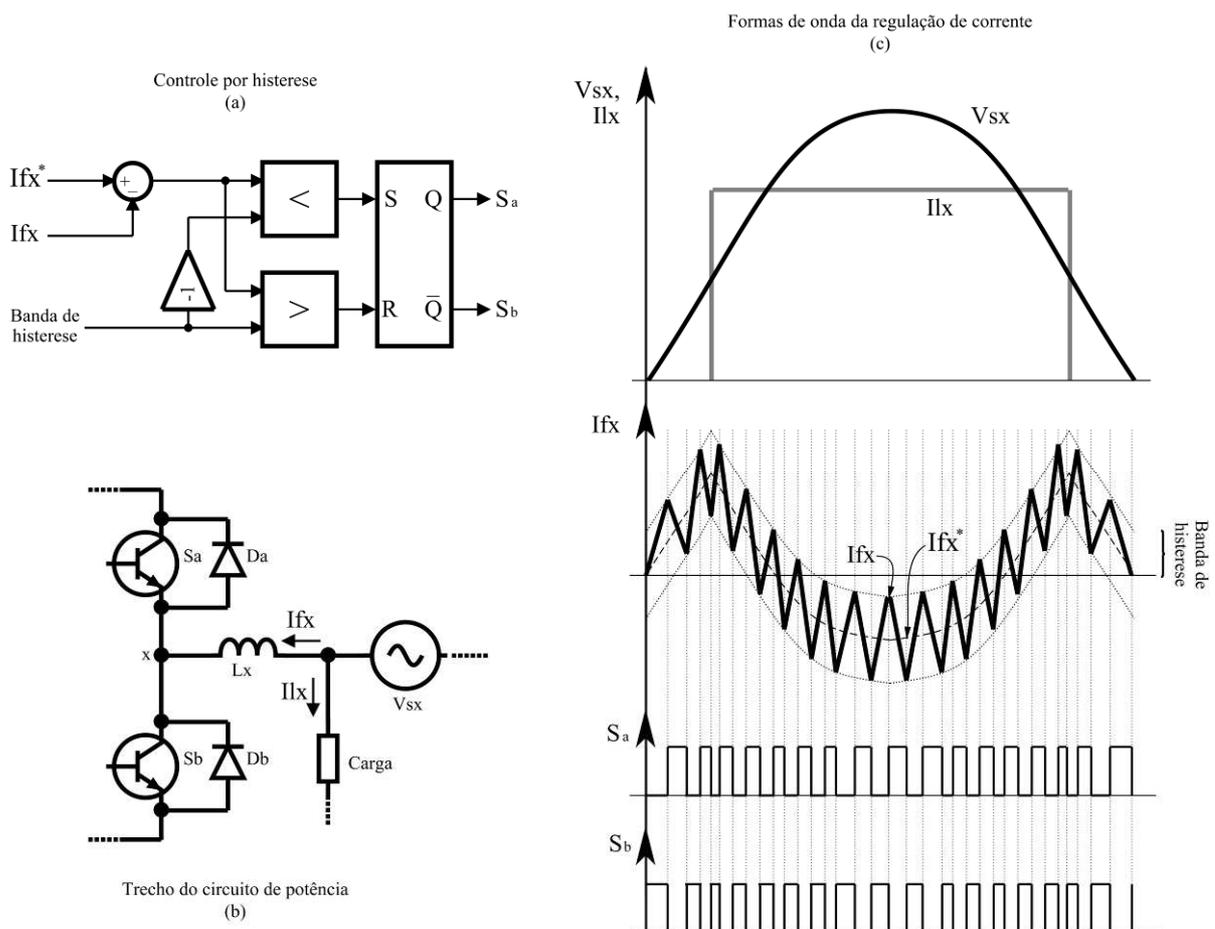


Figura 26: Implementação e funcionamento do controle por histerese de corrente.

Como se observa na Figura 26, o acionamento das chaves Sa e Sb faz com que a corrente aumente ou diminua instantaneamente e, atuando dentro da banda de histerese

especificada, é possível seguir a forma de onda especificada, de modo a permitir a compensação dos harmônicos.

A banda de histerese, juntamente com o dimensionamento do indutor de entrada e da tensão disponível no barramento DC, determinarão quão rápido a corrente cresce ou diminui quando as chaves são acionadas.

A regulação da banda de histerese permite, portanto (garantindo que o indutor e a tensão do barramento tenham valores instantâneos constantes), o ajuste da frequência de chaveamento, podendo, eventualmente, deixá-la constante, conforme sugerem Akagi, Watanabe e Aredes (2007).

No caso do Nobreak, é a tensão de saída que deve ser regulada, de modo a manter a distorção baixa, enquanto alimenta a carga. A Figura 27 demonstra a regulação da tensão, feita com o controle por histerese.

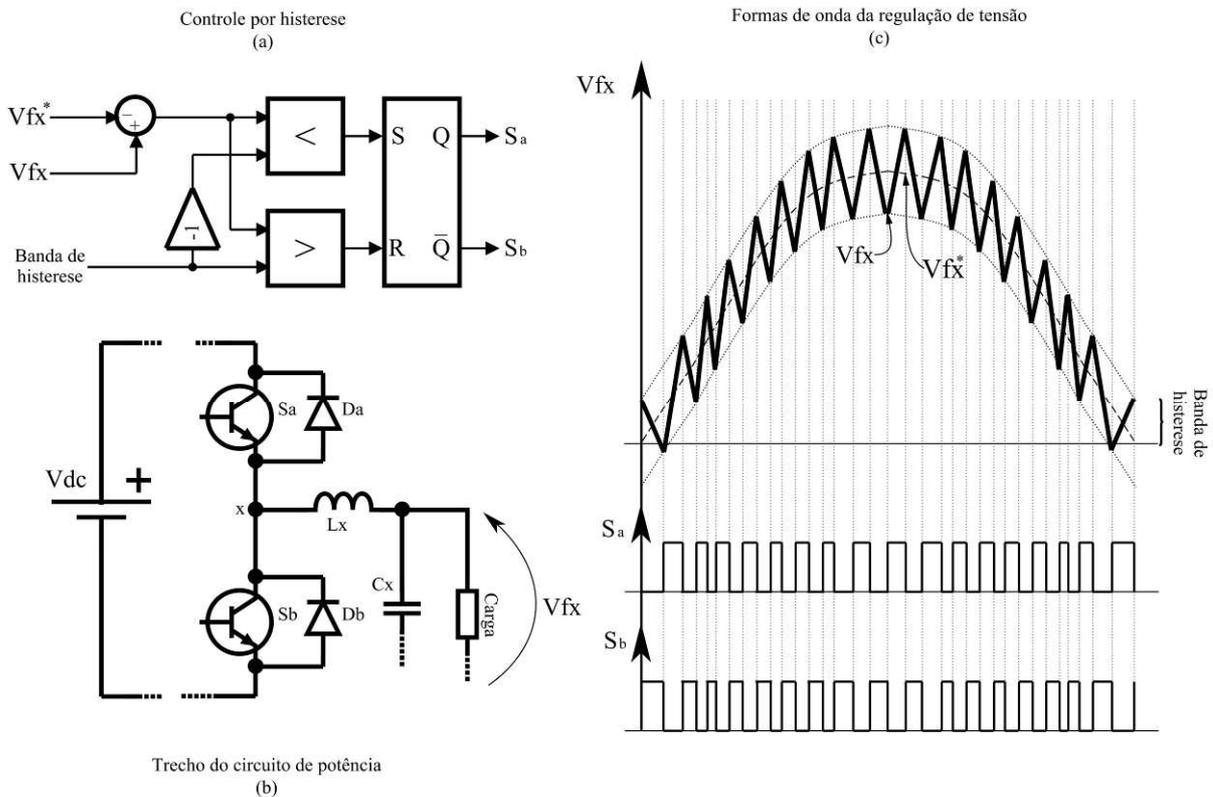


Figura 27: Implementação e funcionamento do controle por histerese de tensão.

No modo UPS, a energia entregue à carga vem da bateria e deve ter sua tensão elevada de modo a possibilitar a excursão necessária da tensão de saída. Para tal, um conversor *boost* é empregado e, para a regulação da tensão do barramento, um controle semelhante ao implementado por Park et al. (2008) pode ser utilizado. A Figura 28 ilustra a implementação do conversor DC-DC.

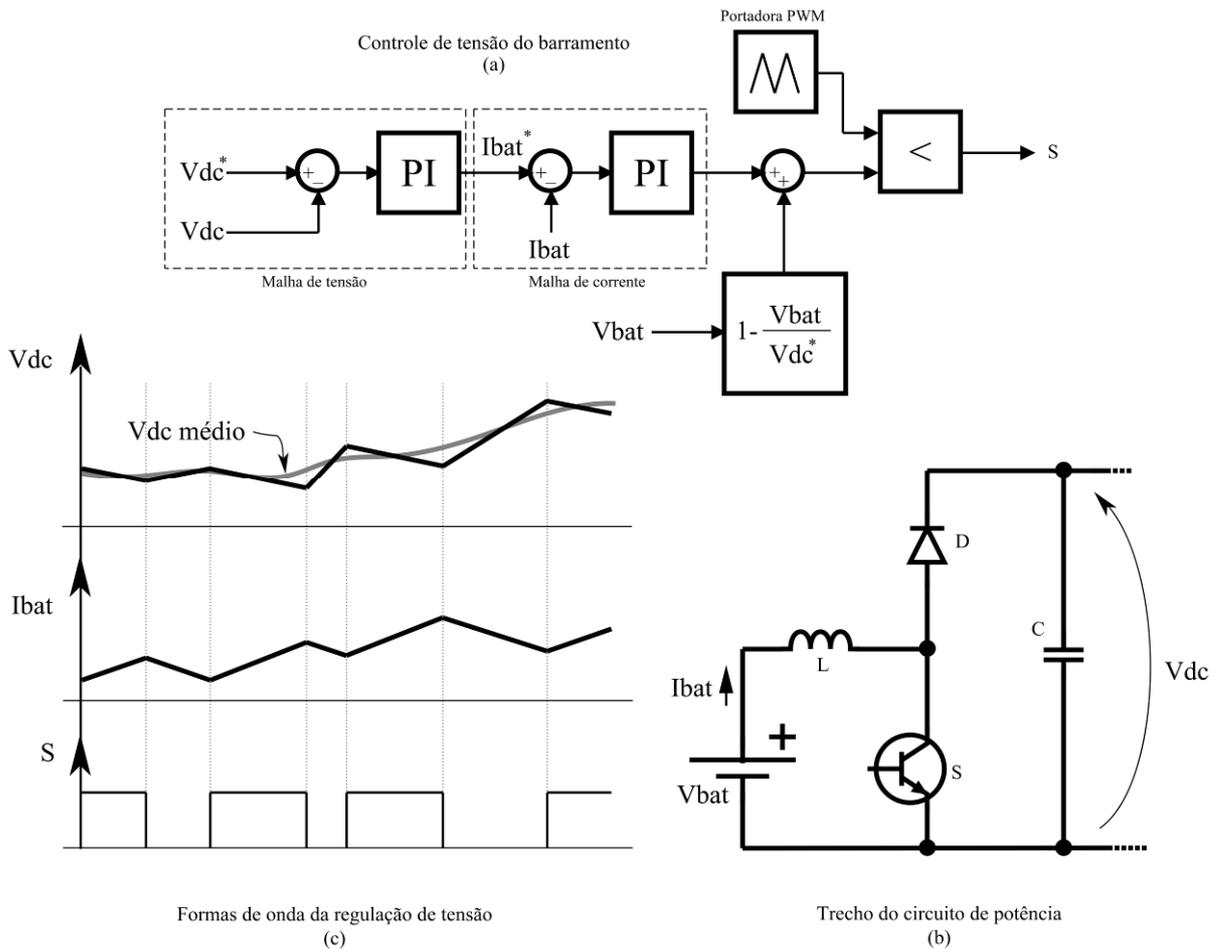


Figura 28: Implementação e controle do conversor DC-DC

No conversor DC-DC, é a comutação da chave S que regula a tensão do capacitor V_{dc} , elevando a tensão da bateria V_{bat} . Vale lembrar, porém, que este conversor é do tipo corrente-tensão, ou seja, no acionamento da chave, a corrente no indutor I_{bat} aumenta e, no desligamento, esta passa a circular para o capacitor através do diodo D.

Conforme se observa na Figura 28c, o valor médio da tensão do barramento (V_{dc}) pode ser ajustado ao longo do tempo e, considerando corretamente ajustados os ganhos do controle, as oscilações podem ser reduzidas, de acordo com as necessidades da aplicação.

O controle é implementado com duas malhas, uma de tensão e outra de corrente. Estas produzem um erro, que é no final somado à referência do ciclo de trabalho teórico do conversor *boost*. Este sinal é comparado com uma portadora, o que produz a modulação por largura de pulso que vai comandar a chave S.

3.3.1.2 Discussão

Na escolha da topologia adotada, buscou-se a adoção de uma estrutura simples. Neste sentido, os conversores empregados são bastante cobertos na literatura, mas permitem a observação de algumas ressalvas.

O uso de dois conversores que, apesar de interligados, permitem uma separação lógica, implica em controles implementados em separado. Desta forma, o teste unitário dos sistemas é possível, mas é importante ter em vista que a operação em conjunto pode produzir efeitos inesperados, como oscilações ou ressonâncias.

Ainda, a conexão em série de dois conversores acarreta, invariavelmente, numa redução na eficiência geral do sistema que, apesar de não ser o foco deste trabalho, deve ser levada em conta na escolha da solução.

3.4 Conclusões preliminares

A teoria de potência convencional consegue descrever os fenômenos elétricos adequadamente, mas apenas dentro de certas restrições, como a ausência de harmônicos nas correntes e tensões do sistema. Outras teorias de potência, que buscam considerar a presença de harmônicos, foram apresentadas neste capítulo e, dentre elas, maior foco foi dado à Teoria da Potência Ativa e Reativa Instantânea.

O caráter instantâneo da potência foi estudado, o que demonstra a possibilidade do uso desta teoria de potência no controle do filtro ativo.

Na análise normativa sobre a qualidade de energia elétrica, fica evidente que os limites de fator de potência são estabelecidos com base na teoria de potência convencional, desconsiderando, desta forma, o efeito da presença de harmônicos no cálculo.

Este fato torna-se mais relevante quando se leva em consideração a inexistência de limites de distorção harmônica de corrente na regulamentação nacional. Desta forma, neste trabalho, consideram-se os limites estabelecidos na norma internacional.

Por fim, e de modo a estabelecer a fundamentação necessária para o desenvolvimento do modelo, as topologias de conversor consideradas neste trabalho foram estudadas e seu funcionamento foi descrito.

Optou-se neste caso pelo uso de dois conversores convencionais para elaboração do modelo, evitando, desta forma, a inclusão desnecessária de variáveis na avaliação do conceito do projeto.

4 DESENVOLVIMENTO DO MODELO

A modelagem deve partir da determinação dos requisitos e condições de contorno de cada sistema. Na sequência, estabelecidas as equações, parte-se para a implementação computacional e o teste unitário. Por fim, após validação dos elementos do modelo, estes podem ser interligados para a verificação do funcionamento do sistema completo.

Especificamente no caso deste modelo, os elementos poderão ser divididos pela sua função, separando a rede e as cargas, o filtro ativo de potência e o sistema de alimentação de potência ininterrupta.

4.1 Rede e cargas

A rede e as cargas compõem o objeto cujo qual o sistema proposto deve atuar, corrigindo os parâmetros de qualidade de energia propostos. Quanto à rede, não deve haver distorção da forma de onda da tensão, o que implica em um modelo mais próximo de uma fonte ideal de tensão do que de um gerador.

As cargas devem permitir observar os efeitos da compensação dos harmônicos e da correção das defasagens das correntes de cargas indutivas, com sua potência limitando-se, por conta do dimensionamento do sistema, a cerca de 100KW. Rede e cargas, ainda, devem ser consideradas balanceadas.

4.1.1 Rede

A rede será composta de uma fonte de tensão ideal em série com uma impedância de baixo valor, esta última apenas para limitar transientes de corrente, inexistentes numa aplicação real. A rede deverá possuir o condutor de neutro já que é esta a instalação preconizada nas normas nacionais. O modelo implementado está representado na Figura 29.

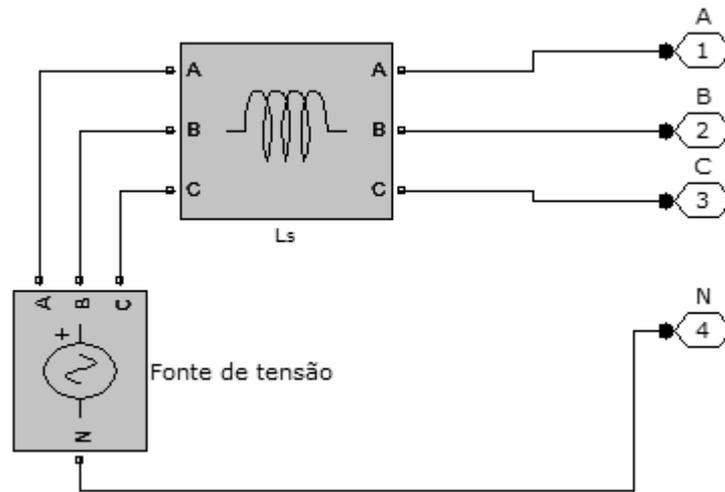


Figura 29: Diagrama implementado da rede.

A fonte possui tensão de linha de 380V com frequência de 60Hz e a impedância L_s possui indutância de 1nH. Por fim, a Figura 30 apresenta a forma de onda da tensão da fonte em circuito aberto.

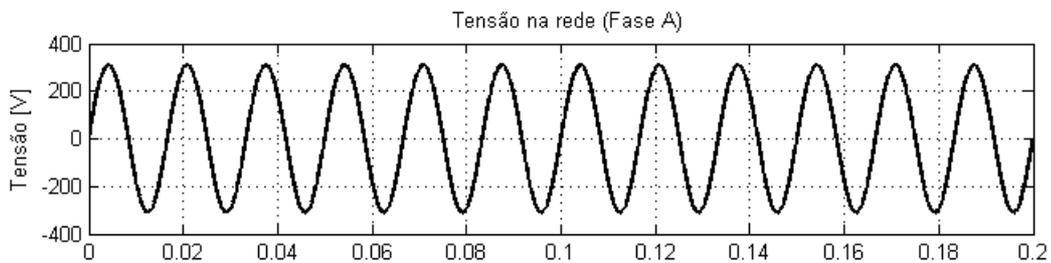


Figura 30: Forma de onda de tensão da fase A da rede.

4.1.2 Carga linear

A carga linear é o elemento que visa drenar potência ativa da bateria e não deve produzir qualquer efeito no filtro ativo. A representação do modelo fica como na Figura 31.

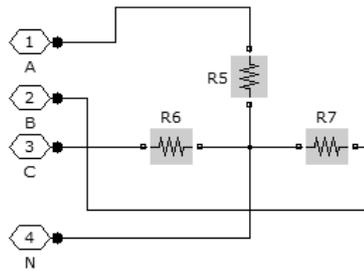


Figura 31: Diagrama implementado da carga resistiva.

Os resistores possuem valor de 2Ω . Alimentada pela rede, a carga linear apresenta as formas de onda da Figura 32.

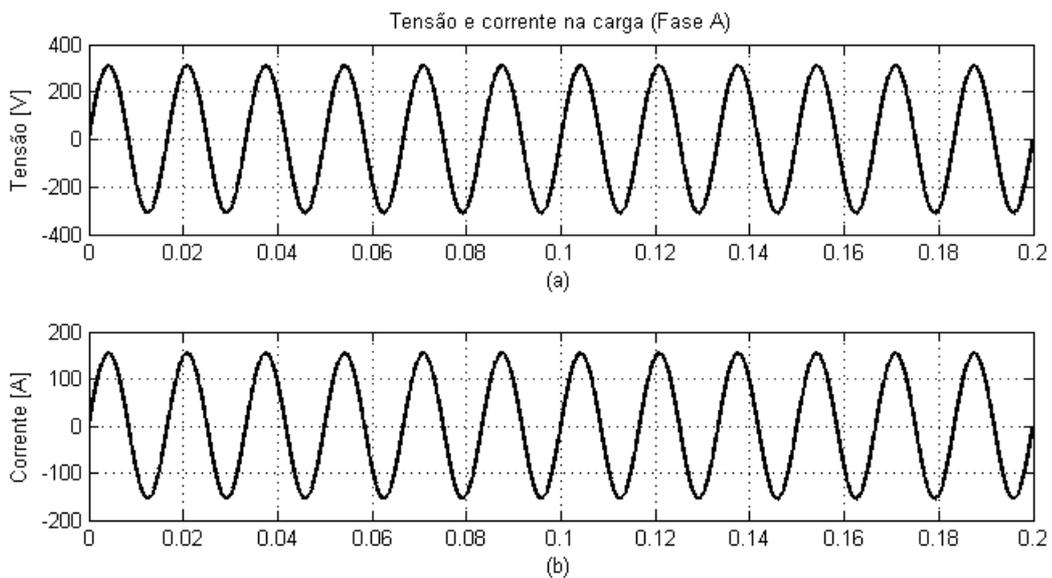


Figura 32: Formas de onda da fase A da carga resistiva. Tensão (a) e corrente (b).

4.1.3 Carga indutiva

A carga indutiva tem por objetivo demonstrar a compensação das defasagens de corrente do filtro ativo.

O modelo será implementado como a composição de elementos resistivos e indutivos em série, pois deve levar em conta a resistência dos condutores utilizados. O diagrama da Figura 33 demonstra a implementação do modelo.

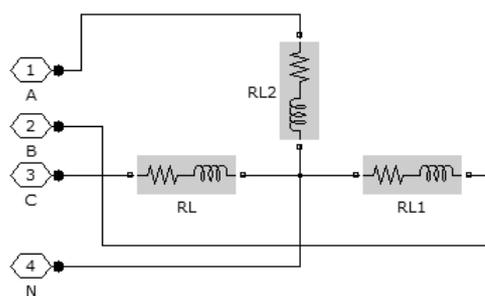


Figura 33: Diagrama implementado da carga indutiva.

As impedâncias são compostas por uma indutância de 10mH e resistência de 2Ω. A Figura 34 demonstra as formas de onda da carga indutiva, alimentada pela rede elétrica.

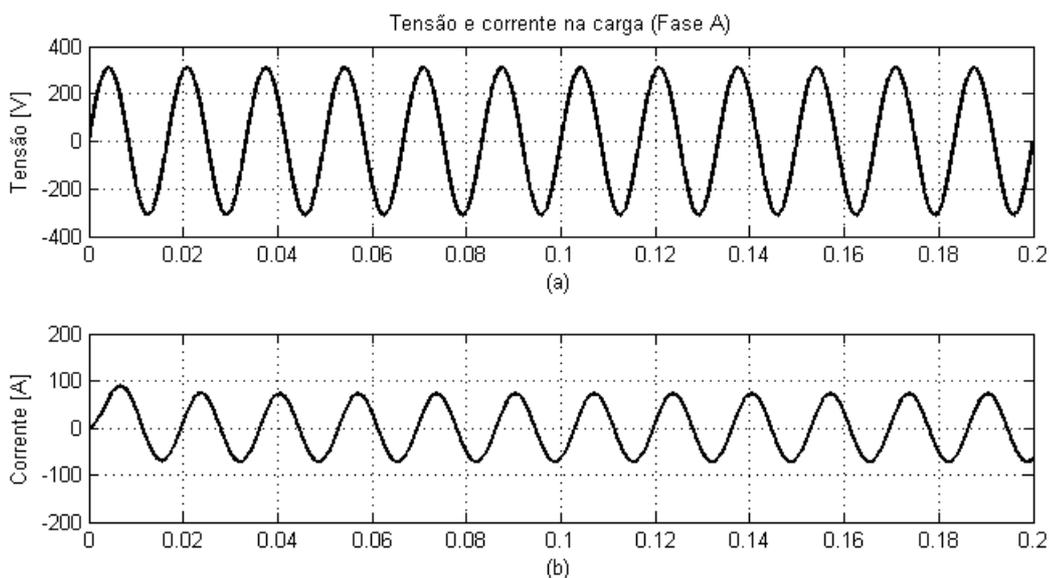


Figura 34: Formas de onda da fase A da carga indutiva. Tensão (a) e corrente (b).

Nota-se, da Figura 34b, uma elevação da amplitude da corrente no primeiro ciclo de rede, causada pela posta em marcha da simulação. Dado que estes transitórios podem causar efeitos adversos na avaliação do funcionamento básico do sistema, é interessante que a análise de resultados, leve em conta, num primeiro momento, apenas o regime permanente.

4.1.4 Carga não linear

A carga não linear é a fonte de harmônicos de corrente que deverão ser compensados pelo filtro ativo. Dada a presença do condutor de neutro, é interessante que a carga não linear contemple a geração de harmônicos homopolares, de modo a verificar a eficácia da compensação promovida pelo filtro ativo. Neste sentido, serão utilizados retificadores monofásicos conectados em estrela. Cada retificador conta, no lado DC, com um capacitor de filtragem, um resistor de carga e, de modo a amenizar os picos de corrente, um indutor série a jusante. A Figura 35 demonstra a implementação do modelo.

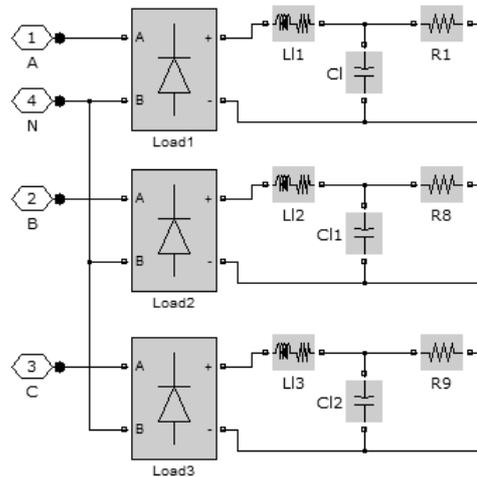


Figura 35: Diagrama implementado da carga não-linear.

Os indutores nos barramentos DC possuem indutância de 1mH e resistência série de 30m Ω . Os capacitores possuem valor de 3000 μ F e os resistores possuem valor de 2 Ω . A Figura 36 apresenta as formas de onda da carga não linear, quando alimentada pela rede.

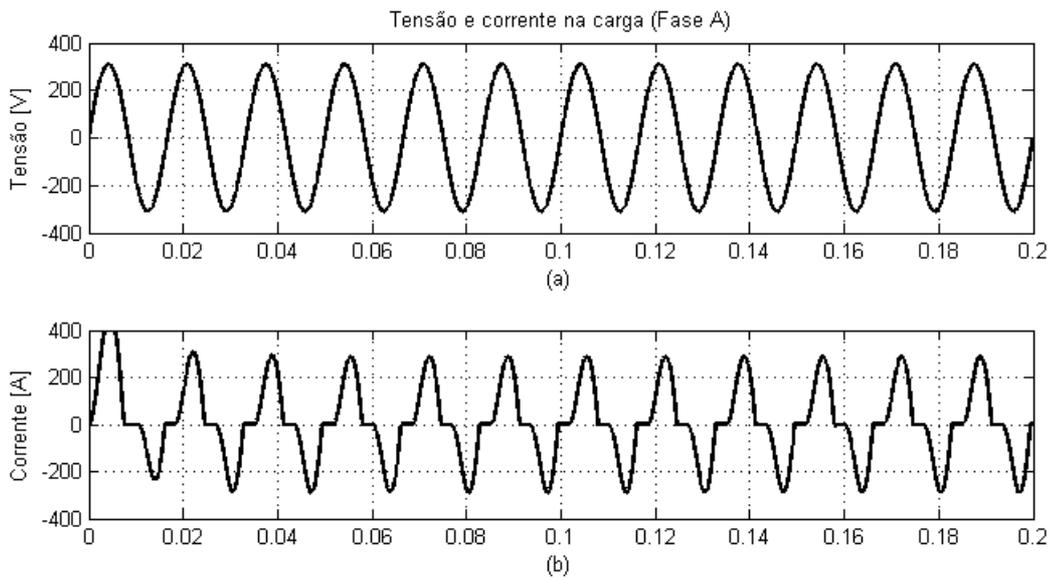


Figura 36: Formas de onda da fase A da carga não-linear. Tensão (a) e corrente (b).

Da mesma forma que o caso da carga indutiva, a presença de elementos reativos pode causar transitórios na partida da simulação. É o caso da Figura 36b, onde o primeiro ciclo da corrente da carga possui amplitude mais elevada que o restante da simulação.

De modo a verificar o conteúdo harmônico de corrente, a Figura 36 apresenta uma análise FFT das formas de onda da Figura 35.

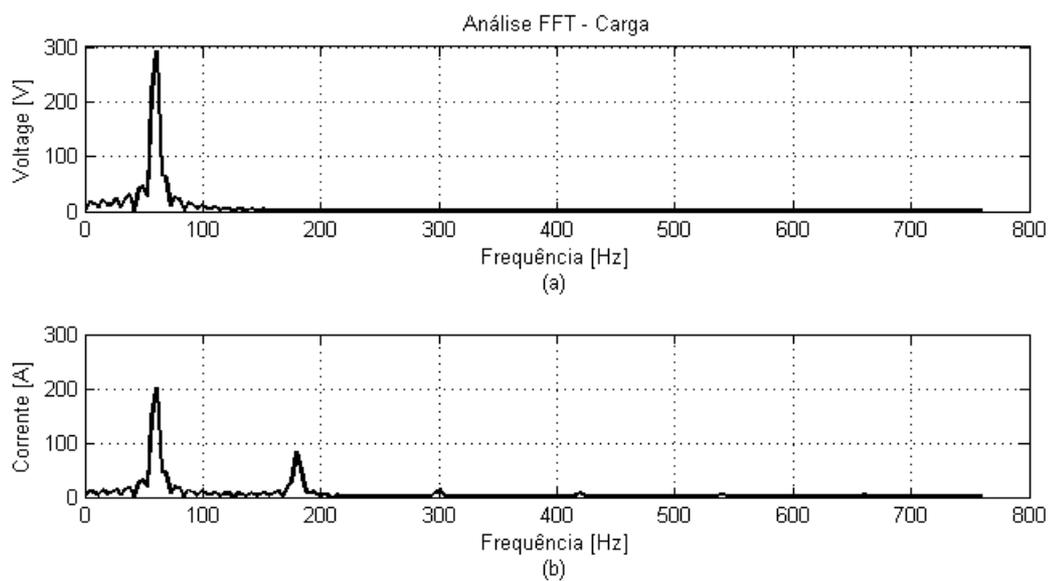


Figura 37: Análise FFT da tensão (a) e corrente (b) da fase A da carga não linear.

Observa-se, na Figura 37b a presença de harmônicos de corrente ímpares, incluindo os de terceira ordem, característica esperada, por tratar-se esta carga de retificadores monofásicos ligados em estrela. A Figura 37a, por outro lado, demonstra a presença apenas da componente fundamental da tensão, evidenciando a ausência de distorções.

4.2 Filtro Ativo de Potência

O filtro ativo de potência deverá ter por objetivo compensar os harmônicos de corrente produzidos pela carga e corrigir os deslocamentos entre correntes e tensões, agindo, instantaneamente nas potências não ativas.

A manutenção da tensão do barramento também será feita pelo mesmo conversor, através da regulação da potência ativa.

Para que seja possível o controle destes parâmetros, o conversor seguirá uma referência de corrente, para cada uma das fases.

4.2.1 Método de identificação de harmônicos

A geração das correntes de referência utiliza a Teoria da Potência Ativa e Reativa instantânea, conforme apresentado por Akagi, Watanabe e Aredes (2007) e segue o diagrama da Figura 38.

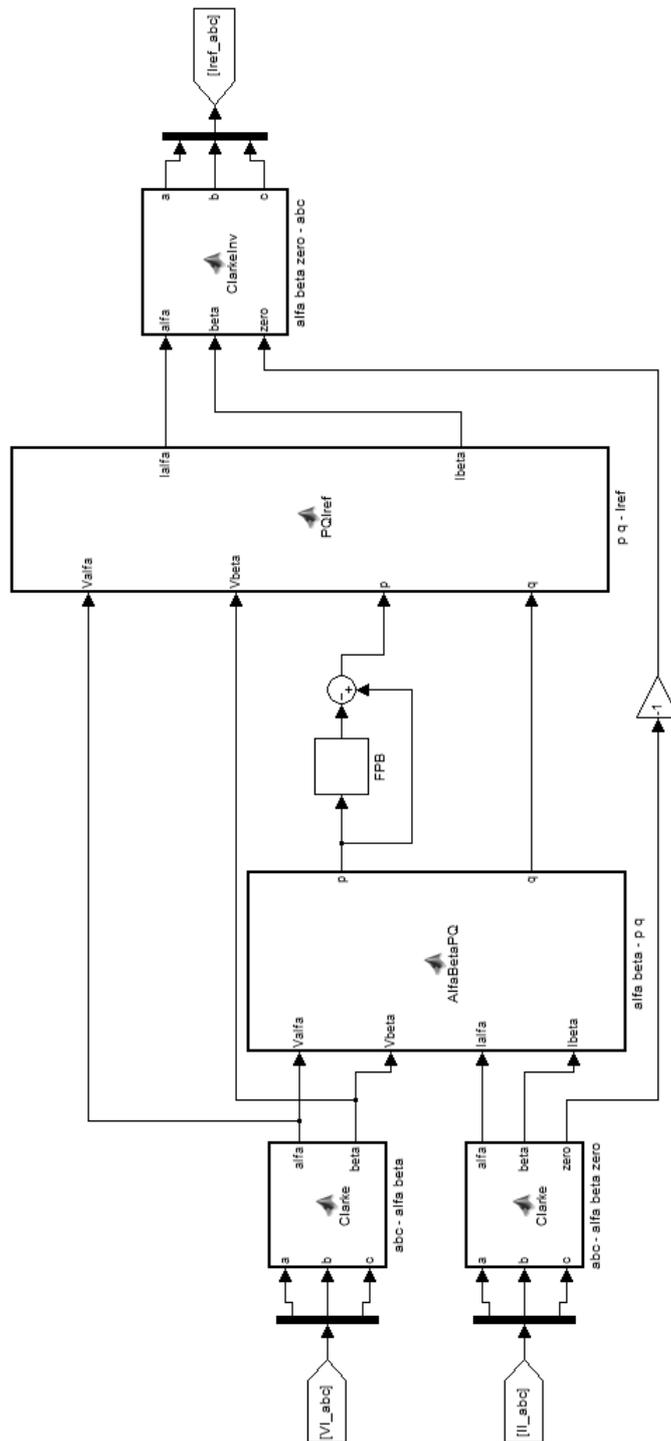


Figura 38: Diagrama implementado do método de geração das referências de corrente para compensação.

A medição das correntes e tensões da carga passam por uma conversão de coordenadas, de onde se extraem, também, as magnitudes das correntes homopolares. As equações (66) a (68) apresentam a conversão de coordenadas, conhecida por transformação de Clarke (Akagi; Watanabe; Aredes, 2007).

$$x_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_a - \frac{x_b}{2} - \frac{x_c}{2} \right) \quad (66)$$

$$x_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} x_b - \frac{\sqrt{3}}{2} x_c \right) \quad (67)$$

$$x_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{a+b+c}{\sqrt{2}} \right) \quad (68)$$

Em seguida, os valores de corrente e tensão são combinados, através das equações (69) e (70), de modo a obter os parâmetros de potência ativa (p) e reativa (q).

$$p = v_\alpha i_\beta + v_\beta i_\alpha \quad (69)$$

$$q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \quad (70)$$

Dos valores de potência, extraem-se os parâmetros de interesse através de um filtro passa baixa de segunda ordem, com frequência de corte de 60Hz e, em seguida, as correntes de compensação podem ser calculadas (utilizando a retroalimentação dos valores medidos da tensão na carga), de acordo com as equações (71) e (72).

$$i_\alpha = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} (-pv_\alpha - qv_\beta) \quad (71)$$

$$i_\beta = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} (-pv_\beta - qv_\alpha) \quad (72)$$

Por fim, a transformação de coordenadas é desfeita, através das equações (73) a (75) e incluem-se as correntes homopolares invertidas, permitindo a geração das referências de corrente que permitam maximizar a potência ativa instantânea.

$$i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_\alpha + \frac{i_0}{\sqrt{2}} \right) \quad (73)$$

$$i_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{i_\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta + \frac{i_0}{\sqrt{2}} \right) \quad (74)$$

$$i_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{i_\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta + \frac{i_0}{\sqrt{2}} \right) \quad (75)$$

4.2.2 Controle da corrente de entrada

A implementação do controle por histerese parte da comparação entre as grandezas medidas e as de referência, ligando ou desligando as respectivas chaves. A Figura 39 apresenta o diagrama de bloco simplificado adotado no modelo.

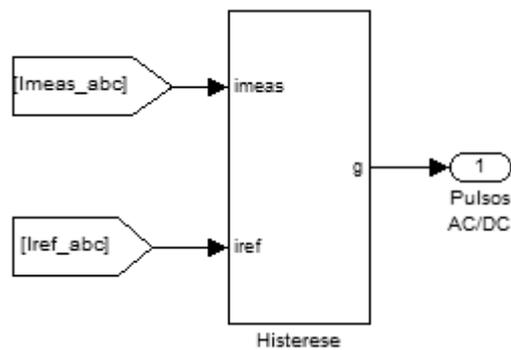


Figura 39: Diagrama simplificado da implementação do controle por histerese.

A Figura 40 demonstra a implementação detalhada do controle de histerese. A banda de histerese é zero, de modo que se deseja limitar as oscilações de corrente, sem preocupar-se com os valores de frequência de chaveamento atingidos.

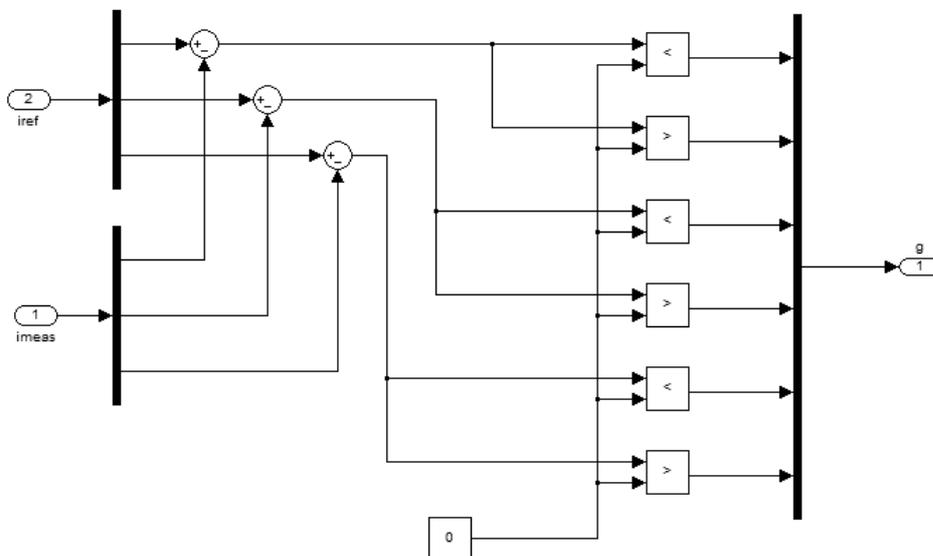


Figura 40: Diagrama da implementação do controle por histerese.

4.2.3 Controle da tensão do barramento

A regulação da tensão do barramento é feita através de um controlador PI, atuando no fluxo de potência ativa, sendo que, quanto maior seu valor, maior será a tensão do barramento.

A implementação inclui um comando de habilitação do controle do barramento que zera o controle PI. Na topologia adotada, não é possível controlar a tensão do barramento se este for menor que valor de pico da tensão na entrada do conversor (Rodriguez; Dixon; Espinoza; Pontt; Lezana, 2005). Sendo assim, no primeiro ciclo de rede, o controle é desabilitado e a tensão no barramento sobe, pois o conversor atua como um retificador não controlado.

O controle PI foi ajustado através de tentativa e erro, buscando minimizar oscilações, mas obtendo correção da tensão do barramento suficientemente rápida.

A Figura 41 apresenta o diagrama de blocos da parcela do controle da tensão do barramento.

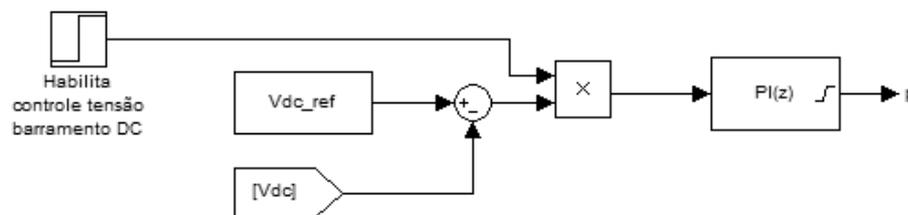


Figura 41: Diagrama da implementação do controle de tensão do barramento DC, em modo filtro ativo.

Desta forma, a integração com o restante da geração das correntes de referência, fica conforme a Figura 42.

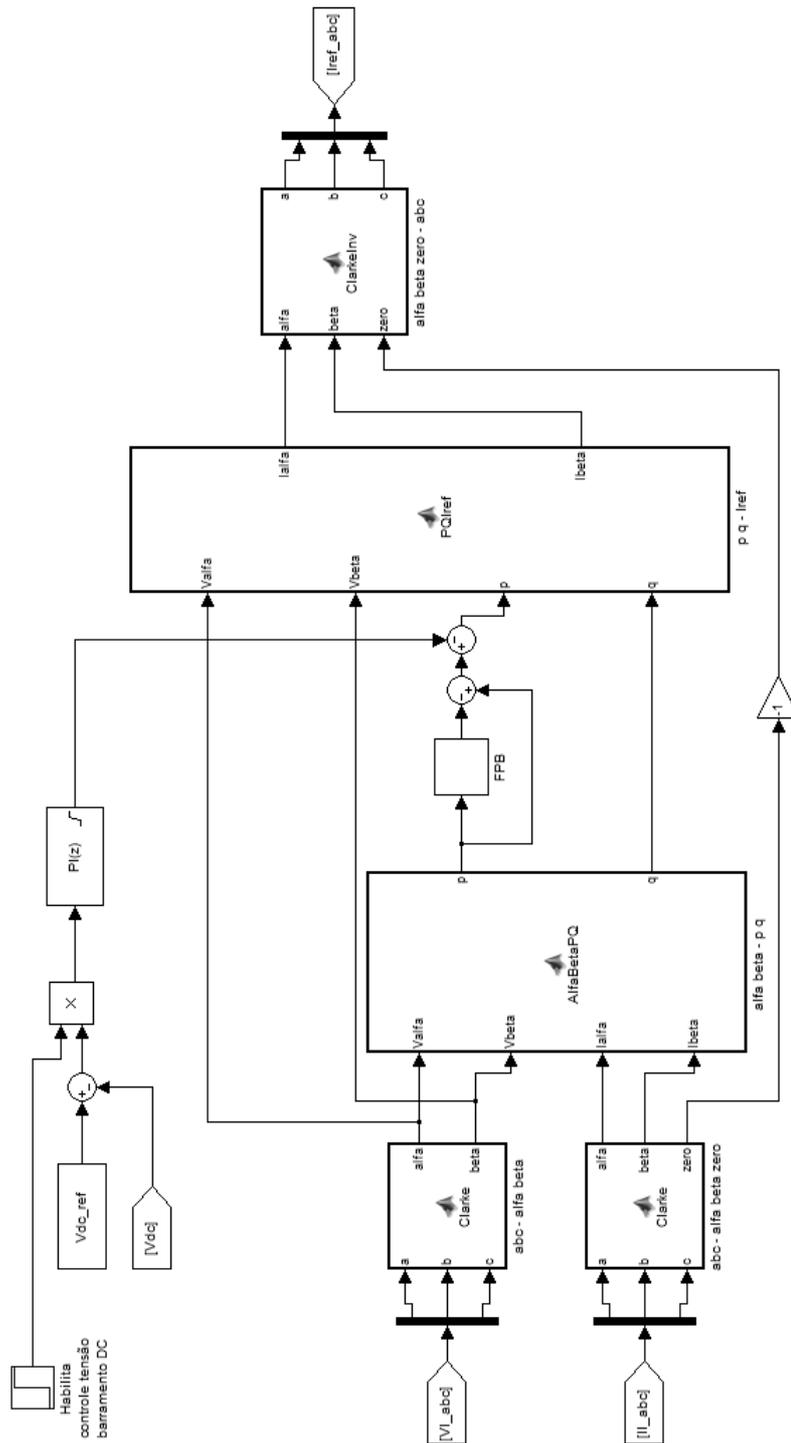


Figura 42: Diagrama implementado do método de geração das referências de corrente para compensação, incluindo o controle de tensão do barramento DC.

4.3 Sistemas de Alimentação de Potência Ininterrupta

O UPS tem a finalidade de alimentar as cargas na ausência ou falha da rede elétrica. Assim que esta é desconectada, o UPS passa a operar, utilizando a energia armazenada na bateria e fornecendo tensão com forma de onda e valor eficaz adequados.

Para tal, é necessário que a referência angular da fase da tensão seja obtida adequadamente e, assim, a referência de tensão seja correta no momento em que for aplicada ao controle de tensão.

Por fim, o barramento DC, neste caso, mantido por um conversor DC-DC, deve suportar as variações e os diferentes tipos de carga sem grandes oscilações, as quais penalizariam os capacitores do barramento.

4.3.1 Sincronismo

De forma semelhante ao apresentado por Akagi, Watanabe e Aredes (2007), foi utilizado o sincronismo baseado na potência instantânea, chamado por Dos Santos Filho et al. (2006) de pPLL.

Neste método, uma potência fictícia é calculada, multiplicando-se, instantaneamente, a medida da tensão da rede, com uma corrente sintetizada através da realimentação da estimação da fase. Um controlador PI regula a frequência, de modo a minimizar a potência reativa. Este controle foi ajustado através de tentativa e erro, buscando minimizar oscilações, mas obtendo correção suficientemente rápida.

No modelo implementado, porém, incluiu-se um sinal de habilitação, que quebra a realimentação e desacopla o controlador PI, mantendo a frequência fixa. Desta forma, é possível selecionar entre um modo sincronizado (realimentação conectada) e em frequência livre (realimentação desconectada). A Figura 43 apresenta o diagrama de blocos da implementação.

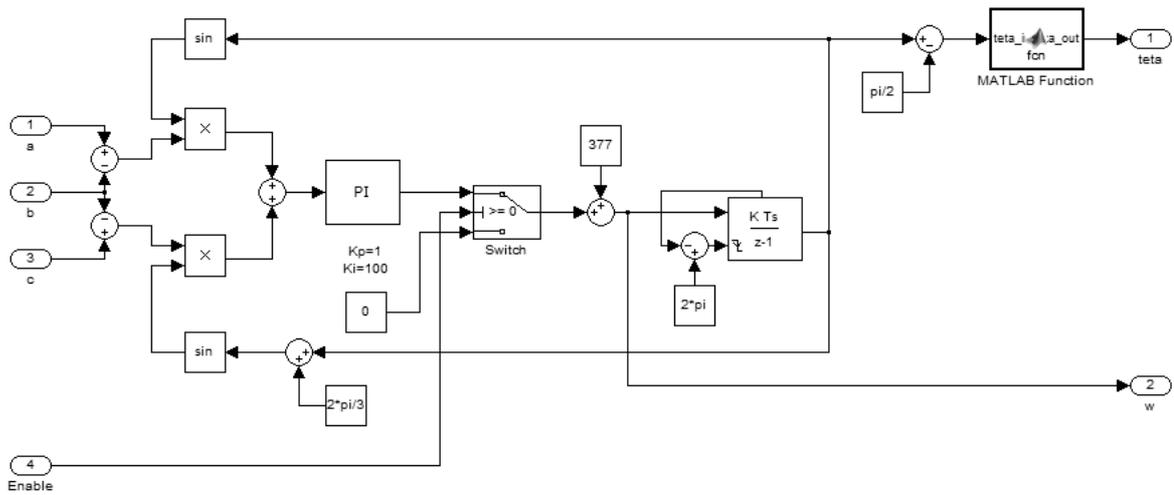


Figura 43: Diagrama implementado do método de sincronismo - pPLL.

Nota-se, na implementação, um bloco auxiliar na saída da referência angular que faz a compensação do deslocamento de $\frac{\pi}{4}$ rad, característica deste método de sincronismo, conforme Akagi, Watanabe e Aredes (2007).

A Figura 44 apresenta a avaliação do PLL para a comutação do modo sincronizado para o modo de frequência livre. Num caso hipotético em que a referência da alimentação tivesse seu valor de frequência alterado para 55Hz (do instante 0 até 0,1s) e, a partir do instante 0,1s o PLL passa a operar em frequência livre com valor de 60Hz.

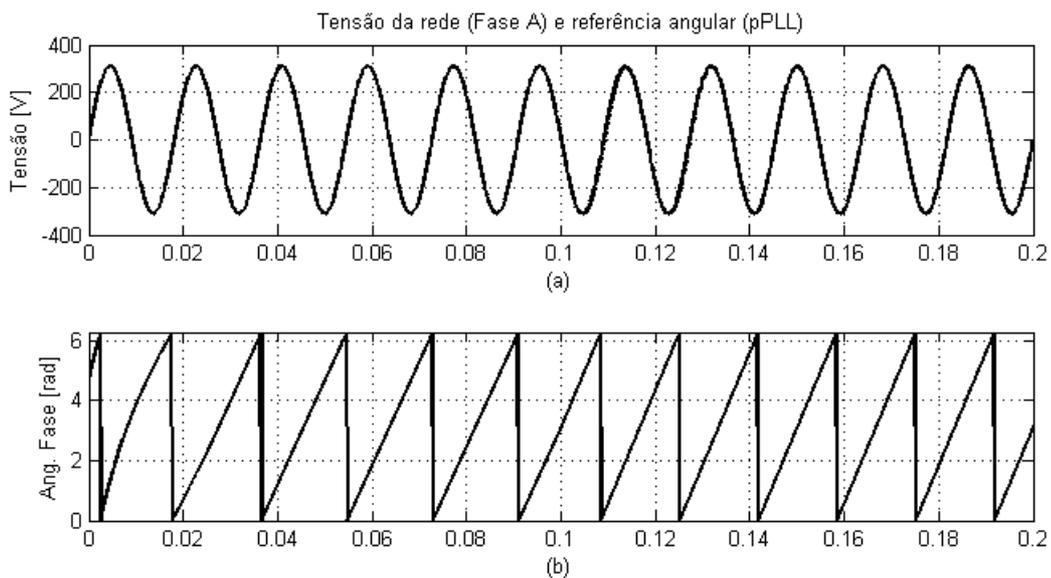


Figura 44: Simulação do método de sincronismo. Sincronizado em 55Hz até 0.1s. em frequência livre (60Hz) até 0.2s.

4.3.2 Controle da tensão de saída

Da mesma forma que a corrente, a forma de onda da tensão também é controlada por histerese e a Figura 45 apresenta o diagrama simplificado deste controle.

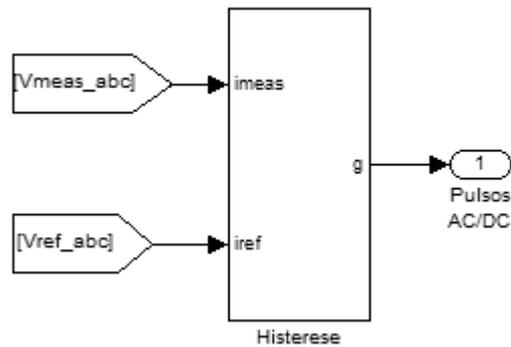


Figura 45: Diagrama simplificado da implementação do controle por histerese.

As tensões de referência para cada fase são produzidas utilizando-se a referência angular fornecida pelo PLL passando por funções seno defasadas de $\frac{2\pi}{3}$ rad. Em seguida, estes sinais são multiplicados pelo valor de tensão nominal de pico. A Figura 46 demonstra o diagrama de blocos da implementação.

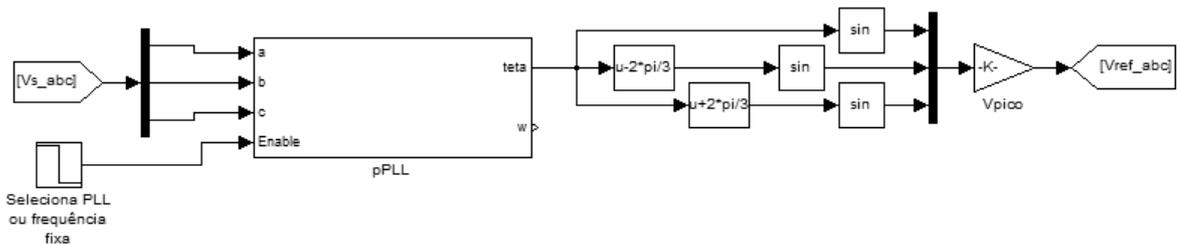


Figura 46: Diagrama implementado da geração das referências de tensão.

4.3.3 Controle do conversor DC-DC

O controle do conversor DC-DC é feito de acordo com o apresentado por Park et al. (2008), com uma malha de tensão e outra de corrente.

O erro do valor de tensão alimenta um controle PI, que, por sua vez vira a referência de corrente para o controle. Esta última é comparada com o valor lido e alimenta um novo

controle PI. Isto resulta num valor de erro que ajusta o valor teórico do ciclo de trabalho do conversor *boost*, calculado para o ganho de tensão desejado sem carga, conforme a Equação (76).

$$D = 1 - \frac{V_{BAT}}{V_{DC}^*} \quad (76)$$

Os controles PI foram ajustados por tentativa e erro, buscando obter o controle sem oscilações, mas com correção suficientemente rápida.

No modelo implementado, foi introduzida a funcionalidade de inabilitar o controle, zerando os controladores PI e cortando os pulsos para a chave do conversor. Desta forma é possível realizar a comutação da operação do filtro ativo para operação em UPS.

A Figura 47 apresenta a estrutura de controle implementada.

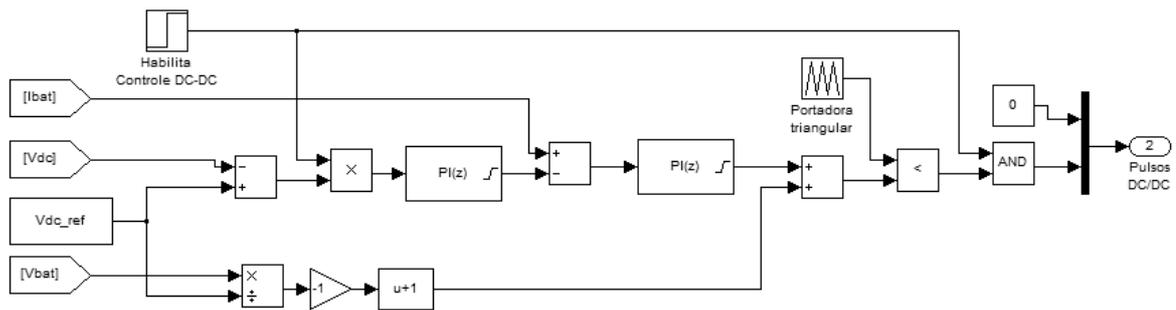


Figura 47: Diagrama implementado do controle do conversor DC-DC.

4.4 Conclusões preliminares

O desenvolvimento do modelo parte do estabelecimento do modelo da rede e das cargas a serem consideradas. Em seguida, os elementos necessários para a operação do filtro ativo foram desenvolvidos, como é o caso da identificação das referências de compensação, o controle do barramento e o controle de corrente. Para o funcionamento do UPS, foram descritos o sincronismo e o controle de tensão de saída.

O modelamento da rede e das cargas parte do princípio de um sistema trifásico balanceado. Desta forma, a rede foi estabelecida como uma fonte ideal de tensão trifásica

com quatro fios, ligada em série com um elemento de impedância característica indutiva e resistiva, de modo a evitar transientes de corrente.

As cargas, por sua vez, foram modeladas levando em conta os distúrbios de qualidade de energia analisados e o princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo. Desta forma, a carga resistiva serve como referência, já que não deve produzir qualquer reação do filtro. A carga indutiva deve causar a correção da defasagem da corrente e, por fim, a carga não linear servirá para demonstrar a compensação dos harmônicos. Durante a avaliação, foi possível observar transitórios no início da simulação em algumas cargas. Contando que o foco deste estudo fica no regime permanente, é interessante que a avaliação dos resultados de simulação do modelo contemplem esta restrição. Todas estas cargas foram ligadas em estrela, com ponto central ligado no neutro.

Para a identificação das referências de compensação, a teoria da potência ativa e reativa instantânea foi utilizada, levando em conta os elementos de controle adicionais, como filtros digitais para separar as componentes oscilatórias da potência e o controle de tensão do barramento, atuando diretamente no fluxo de potência ativa. Em seguida, o bloco de controle da corrente por histerese foi apresentado, com a característica de banda de histerese nula, permitindo qualquer frequência de operação.

Para o correto funcionamento do UPS, a referência para o controle de tensão por histerese deve estar adequadamente sincronizada com a rede. Desta forma, um método de sincronismo foi utilizado.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para avaliação do funcionamento do modelo, este foi executado por 400ms, iniciando em modo filtro ativo e, no instante 0,3s passando para modo UPS. Por questão de simplificação, já que desbalanceamentos foram desconsiderados, apenas uma das fases foi mostrada.

De modo a verificar a eficácia dos métodos adotados, as formas de onda pertinentes de cada carga simulada foram extraídas e comentadas em cada caso. Da mesma forma os parâmetros de qualidade de energia foram avaliados e verificados com o preconizado pelas normas anteriormente analisadas e, de forma a desprezar a inicialização do sistema, a análise passará a ser feita apenas a partir do instante 0,2s.

5.1 Carga resistiva

As Figuras 48 a 51 apresentam as formas de onda da operação do sistema com a carga resistiva. Na figura 48, é possível observar que a partir do instante 0,3s, não há mais corrente na rede, pois a carga passa a ser alimentada pelo UPS.

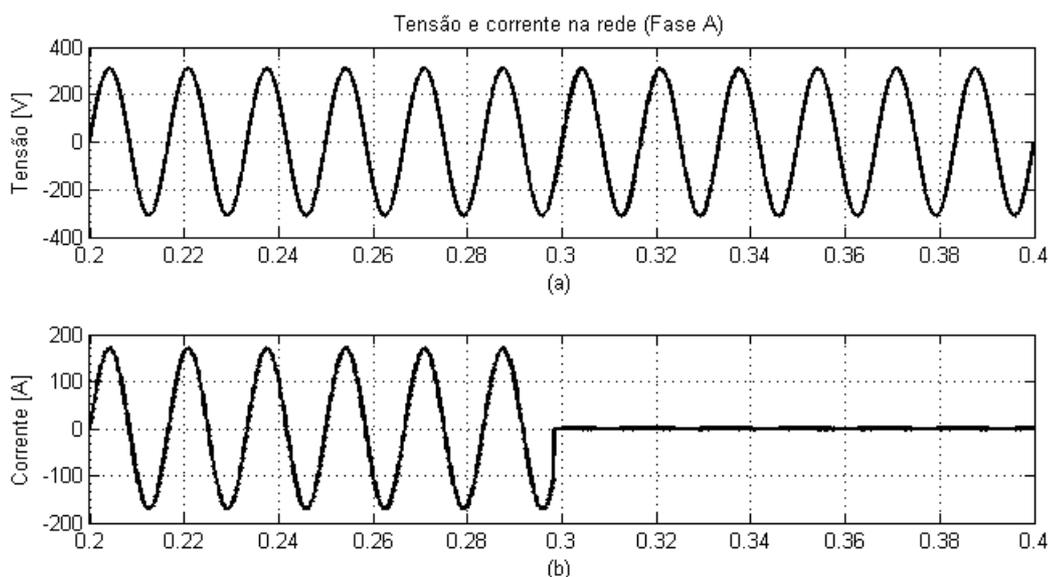


Figura 48: Resultado de simulação para a carga resistiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da rede.

Em seguida, na Figura 49, é possível observar que a carga continua a ser alimentada, apesar da interrupção no momento da comutação entre os modos de operação.

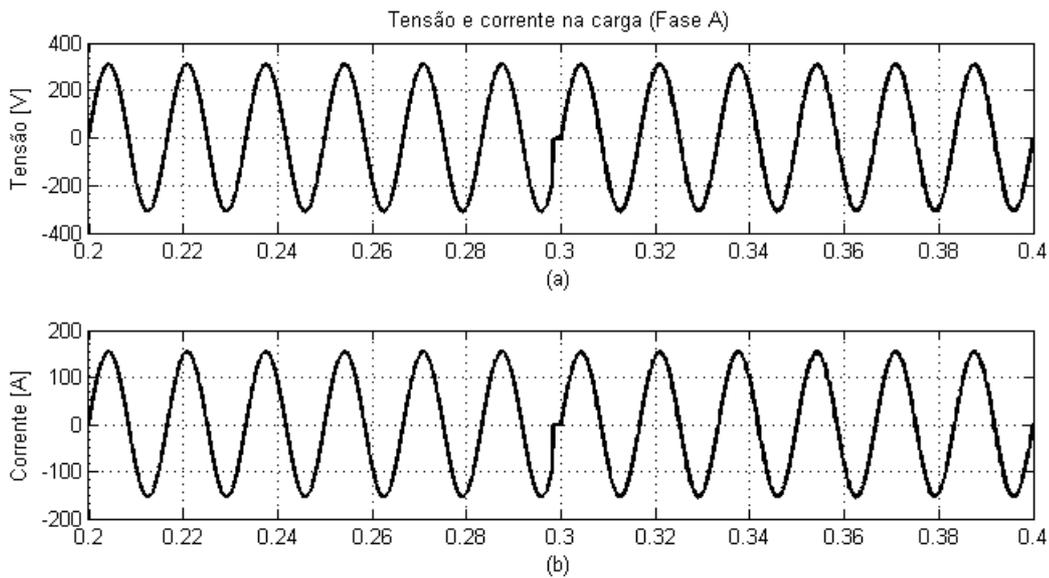


Figura 49: Resultado de simulação para a carga resistiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da carga.

Para o conversor, no caso da Figura 50, é possível observar que não há compensação para a corrente.

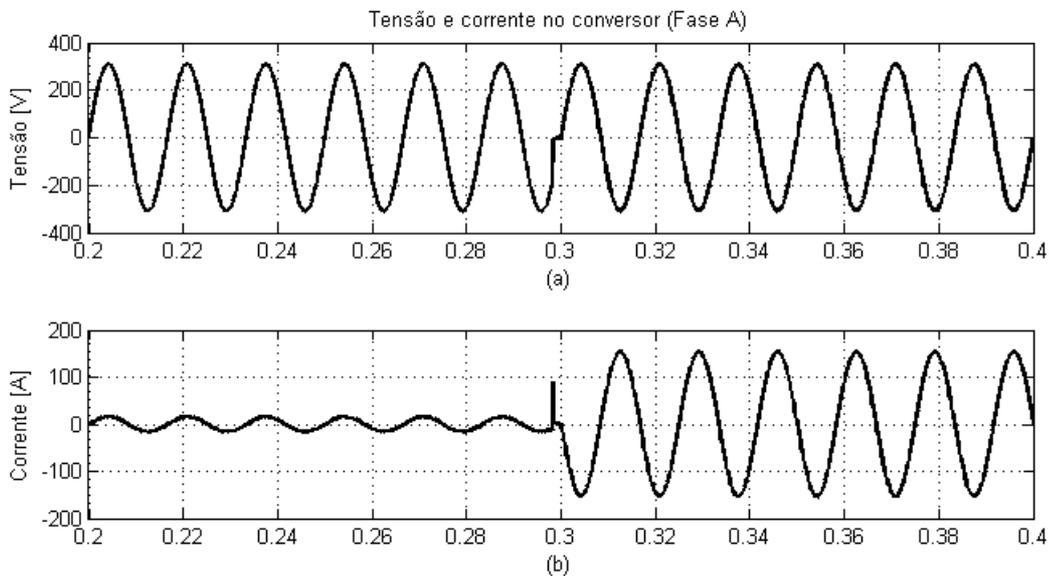


Figura 50: Resultado de simulação para a carga resistiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A do conversor.

Por fim, na Figura 51 é possível observar a regulação da tensão do barramento através do conversor AC-DC, até o instante 0,3s, e com o conversor DC-DC, até o fim da simulação.

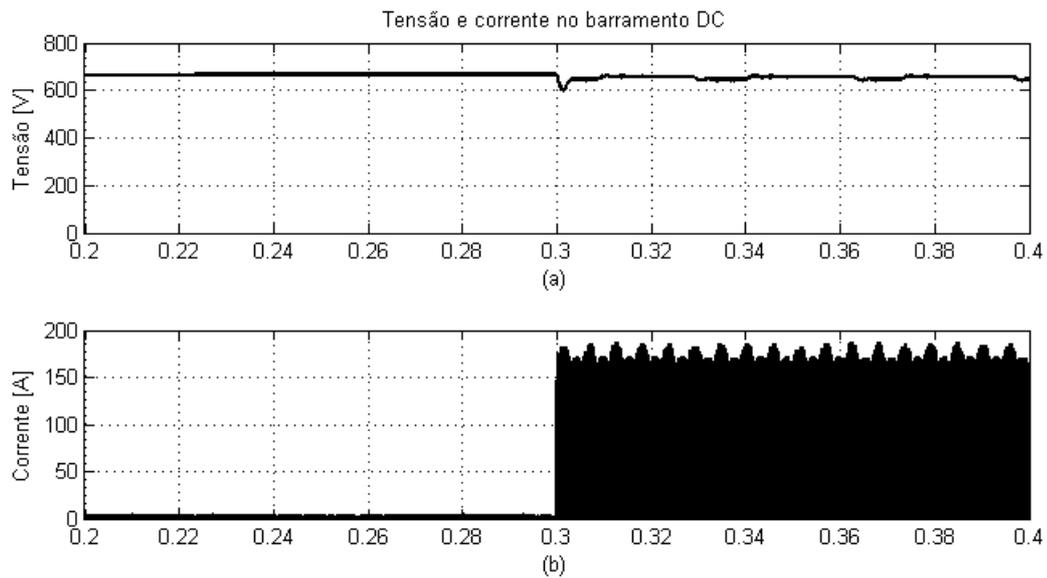


Figura 51: Resultado de simulação para a carga resistiva. Tensão (a) e Corrente (b) no barramento DC.

A Figura 52 apresenta a avaliação dos parâmetros de qualidade de energia para a carga resistiva.

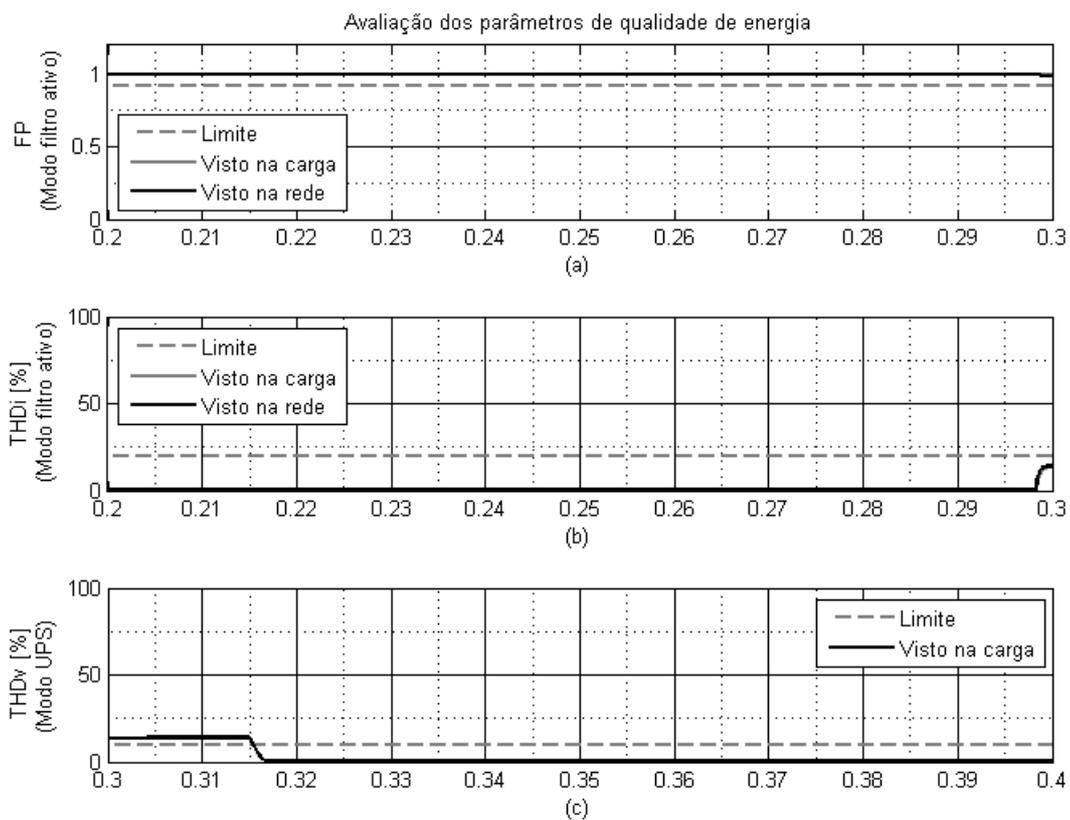


Figura 52: Avaliação dos parâmetros de qualidade de energia com carga resistiva. Fator de potência observado pela rede (a), distorção harmônica total de corrente observada na carga e na rede (b) e distorção harmônica total de tensão quando operando como UPS (c).

Na Figura 52a, é possível observar que, dada a característica puramente resistiva da carga, o fator de potência é unitário e, na avaliação da distorção harmônica total da corrente (Figura 52b), se observa que o THD medido é muito próximo de zero. Aumenta, porém, próximo ao instante 0,3s, por conta da comutação entre o modo filtro ativo e o modo UPS.

Por fim, na Figura 52c, já com o sistema operando em modo UPS, a distorção harmônica total de tensão, após o período de estabilização, pouco depois do instante 0,31s, fica próxima de zero.

5.2 Carga indutiva

As Figuras 53 à 56 apresentam os resultados de simulação para a carga indutiva e na Figura 53, observa-se que a fase da corrente é a mesma da tensão, diferentemente como apresentado na Figura 34, na modelagem desta carga.

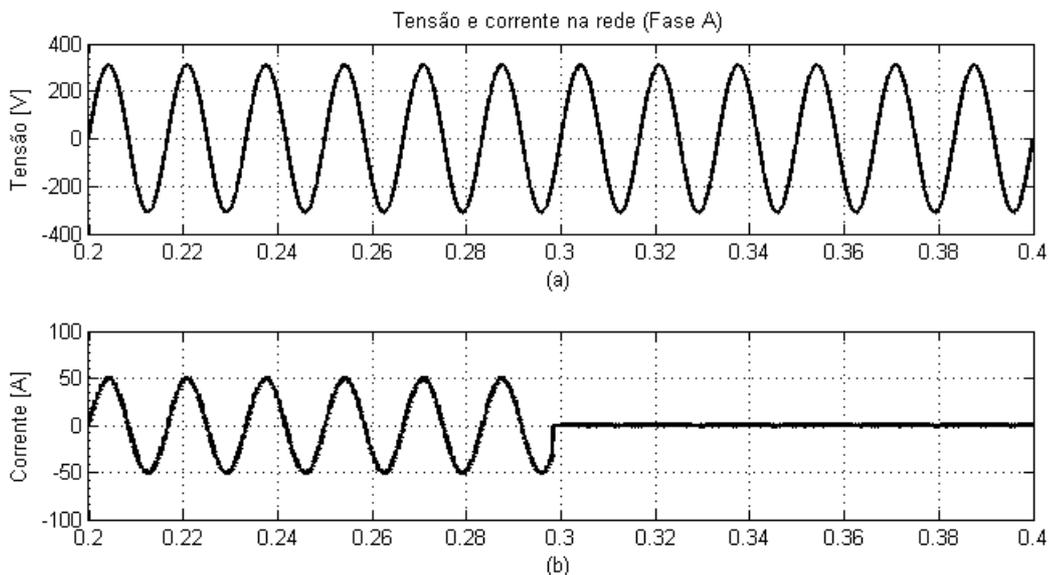


Figura 53: Resultado de simulação para a carga indutiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da rede.

Nota-se, porém, na Figura 54, um aumento na oscilação da tensão quando o sistema opera como UPS. Isto se deve à indutância da carga e demonstra o a interferência dos parâmetros da carga no controle, mesmo este sendo considerado robusto.

No momento da abertura da chave contatora, ainda, ocorre um transitório de tensão, antes que o inversor seja ligado. Devido ao deslocamento da corrente, neste momento, esta última aproxima-se de seu valor de pico. Para manter a corrente circulando, na abertura do

circuito, o indutor faz com que a tensão suba. Este efeito pode ser especialmente prejudicial aos elementos de comutação se sua tensão de bloqueio não for corretamente dimensionada.

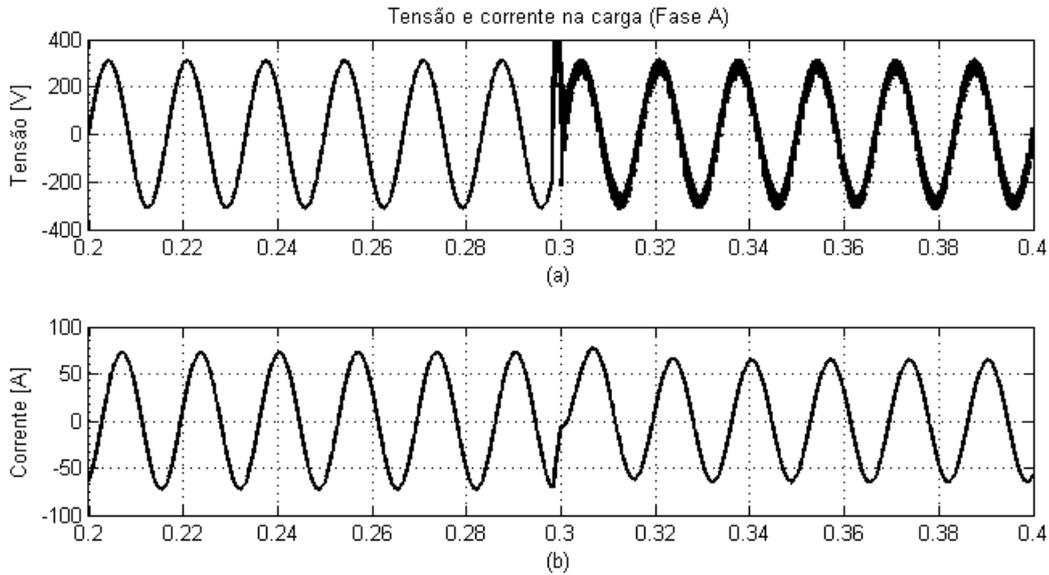


Figura 54: Resultado de simulação para a carga indutiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da carga.

Na Figura 55 é possível observar a corrente de compensação do filtro ativo e, ainda, a oscilação da tensão do UPS.

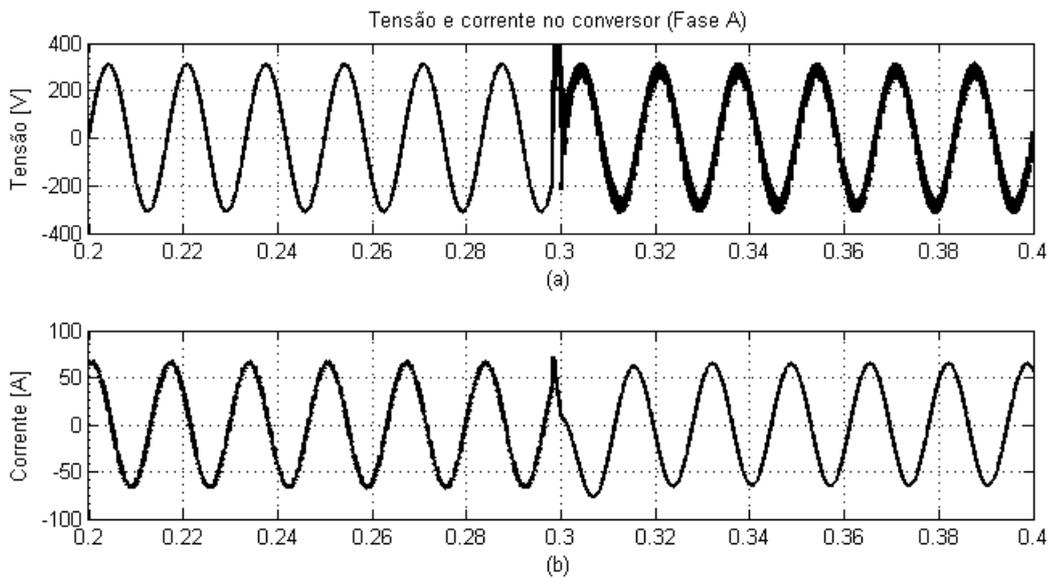


Figura 55: Resultado de simulação para a carga indutiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A do conversor.

A carga indutiva, porém, não causou grandes efeitos no controle da tensão do barramento, conforme visto na Figura 56.

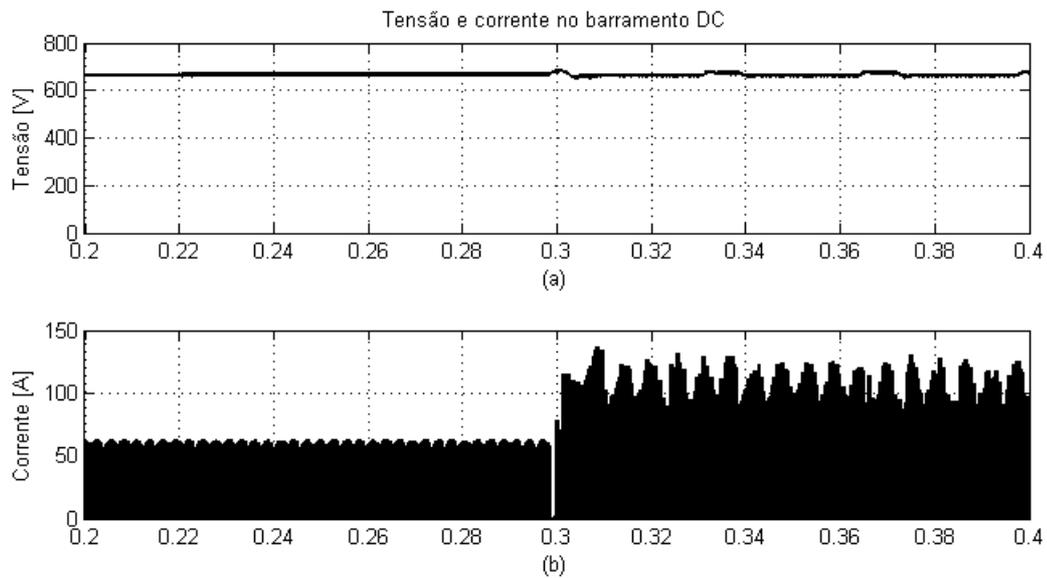


Figura 56: Resultado de simulação para a carga indutiva. Tensão (a) e Corrente (b) no barramento DC.

A Figura 57 apresenta a avaliação dos parâmetros de qualidade de energia para a operação do sistema com a carga indutiva.

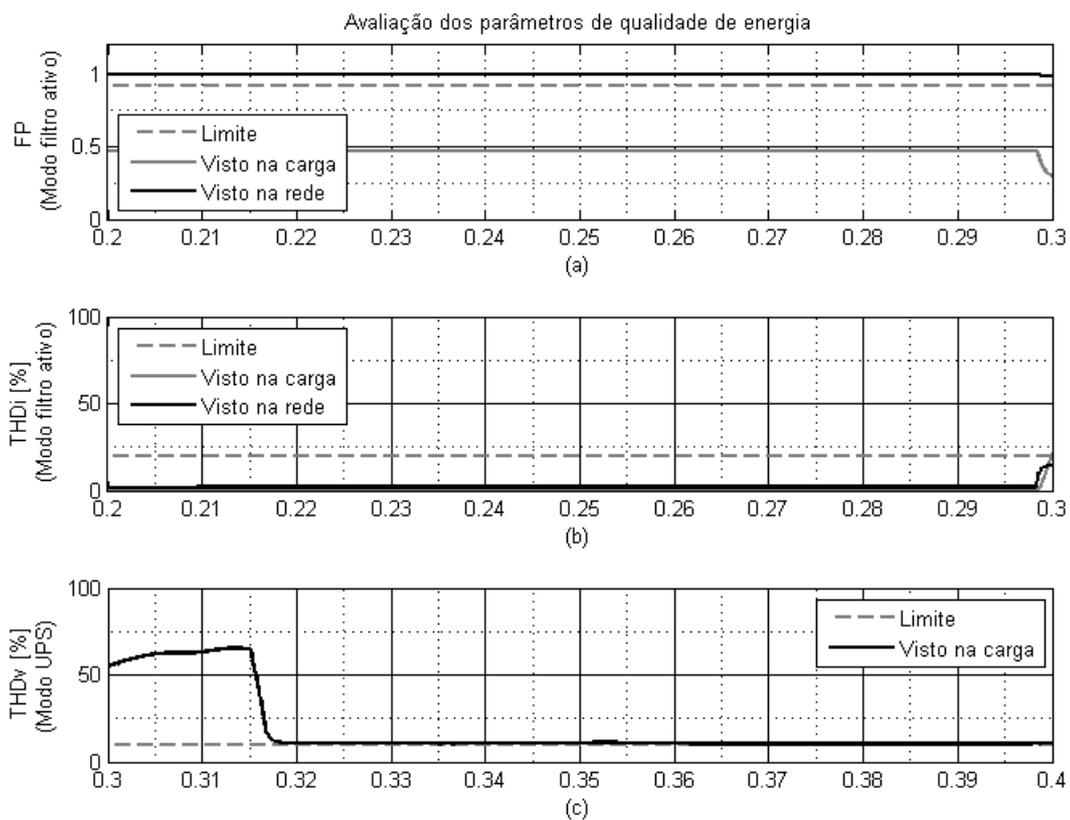


Figura 57: Avaliação dos parâmetros de qualidade de energia com carga indutiva. Fator de potência observado pela rede (a), distorção harmônica total de corrente observada na carga e na rede (b) e distorção harmônica total de tensão quando operando como UPS (c).

A Figura 57a demonstra a correção do deslocamento de corrente da carga indutiva, causando um fator de potência menor que 0,5. Após a correção, o fator de potência, conforme visto pela rede, passa a ser unitário.

Na Figura 57b, é possível observar que não há distorção harmônica de corrente significativa produzida pela carga. O que se observa é que a distorção harmônica produzida pelo filtro é mais ressaltada, mas ainda abaixo do limite de 20%.

Pela figura 57c, porém, fica evidente a distorção harmônica da tensão, atingindo a margem aceitável de 10%.

5.3 Carga não linear

As figuras 58 a 61 apresentam os resultados de simulação para a carga não linear. Na Figura 58 fica mais evidente o efeito do filtro ativo, por conta da forma de onda da corrente.

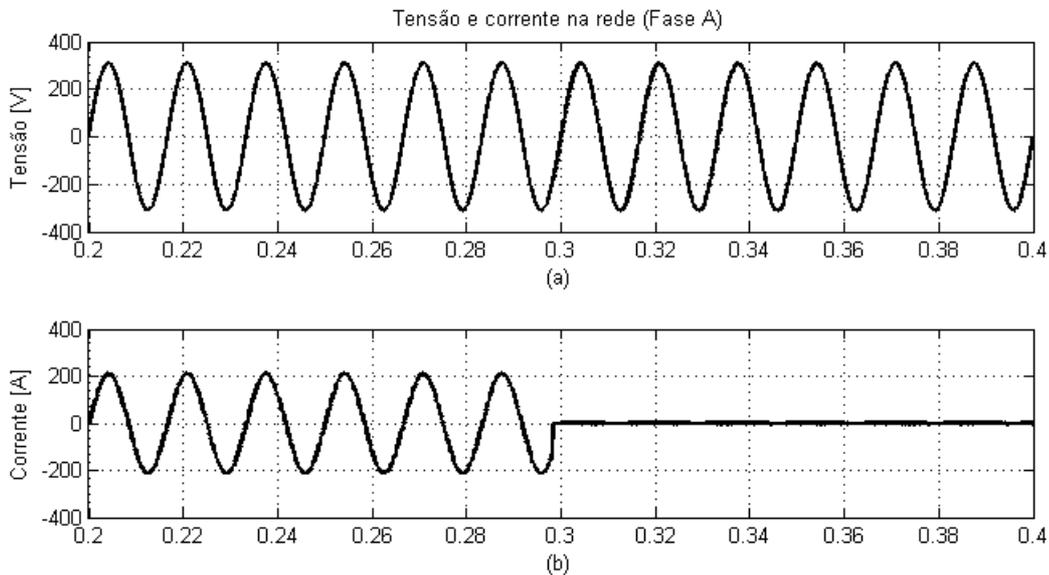


Figura 58: Resultado de simulação para a carga não linear. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da rede.

Devido aos indutores nos barramentos DC das cargas também é possível verificar, pela Figura 59, a presença das oscilações de tensão, na operação do UPS.

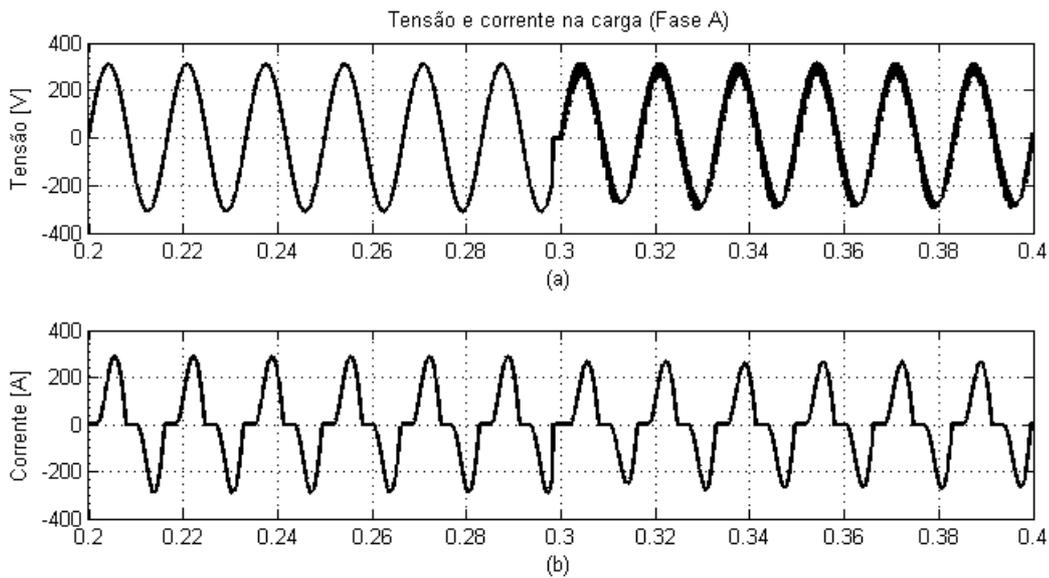


Figura 59: Resultado de simulação para a carga não linear. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da carga.

Na Figura 60 é possível visualizar as correntes de compensação do filtro ativo.

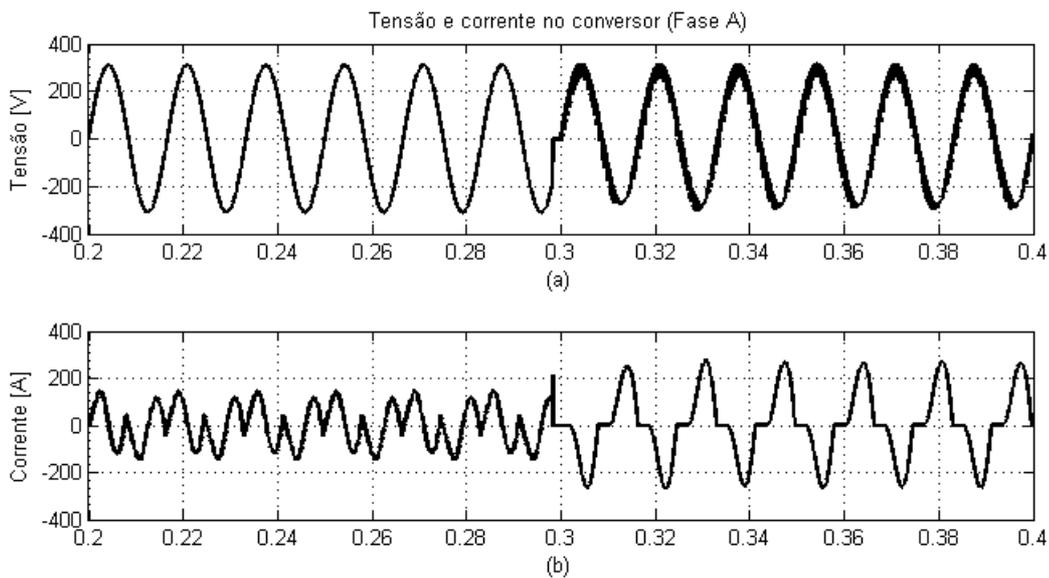


Figura 60: Resultado de simulação para a carga não linear. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A do conversor.

Apesar de possuir maior oscilação, a Figura 61 mostra que o controle do conversor DC-DC manteve-se estável.

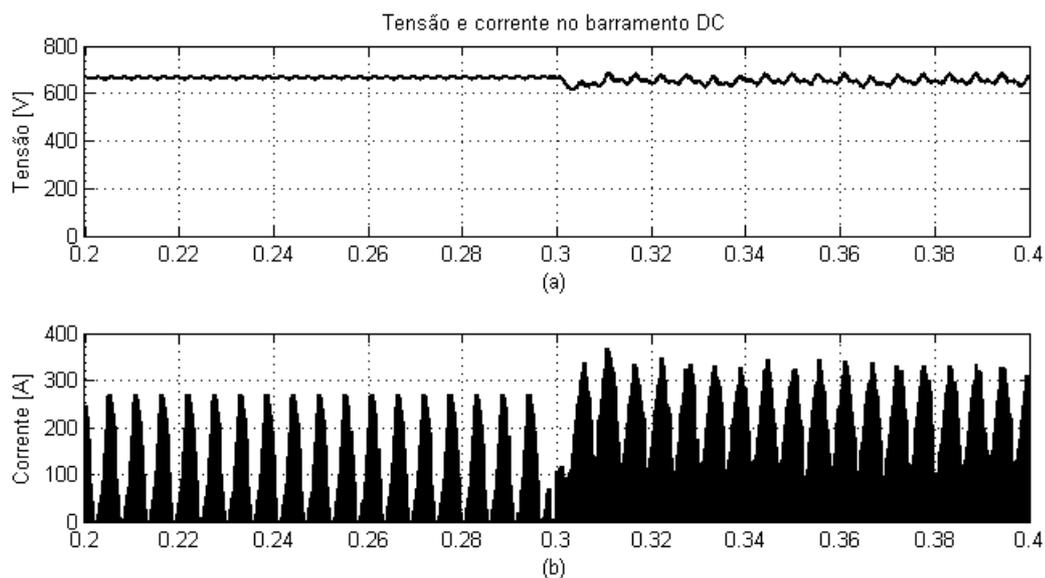


Figura 61: Resultado de simulação para a carga não linear. Tensão (a) e Corrente (b) no barramento DC.

A Figura 62 apresenta a análise dos parâmetros de qualidade de energia para a carga não linear.

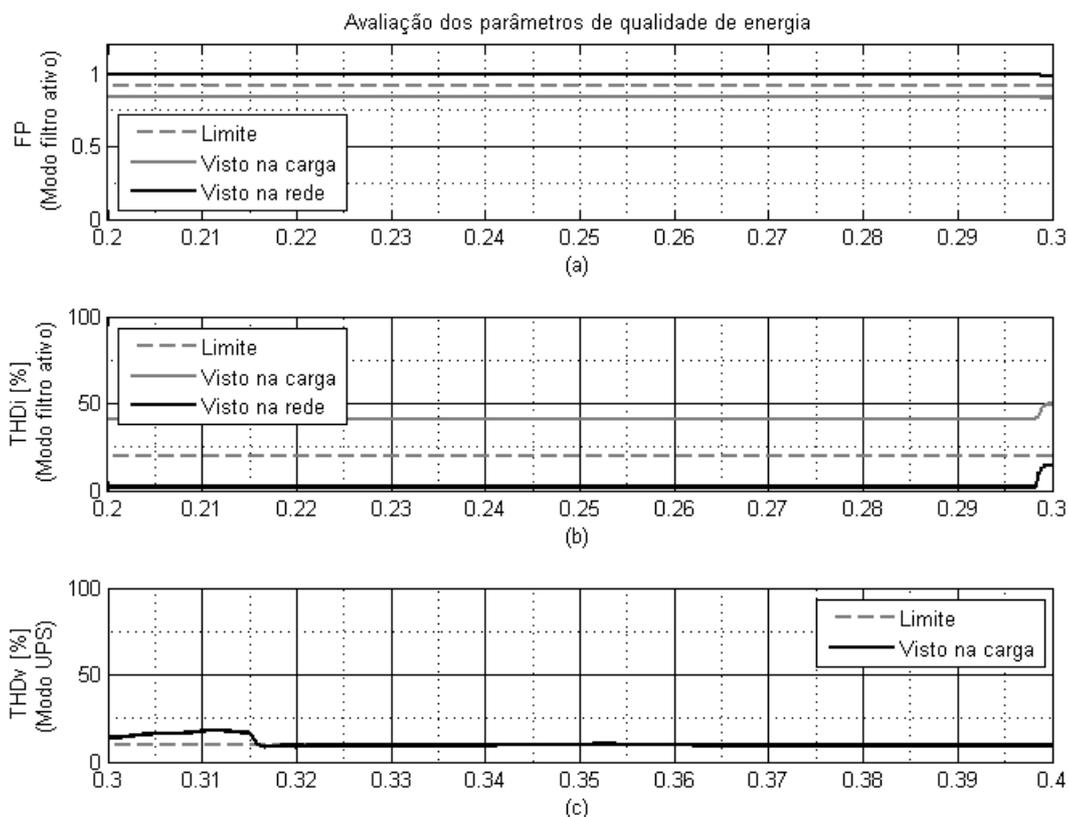


Figura 62: Avaliação dos parâmetros de qualidade de energia com carga não linear. Fator de potência observado pela rede (a), distorção harmônica total de corrente observada na carga e na rede (b) e distorção harmônica total de tensão quando operando como UPS (c).

A Figura 62b demonstra que, conforme esperado, a carga não linear apresenta considerável conteúdo harmônico de corrente, atingindo distorção harmônica total de cerca de 40%. Porém, na Figura 62a, é possível observar que esta carga também apresenta fator de potência reduzido, na ordem de 0,8.

Neste caso, a redução do fator de potência nesta carga é causada não apenas pela presença dos elementos indutivos nos barramentos DC dos retificadores, mas também pela própria distorção harmônica, já que o cálculo do fator de potência, segundo o preconizado pelo Prodist, não contempla o efeito dos harmônicos.

Mesmo considerando os dois problemas de qualidade de energia, o sistema é capaz de corrigir, conforme demonstram as Figuras 62a e 62b, tanto o fator de potência (agora unitário) quanto a distorção harmônica total de corrente (agora próxima de zero).

Por fim, a Figura 62c demonstra a distorção harmônica total da tensão de saída para a operação em modo UPS. É possível observar que, de maneira semelhante à operação com a carga indutiva, a distorção da tensão atinge o limite de 10%.

5.4 Carga resistiva combinada com carga indutiva

As Figuras 63 a 66 apresentam os resultados de simulação para a carga combinada, onde, apesar da corrente maior, na Figura 63 observa-se a atuação filtro ativo na defasagem.

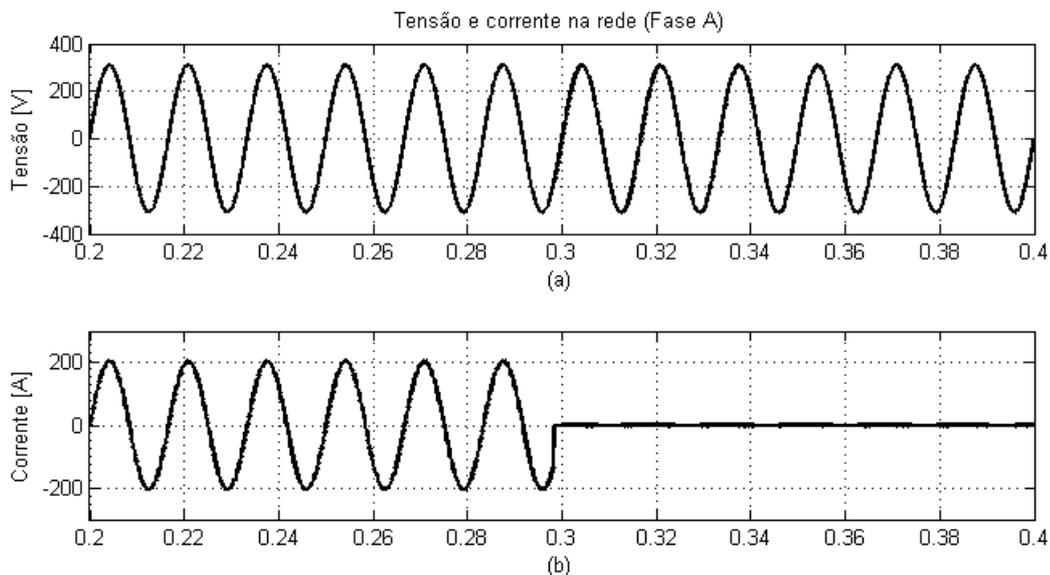


Figura 63: Resultado de simulação para a carga resistiva combinada com a carga indutiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da rede.

Por conta da indutância, na Figura 64 ainda é possível observar um transitório na tensão na comutação entre os modos de operação, mas, desta vez, atenuada pela carga resistiva.

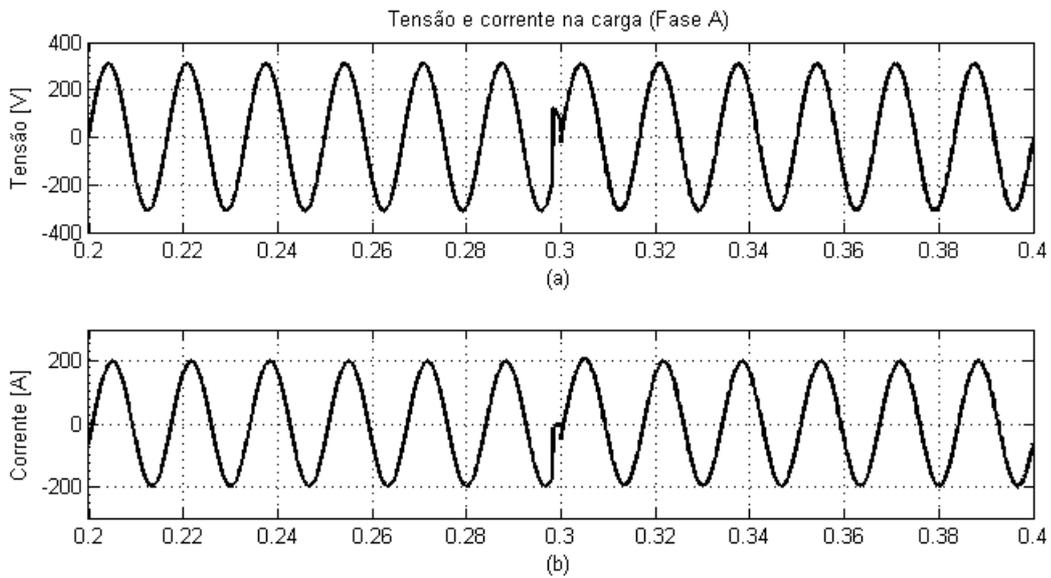


Figura 64: Resultado de simulação para a carga resistiva combinada com a carga indutiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da carga.

No conversor, na Figura 65, fica evidenciada a compensação da fase da corrente, vista pela diferença nos valores de pico desta entre o modo filtro ativo e o modo UPS.

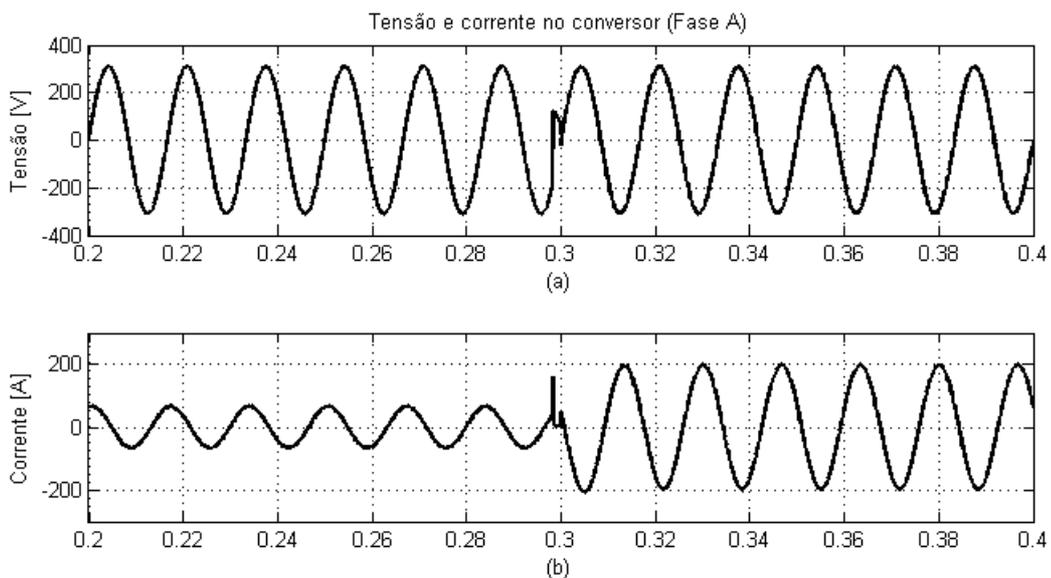


Figura 65: Resultado de simulação para a carga resistiva combinada com a carga indutiva. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A do conversor.

Apesar do aumento da carga, o barramento DC não sofreu grandes oscilações e a tensão manteve-se estável, conforme demonstra a Figura 66.

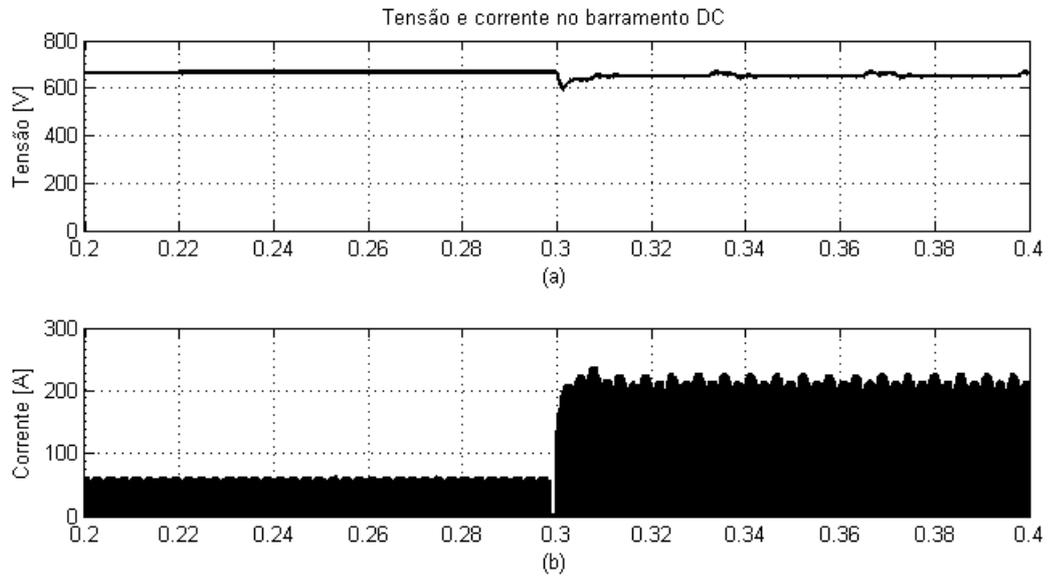


Figura 66: Resultado de simulação para a carga resistiva combinada com a carga indutiva. Tensão (a) e Corrente (b) no barramento DC.

A Figura 67 apresenta a análise dos parâmetros de qualidade de energia para esta carga combinada.

Com a carga resistiva, conforme demonstra a Figura 67a, o fator de potência deixa de ser baixo, mantendo-se, no regime, acima do limite de 0,92. A correção do fator de potência ocorre da mesma forma, porém, ficando unitário.

É possível observar pela Figura 67c, porém, que há uma substancial diminuição no valor da distorção harmônica de tensão, justamente pelo acréscimo da carga resistiva ao sistema.

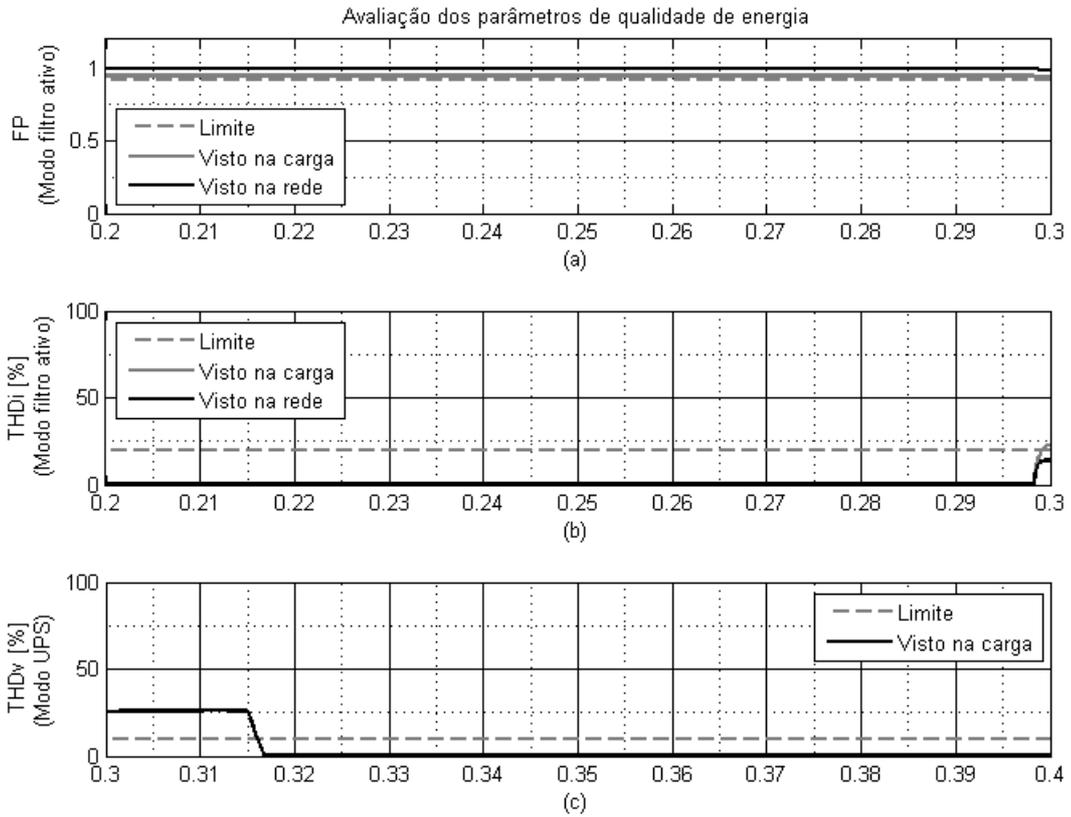


Figura 67: Avaliação dos parâmetros de qualidade de energia com carga resistiva combinada com indutiva. Fator de potência observado pela rede (a), distorção harmônica total de corrente observada na carga e na rede (b) e distorção harmônica total de tensão quando operando como UPS (c).

5.5 Carga resistiva combinada com carga não linear

As Figuras 68 a 71 apresentam os resultados de simulação para a carga resistiva combinada, em paralelo, com a carga não linear.

Da mesma forma que na carga não linear, é possível observar, na Figura 68 a compensação dos harmônicos de corrente.

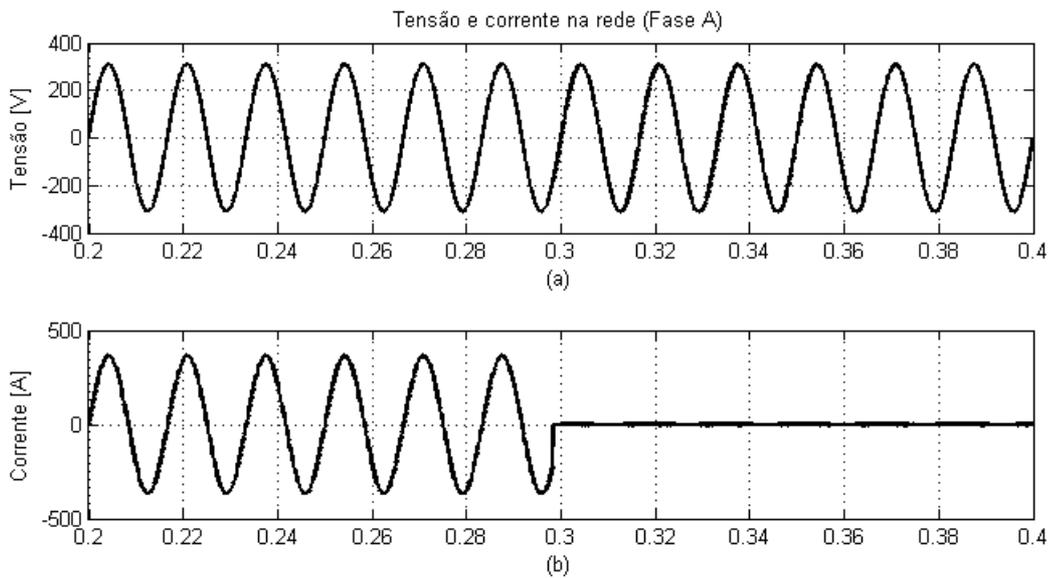


Figura 68: Resultado de simulação para a carga resistiva combinada com a carga não linear. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da rede.

Na Figura 69 é possível verificar que não há mais oscilação no controle da tensão, com a introdução da carga resistiva.

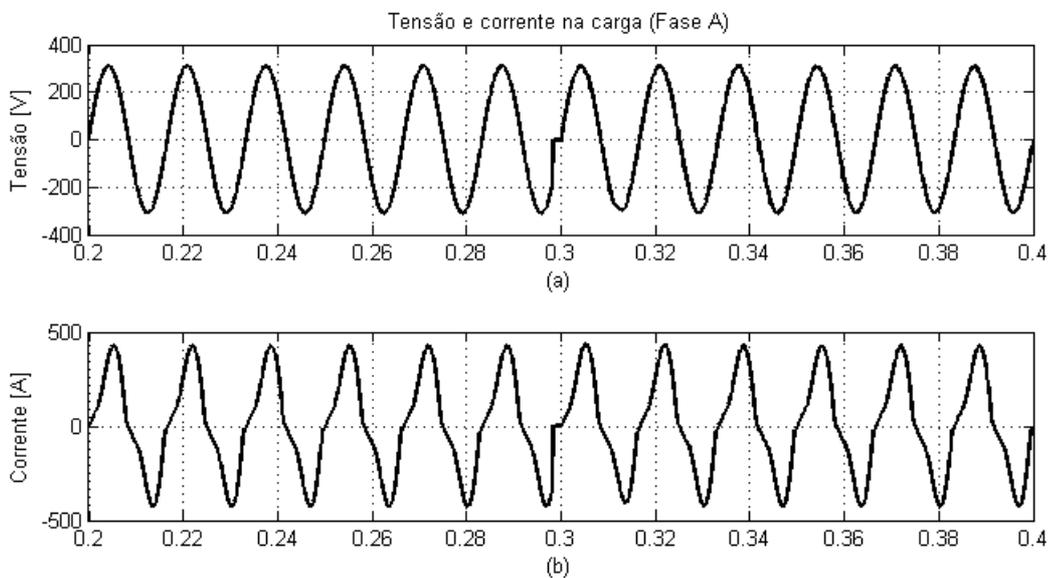


Figura 69: Resultado de simulação para a carga resistiva combinada com a carga não linear. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A da carga.

A Figura 70 evidencia a compensação dos harmônicos de corrente pelo filtro ativo e, em seguida, com valor eficaz aparentemente maior, a alimentação das cargas no modo UPS.

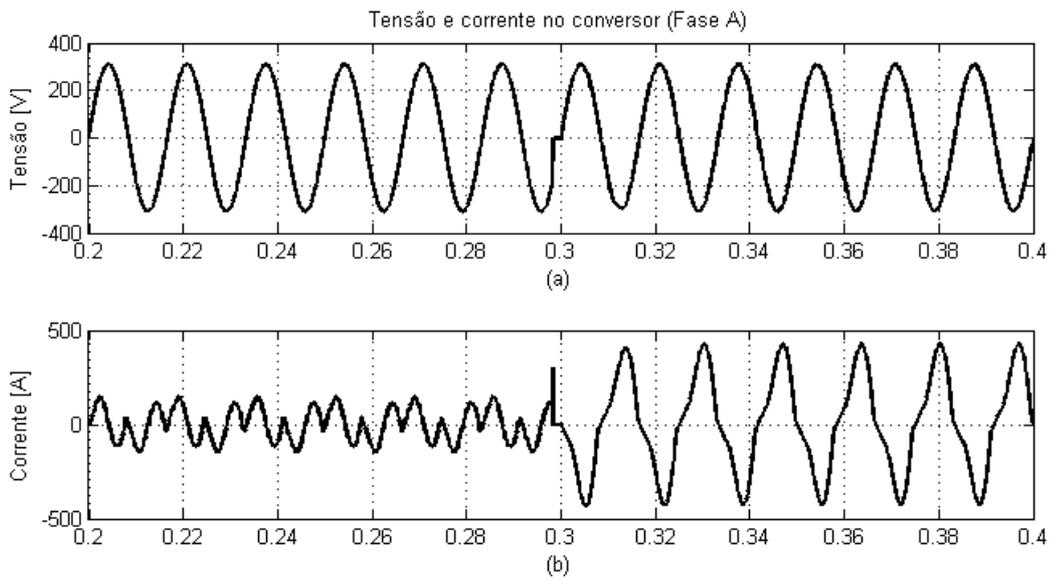


Figura 70: Resultado de simulação para a carga resistiva combinada com a carga não linear. Tensão (a) e Corrente (b) na fase A do conversor.

Na Figura 71 é possível verificar que a oscilação na tensão do barramento DC aumenta, mas o controle mantém-se estável.

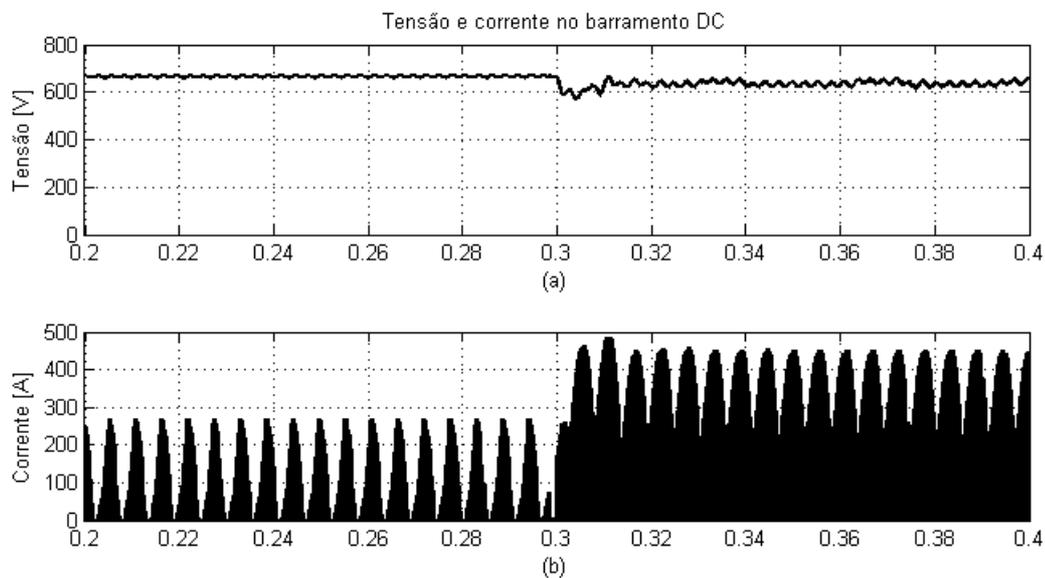


Figura 71: Resultado de simulação para a carga resistiva combinada com a carga não linear. Tensão (a) e Corrente (b) no barramento DC.

A Figura 72 apresenta a análise dos parâmetros de qualidade de energia para a combinação composta pela carga resistiva e a carga não linear.

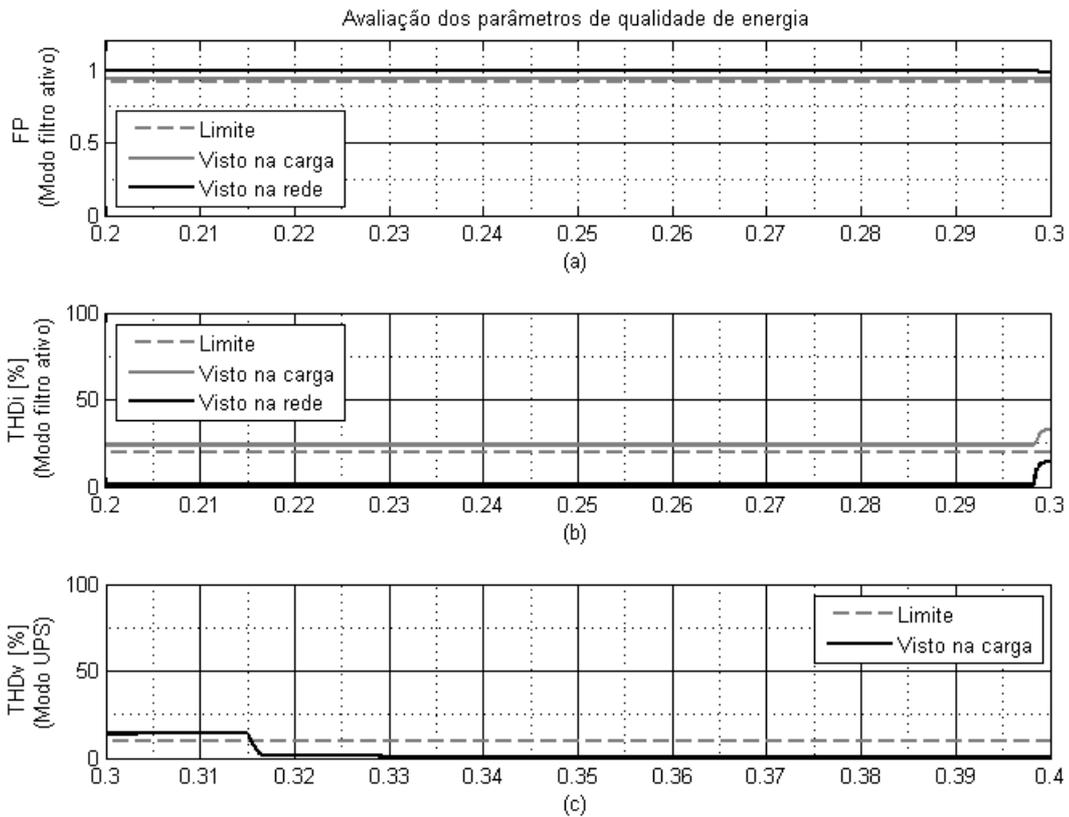


Figura 72: Avaliação dos parâmetros de qualidade de energia com carga resistiva combinada com não linear. Fator de potência observado pela rede (a), distorção harmônica total de corrente observada na carga e na rede (b) e distorção harmônica total de tensão quando operando como UPS (c).

Com a adição da carga resistiva, o fator de potência da carga combinada passa a ser maior que o limite, mas, conforme demonstra a Figura 72a, este passa a ser unitário com a atuação do filtro ativo.

A distorção harmônica da corrente também apresenta redução pelo acréscimo da carga resistiva, mas continua acima do limite preconizado. Conforme demonstra a Figura 72b, esta passa de cerca de 25% para próxima de zero.

Por fim, da mesma forma que no caso da carga composta da parcela resistiva e indutiva, a Figura 72c demonstra a distorção harmônica de tensão dentro dos limites aceitáveis, para a operação em modo UPS.

5.6 Conclusões preliminares

O modelo foi simulado durante 400ms, sendo que apenas os 200ms finais foram considerados. Desta forma, os transitórios da inicialização são desconsiderados, por não serem estes o foco deste estudo. Para cada uma das cargas e combinações analisadas, os parâmetros de qualidade de energia elétrica pertinentes foram comparados aos limites de operação estabelecidos anteriormente.

Para o caso da carga resistiva, estabelecida como referência, não houve reação do sistema em modo filtro ativo. Para avaliação do UPS, observou-se que o sistema continuou a alimentar a carga mesmo se a rede. Para esta carga os limites de qualidade de energia foram obedecidos.

A carga indutiva apresentou característica defasagem de corrente, fazendo com que o sistema, operando em modo filtro ativo, corrigisse o desvio. Na avaliação dos limites de operação, observou-se que o fator de potência foi satisfatoriamente corrigido, sem afetar a distorção harmônica de corrente.

Na comutação para o modo UPS ocorre um transitório de tensão, por conta da circulação de corrente no momento da abertura da chave contatora, efeito que pode ser prejudicial para os elementos de comutação. Ainda para o modo UPS, a carga indutiva causa efeito adverso para o controle de tensão do conversor, ficando a distorção harmônica até superior ao limite estabelecido.

No caso da carga não linear, fica mais evidente o funcionamento do filtro ativo, por conta da compensação dos harmônicos de corrente da carga. Ficando, os limites dos parâmetros, dentro do estabelecido. No modo UPS, por outro lado, a oscilação de tensão, causada pela presença dos indutores nos barramentos DC das cargas, faz com que a distorção fique marginalmente dentro do limite.

Para a combinação das cargas resistiva e indutiva, nota-se uma melhora significativa na oscilação da tensão no modo UPS, assim como é mantido o efeito de correção do fator de potência, fazendo com que os limites de operação estabelecidos sejam atingidos.

Por fim, no caso da combinação das cargas resistiva e não linear, observou-se que mantiveram-se as correções efetuadas pelo filtro ativo e, para o modo UPS, nota-se um

efeito semelhante ao da carga combinada indutiva, com uma melhora significativa na oscilação da tensão de saída, fazendo com que os limites de operação estabelecidos sejam atingidos.

6 CONCLUSÕES

Da análise teórica realizada em comparação ao implementado no modelo, a teoria da potência ativa e reativa instantânea provou-se eficaz em compensar harmônicos e defasagens de corrente, mesmo considerando harmônicos homopolares.

Na análise normativa, observou-se que, com respeito ao fator de potência, há um limite imposto, mas a metodologia de cálculo não incorpora a questão da distorção harmônica e considera apenas os reativos. A existência de um procedimento oficial para os parâmetros de qualidade de energia assim como as consultas públicas para sua elaboração, porém, são passos significativos e importantes.

Durante a simulação do modelo, o método de obtenção das referências de compensação do filtro ativo demonstrou-se adequado, possibilitando a compensação de harmônicos e corrigindo as defasagens das correntes, conforme observado pelas análises dos parâmetros de qualidade de energia. O controle por histerese, apesar de operando em frequência muito mais alta que numa aplicação real, possibilitou a regulação adequada das correntes.

Para o UPS, o método de sincronismo adotado mostrou-se adequado, permitindo produzir as referências de tensão e garantindo sincronização rápida, dentro de um ciclo de rede. O controle do conversor DC-DC funcionou adequadamente, garantindo baixa oscilação no barramento, mesmo na situação inicial, da entrada em operação.

O controle de histerese, para regulação da tensão, no caso do UPS, não correspondeu adequadamente, quando a indutância da carga é muito alta. Uma oscilação na tensão ocorre, aumentando a distorção harmônica. O uso de um controle preditivo, neste caso, talvez demonstre-se mais adequado, já que permitirá balancear os limites de operação do sistema com os parâmetros de qualidade requisitados.

Ainda, a comutação entre modos pode ser prejudicada com cargas fortemente indutivas, uma vez que transitórios de tensão podem ocorrer, eventualmente destruindo elementos conectados à carga, por conta de valores instantâneos muito altos.

Por fim, invariavelmente, as condições de contorno e de dimensionamento do modelo devem ser mais bem definidas e refinadas, de modo que efeitos imprevistos possam ser isolados.

6.1 Trabalhos futuros

Como trabalhos futuros, consideram-se os passos necessários para que este modelo culmine num protótipo funcional. Desta forma, destacam-se os passos, na ordem:

1. Pesquisar e modelar o elemento de armazenamento de energia (bateria), assim como desenvolver e modelar um recarregador;
2. Adequar a frequência de chaveamento do controle por histerese, o que, invariavelmente levará a um novo projeto para os elementos de filtragem passiva e das condições de contorno da operação do sistema;
3. Incluir transições de taxa no modelo de controle, de modo a emular a operação de um microcontrolador, considerando suas restrições e observando as dificuldades e limitações de uma eventual implantação real;
4. Eliminadas as idealidades e tendo o modelo mais próximo da realidade, o processo de desenvolvimento do protótipo pode ser iniciado, buscando validar os conceitos em bancada.

REFERÊNCIAS

- ACUNA, P.; MORAN, L.; RIVERA, M.; DIXON, J.; RODRIGUEZ, J., Improved Active Power Filter Performance for Renewable Power Generation Systems, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.29, no.2, pp.687,694, February 2014.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. PRODIST Módulo 8: Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema nacional - qualidade da energia.[S.l.],2011.
- AKAGI, H. Modern active filters and traditional passive filters. Bulletin of the Polish Academy of Sciences -Technical Sciences, v. 54, n. 3, October 2006.
- AKAGI, H.; AREDES, M.; H.WATANABE, E. The p-q theory for active filter control: Some problems and solutions. Revista Controle & Automação, v. 15, n. 1, Março 2004.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning.1st. ed.[S.l.]:Wiley-IEEEPress,2007. ISBN 9780470118931.
- ANDO, I.; HAGA, H.; OHISHI, K. Development of single phase ups having ac chopper and active filter ability. In: Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on.[S.l.: s.n.], 2006. p. 1498–1503.
- ANDO, I. ; TAKAHASHI, I. ; TANAKA, Y. ; IKCHARA, M. Development of ahigh efficiency upshaving active filterability composed of a three arms bridge. In: Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on.[S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 804–809 vol.2.
- ASHRAFI, B.; NIROOMAND, M.; ASHRAFI NIA, B., Novel reduced parts one-line uninterruptible power supply, 2012 Ieee International Power Engineering and Optimization Conference (PEDCO) Melaka, Malaysia, pp.252,257, June 2012.
- ASIMINOAEI, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications. Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005, v. 1, March 2005.
- BARRERO, F. ; MARTINEZ, S. ; YEVES, F. ; MUR, F. ; MARTINEZ, P. Universal and reconfigurable to ups active power filter for line conditioning. Power Delivery, IEEE Transactions on, v.18, n.1,p.283–290,2003.ISSN 0885-8977.
- BELAIDI, R.; HADDOUCHE, A.; HATTI, M.; LARAFI, M.M., Shunt active power filter connected to a photovoltaic array for compensating harmonics and reactive power simultaneously, 2013 Fourth International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), pp.1482,1486, May 2013.
- BIRD, B.; MARSH, J.; MCLELLAN, P. Harmonic reduction in multiplex convertors by triple-frequency current injection. Proceedings of the IEEE, v. 116, n. 10, October 1969.
- BLAABJERG, F. ; TEODORESCU, R. ; LISERRE, M. ; TIMBUS, A.V. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 53, n. 5, October 2006.

- BOBROWSKA-RAFAL, M. ; RAFAL, K. ; JASINSKI, M. ; KAZMIERKOWSKI, M. Grid synchronization and symmetrical components extraction with pll algorithm for grid connected power electronic converters -a review. Bulletin of the Polish Academy of Sciences -Technical Sciences, v. 59, n. 4, December 2011.
- BOLLEN, M. H. What is power quality? Electric Power Systems Research, 66, August 2003.
- BRANCO, C. G C; TORRICO-BASCOPE, R.P.; CRUZ, C. M T; DE A LIMA, F.K., Proposal of Three-Phase High-Frequency Transformer Isolation UPS Topologies for Distributed Generation Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.60, no.4, pp.1520,1531, April 2013.
- CHEN, Z.; CHEN, M.; WANG, C., A novel three-phase four-wire active power filter applicable to aircraft power system, 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.706,712, 15-20 September 2012.
- CHU Y.; WANG S.; CROSIER, R., Improving the performance of an active power filter as part of a multifunctional high power electrical vehicle charging station, 2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp.1,6, June 2013.
- CORTES, P. ; KAZMIERKOWSKI, M.P. ; KENNEL, R.M. ; QUEVEDO, D.E. ; RODRIGUEZ, J. Predictive control in power electronics and drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 55, n. 12, December 2008.
- CORTES, P. ; ORTIZ, G. ; YUZ, J.I. ; RODRIGUEZ, J. ; VAZQUEZ, S. ; FRANQUELO, L.G. Model predictive control of an inverter with output Lc filter for ups applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 56, n. 6, June 2009.
- CUI, X.X.; CHOI, W.H.; LAM, C.S; WONG, M.C., Hardware realization of a 10KVA hybrid active power filter, 2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), pp.1,6, 10-13 June 2012.
- DOS SANTOS FILHO, R. M. ; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C. A Comparative Study of Three-Phase and Single-Phase PLL Algorithms for Grid-Connected Systems. In: Proc. INDUSCON Conf. Rec. 2006.
- EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: a review. IEE Proceedings -Electric Power Applications, v. 147, n. 5, September 2000.
- ERLICKI, M. S.; EMANUEL-EIGELES, A. New aspects of power factor improvement part i -theoretical basis. IEEE Transactions on Industry and General Applications, IGA4, n. 4, Agosto 1968.
- EXPOSTO,B.;PINTO,J.G.;GONCALVES,H.;MONTEIRO,V.;PEDROSA,D.;COUTO,C.;AFONSO,J.L., Evaluation of a Shunt Active Power Filter with energy backup capability, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, vol., no., pp.5963,5968, 10-13 November 2013.
- GARLAPATI, S.; GUPTA, R., Shunt active power filter as front end converter for DC loads, 2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE), pp.1,6, 6-8 December 2012.

- GHOSH,R.;NARAYANAN,G., Control of Three-Phase, Four-Wire PWM Rectifier, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.1, pp.96,106, January 2008.
- GUERREIRO, J.F.; POMILIO, J.A.; BUSARELLO, T.D.C., Design of a multilevel Active Power Filter for More Electrical Airplane variable frequency systems, 2013 IEEE Aerospace Conference, pp.1,12, 2-9 March 2013.
- GRADY,M.;GILLESKIE,R. Harmonicsandhowthey relatetopowerfactor. Procedures of the EPRI Power Quality Issues and Oportunities Conference, San Diego -California, November 1993.
- HAGA, H.; OHISHI, K.; ANDO, I. Development of economical ups system having active filter across dc-bus. In: Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on.[S.l.: s.n.], 2005. p. 10 pp.–P.10.
- HASAN, F.M.; BEIG, A.R., An improved active filter for distorted voltage conditions, 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.3186,3193, March 2013.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation -a survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 39, n. 5, December 1992.
- HU, H.; XING, Y., Design Considerations and Fully Digital Implementation of 400-Hz Active Power Filter for Aircraft Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.61, no.8, pp.3823,3834, August 2014.
- HUANG, J.W.; CHENG, P.T.; LIAO, J.C.; TSAI, W.Y., A shunt active power filter for harmonic isolation in a cloud computing facility, 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), pp.69,74, 3-6 November 2013.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE519: Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems.[S.l.], 1992.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE1159: Recommendedpracticefor monitoring electricpowerquality.[S.l.],2009.
- ITOH, J.-I.; TAMADA, S. A novel engine generator system with active filter and ups functions using a matrix converter. In: Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on.[S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.
- JOU, H.-L. Performance comparison of the three-phase active-power-filter algorithms. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, v. 142, n. 6, November 1995.
- KARPATI, A.; ZSIGMOND, G.; VOROS, M.; LENDVAY, M., Uninterruptible Power Supplies (UPS) for data center, 2012 IEEE 10th Jubilee International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY), pp.351,355, September 2012.
- KHOOR, M.; MACHMOUM, M. A novel single-phase reduced parts on-line ups with power quality conditioning capability. In: Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE.[S.l.: s.n.], 2007. p. 1170–1175. ISSN 0275-9306.

- LAHYANI, A.; VENET, P.; GUERMAZI, A.; TROUDI, A., Battery/Supercapacitors Combination in Uninterruptible Power Supply (UPS), IEEE Transactions on Power Electronics, vol.28, no.4, pp.1509,1522, April 2013.
- LEE, T.; KINOSHITA, M.; SANADA, K., High-efficiency large-capacity uninterruptible power supply for 3-phase 4-wire power system, 2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), vol.2, no., pp.1131,1136, June 2012.
- LIMONGI, L. ; BOJOI, R. ; GRIVA, G. ; TENCONI, A. Digital current-control schemes -comparing the performance of digital signal processor-based current controllers for three-phase active power filters. IEEE Industrial Electronics Magazine, March 2009.
- LIMONGI, L.R. ; BOJOI, R. ; PICA, C. ; PROFUMO, F. ; TENCONI, A. Analysis and comparison of phase locked loop techniques for grid utility applications. Power Conversion Conference, April 2007.
- LIU, Q.; DENG, Y.; HE, X., Boost-type inverter-less shunt active power filter for VAR and harmonic compensation, IET Power Electronics, vol.6, no.3, pp.535,542, March 2013.
- LUNA, A. ; ROCABERT, J. ; VAZQUEZ, G. ; RODRIGUEZ, P. ; TEODORESCU, R. ; CORCOLES, F. Grid synchronization for advanced power processing and facts in wind power systems. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, July 2010.
- MIYAGI, M.; YAMAUCHI, H.; YONA, A.; SENJYU, T., Uninterruptable all-electrification smart house, 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp.1,6, 11-14 November 2012.
- MOULAHOU, S.; HOUASSINE, H.; KABACHE, N., Shunt active power filter to mitigate harmonics generated by compact fluorescent lights, 2013 18th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), vol., no., pp.496,501, August 2013.
- NASCIMENTO, C. F. ; AZAURI , A. O. ; GOEDEL, A. ; SERNI, P. J. A. Harmonic identification using parallel neural networks in single-phase systems. Applied Soft Computing, vol.11, no.2, p.2178-2185, March 2011.
- NASIRI, A.; BEKIAROV, S.; EMADI, A. Reduced parts single-phase series-parallel ups systems with active filter capabilities. In: Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC '03. The 25th International.[S.l.: s.n.], 2003. p. 366–372.
- ODAVIC, M.; BIAGINI, V.; SUMNER, M.; ZANCHETTA, P.; DEGANI, M., Low Carrier–Fundamental Frequency Ratio PWM for Multilevel Active Shunt Power Filters for Aerospace Applications, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.49, no.1, pp.159,167, January-February 2013.
- ORDOEZ, R.; SADARNAC, D. Reconfigurable three-phase active filter into an auxiliary uninterruptible power supply. In: Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE.[S.l.: s.n.], 2008. p. 926–931. ISSN 1553-572X.
- OUEIDAT, M.; SADARNAC, D. Multiple feedback loop control strategy for ups system having active filter ability. In: Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96., 18th International.[S.l.: s.n.], 1996. p. 450–453.
- PARK,J.;KWON,J.;EUNG-HO,K.;KWON, B., High-Performance Transformerless Online UPS, IEEE Transactions on Industrial Electronics , vol.55, no.8, pp.2943,2953, August 2008.

- PATNAIK, S.S.; PANDA, A.K., Cascaded three-level inverter based shunt active filter for power conditioning application, 2013 Annual IEEE India Conference (INDICON), pp.1,5, 13-15 December 2013.
- PEREIRA, F.; APARECIDO PELEGRINI, M.; MARTINS, J.C.; XAVIER DUARTE, S.; POLES DE SOUZA, T.; GOUVEA, M.R., UPS with communication and power Grid monitoring functions for traffic light systems, 2013 IEEE PES Conference On Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA), pp.1,6, April 2013.
- POPESCU, M.; BITOLEANU, A.; SURU, V., A DSP-Based Implementation of the p-q Theory in Active Power Filtering Under Nonideal Voltage Conditions, IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol.9, no.2, pp.880,889, May 2013.
- QIN, Y.; DU, S. A dsp based active power filter for line interactive ups. In: Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on.[S.l.: s.n.], 1995. v. 2, p. 884–888 vol.2.
- RAHMANI, S.; HAMADI, A.; AL-HADDAD, K.; DESSAINT, L.A., A Combination of Shunt Hybrid Power Filter and Thyristor-Controlled Reactor for Power Quality, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.61, no.5, pp.2152,2164, May 2014.
- RODRIGUES, M.C.B.P.; SCHETTINO, H.J.; FERREIRA, A.A.; BARBOSA, P.G.; BRAGA, H.A.C., Active power filter operation of an electric vehicle applied to single-phase networks, 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), pp.1,8, 5-7 November 2012.
- RODRIGUEZ, J.R.; DIXON, J.W.; ESPINOZA, J.R.; PONTT, J.; LEZANA, P., PWM regenerative rectifiers: state of the art, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, no.1, pp.5,22, February 2005.
- RODRÍGUEZ, P. ; LUNA, A. ; CANDELA, I. ; MUJAL, R. ; TEODORESCU, R. ; BLAABJERG, F. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, v. 58, n. 1, January 2011.
- RODRIGUEZ, P. ; LUNA, A. ; CIOBOTARU, M. ; TEODORESCU, R. ; BLAABJERG, F. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, November 2006.
- SAIKRISHNA, K.; BEIG, A.R., Application, design and optimization of hybrid filters for oil drilling rigs, 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.3288,3294, March 2013.
- SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation -considerations on basic design. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v. 90, n. 5, November 1970.
- DA SILVA, S.A.O. ; DONOSO-GARCIA, P.F. ; CORTIZO, P.C. ; SEIXAS, P.F. A comparative analysis of control algorithms for three-phase line-interactive ups systems with series-parallel active power-line conditioning using srf method. In: Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual.[S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1023–1028 vol.2. ISSN 0275-9306.

- DA SILVA, S.A.O. ; MODESTO, R.A. ; GOEDEL, A. ; NASCIMENTO, C.F. A single-phase ups system with series-parallel power-line conditioning. In: Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE. [S.l.: s.n.], 2009. p. 120–125. ISSN 1553-572X.
- DA SILVA, S.A.O. ; MODESTO, R.A. ; NETO, A.F. ; DE SOUZA CERVANTES, S.G. A single-phase ups system with harmonic suppression and reactive power compensation. In: Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian. [S.l.: s.n.], 2009. p. 558–563. ISSN 2175-8603.
- OLIVEIRA DA SILVA, S.A. ; DONOSO-GARCIA, P. ; CORTIZO, P.C. ; SEIXAS, P.F. A three-phase line-interactive ups system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. In: Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE. [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 2389–2396 vol.4. ISSN 0197-2618.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 46, n. 5, October 1999.
- SINGH, G. K. Power system harmonics research: a survey. European Transactions on Electrical Power, August 2007.
- SOLTER, W. A new international ups classification by iec 62040-3. In: Telecommunications Energy Conference, 2002. INTELEC. 24th Annual International. [S.l.: s.n.], 2002. p. 541–545.
- SRIVASTAVA, S.; KUMAR, R.; SINGH, S.P.; SINGH, N., Harmonic compensation of HVDC rectifier using shunt active filter, 2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS), vol., no., pp.1041,1045, April 2013.
- THEKKATH, P.; PRABHA, S.U., Adaptive hysteresis current controlled Shunt Active Power Filter for power quality enhancement, 2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT), pp.31,36, March 2013.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. 1st. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2011. ISBN 9780470667057.
- TIMBUS, A. ; LISERRE, M. ; TEODORESCU, R. ; BLAABJERG, F. Synchronization methods for three phase distributed power generation systems -an overview and evaluation. Power Electronics Specialists Conference, June 2005.
- ZHAO, B.; SONG, Q.; LIU, W.; XIAO, L., Next-Generation Multi-Functional Modular Intelligent UPS System for Smart Grid, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.60, no.9, pp.3602,3618, September 2013.