



UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**FILYPE ANASTÁCIO NASCIMENTO SILVA**

# **Conversor CA-CC-CA Monofásico de Três Braços Conectado em Paralelo Aplicado ao Melhoramento da Qualidade de Energia**

João Pessoa - Paraíba

Novembro de 2017



Filype Anastácio Nascimento Silva

**Conversor CA-CC-CA Monofásico de Três Braços  
Conectado em Paralelo Aplicado ao Melhoramento da  
Qualidade de Energia**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
à Universidade Federal da Paraíba como exi-  
gência para a obtenção do título de Bacharel  
em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal da Paraíba  
Centro de Energias Alternativas e Renováveis  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Nady Rocha

João Pessoa - Paraíba

Novembro de 2017

©Filype Anastácio Nascimento Silva

S586c Silva, Filype Anastácio Nascimento

Conversor CA-CC-CA Monofásico de Três Braços Conectado em Paralelo Aplicado ao Melhoramento da Qualidade de Energia. / Filype Anastácio Nascimento Silva. – João Pessoa, 2017.

55 p.: il.

Orientador: Prof. Dr. Nady Rocha.

Monografia (Curso de Graduação em Engenharia Elétrica) Campus I - UFPB / Universidade Federal da Paraíba.

1. Qualidade de Energia. 2. Eletrônica de Potência. 3. Conversor CA-CC-CA. 4. Controle. 5. PWM I. Título.

BS/CT/UFPB

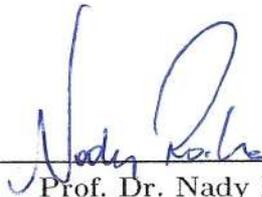
CDU: 2.ed. 621.314(043)

Filype Anastácio Nascimento Silva

**Conversor CA-CC-CA Monofásico de Três Braços  
Conectado em Paralelo Aplicado ao Melhoramento da  
Qualidade de Energia**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
à Universidade Federal da Paraíba como exi-  
gência para a obtenção do título de Bacharel  
em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado:



---

Prof. Dr. Nady Rocha  
UFPB  
Orientador

---

Prof. Dr. Isaac Soares de Freitas  
UFPB  
Avaliador



---

Prof. Dr. Lucas Vinícius Hartmann  
UFPB  
Avaliador

João Pessoa - Paraíba  
Novembro de 2017



*Dedico este trabalho aos meus pais, Anastácio e Elenice, à minha família,  
em especial Millena e Tia Adriana, e à minha amada noiva, Tammyrys.*



# Agradecimentos

Ao Deus todo poderoso, por ter me sustentado e dado sabedoria para chegar até aqui.

Aos meus pais, Anastácio e Elenice, e minha irmã Millena, por todo amor, apoio, compreensão, orações, e por abrirem mão de tantas coisas em prol do meu sucesso. Meu porto seguro.

À minha tia, Adriana, por todo o amor, cuidado, disposição em ajudar e por sempre ter acreditado em mim.

À minha noiva, Tammyrys, por todo amor, cuidado, paciência, companheirismo, por entender minha ausência, ser meu ponto de apoio, e por ter me acompanhado durante os altos e baixos dessa jornada.

Aos meus amigos, Caio, Guilherme e Luanna, por todos os momentos que compartilhamos conhecimentos, alegrias e frustrações. Obrigado por toda ajuda e todas as risadas.

Ao meu orientador, Nady Rocha, por toda paciência, compreensão, assistência, e por ser um dos melhores professores que já tive oportunidade de trabalhar. Externo aqui a minha imensa gratidão, Professor.

Aos meus avaliadores, Prof. Isaac e Prof. Lucas, por terem feito parte da minha vida acadêmica e aceitarem fazer parte da banca e colaborar com este trabalho.

Aos Professores Fabrício, Protásio e Orlando, por todo apoio.

Ao Pr. Jailson e sua esposa Evalda, por serem minha segunda família, e a todos os amigos e irmãos da Igreja Betel Brasileiro.

Aos demais amigos e todos que fizeram parte dessa caminhada.



*Após uma grande batalha,  
"Então tomou Samuel uma pedra,  
e a pôs entre Mizpá e Sem,  
e chamou-lhe Ebenézer; e disse:  
**Até aqui nos ajudou o Senhor."***

1 Samuel 7:12



# Resumo

O tema qualidade de energia vem sendo amplamente discutido nos ambientes acadêmico industrial e é um dos grandes desafios da engenharia moderna. Problemas relacionados qualidade da energia elétrica têm afetado ao sistema de distribuição e aos consumidores finais. Devido a avanços recentes na eletrônica de potência, uma grande quantidade de equipamentos que, devido as suas interfaces serem baseadas nessa área são considerados cargas não lineares, se conectaram a rede de distribuição. A conexão dessas cargas pode resultar em consequências negativas para os demais consumidores conectados à rede. Por outro lado, problemas decorrentes da rede podem impactar negativamente consumidores que possuam cargas sensíveis à variação dos níveis de tensão. Neste trabalho, foi desenvolvido o estudo de um conversor CA-CC-CA, baseado na topologia convencional de três braços, para ser utilizado no melhoramento de indicadores da qualidade de energia para uma determinada carga. Esse conversor foi capaz de manter o nível de tensão aplicada na carga mesmo diante de variações da rede de alimentação. Além disso foi capaz de operar não poluindo a rede, mesmo diante da alta frequência de chaveamento interna, e da não linearidade da carga.

**Palavras-chave:** Qualidade de energia, Eletrônica de Potência, Conversor CA-CC-CA, Controle, PWM.



# Abstract

Power quality is a theme that has been widely discussed inside industrial and academic environments. In fact, it is one of the big challenges of modern engineering. Problems related to electric power quality have affected the distribution system and end users. Due to recent advancements in power electronics, several devices with their interfaces based on that area have been connect to the distribution system. Those devices are considered non-linear loads, and their connection to the system can result in negative consequences to other users. On other hand, faults generated by the distribution system can affect end users who have voltage sensitive loads. This work was to study a AC-DC-AC, based on the three-leg convetional topology, converter to be used on power quality improvements to a specific load. This converter was able to keep the voltage level applied to the load during voltage a voltage sag. It was also capable of lowering the current harmonic distortion, even considering it high frequency switching, and a non-linear load.

**Keywords:** Power Quality, Power Electronics, AC-DC-AC Converter, Control, PWM.



# Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Propagação de harmônicas geradas por carga não linear. . . . .	24
Figura 1.2 – Exemplo de carga não linear. . . . .	25
Figura 1.3 – Topologias Padrão de Conversores CA-CC-CA. . . . .	27
Figura 1.4 – Conversor Série de Cinco Braços. . . . .	28
Figura 1.5 – Conversor Paralelo de Seis Braços. . . . .	28
Figura 1.6 – Conversor Paralelo de Seis Braços. . . . .	29
Figura 1.7 – Conversor Paralelo de Seis Braços. . . . .	29
Figura 2.1 – Topologia do Conversor Paralelo de Seis Braços Proposto. . . . .	31
Figura 2.2 – Carga Nominal do Conversor: (a) Potência e (b) impedância. . . . .	33
Figura 2.3 – Modelo de Carga Não Linear. . . . .	33
Figura 2.4 – Filtro LCR. . . . .	33
Figura 3.1 – Diagrama de Controle do Conversor. . . . .	35
Figura 3.2 – Diagrama de Blocos do PLL. . . . .	37
Figura 3.3 – Conversor Paralelo de 6 braços. . . . .	39
Figura 4.1 – Resultados da simulação para o Caso 1. (a) Tensão e corrente na entrada. (b) e (c) Corrente na entrada. (d) Tensão e Corrente. (e) e (f) Corrente na carga. . . . .	42
Figura 4.2 – Resultados da simulação para o Caso 1. (a) e (b) Correntes de entrada. (c) e (d) Tensão nos barramentos CC. (e) e (f) Correntes dos braços compartilhados. . . . .	43
Figura 4.3 – Resultados da simulação para o Caso 2. (a) Tensão e corrente na entrada. (b) e (c) Corrente na entrada. (d) Tensão e Corrente, (e) e (f) Corrente na carga. . . . .	45
Figura 4.4 – Transitório do Afundamento de Tensão. . . . .	46
Figura 4.5 – (a) e (b) Tensão nos barramentos CC. . . . .	46
Figura 4.6 – Resultados da simulação para o Caso 3. (a) Tensão e corrente na entrada. (b) e (c) Corrente na entrada. (d) Tensão e Corrente, (e) e (f) Corrente na carga. . . . .	47
Figura 4.7 – Resultados da simulação para o Caso 3. (a) Tensão e corrente na entrada. (b) e (c) Corrente na entrada. (d) Tensão e Corrente, (e) e (f) Corrente na carga. . . . .	48
Figura 4.8 – (a) e (b) Tensão nos barramentos CC. . . . .	49

# Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Limites de distorção harmônica total de tensão estabelecidos pela ANEEL.	25
Tabela 1.2 – Limites de distorção harmônica individual e total de tensão estabelecidos pelo IEEE. . . . .	26
Tabela 4.1 – Parâmetros da Simulação. . . . .	41
Tabela 4.2 – Parâmetros da Carga. . . . .	41

# Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEPEL	Centro de Pesquisas em Engenharia Elétrica
DSTATCOM	<i>DistributionStatic Compensators</i>
DVR	<i>Dynamic Voltage Restorer</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
LS-PWM	<i>Level Shifted Pulse Width Modulation</i>
LC	<i>Indutor-Capacitor</i>
LC-R	<i>Indutor-Capacitor-Resistor</i>
PI	<i>Proportional Integrator</i>
PLL	<i>Phase Lock Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>



# Lista de símbolos

$q_{gn}$	Estado de condução na chave $g$ do retificador $n$
$q_{sn}$	Estado de condução na chave $s$ do braço compartilhado $n$
$q_{ln}$	Estado de condução na chave $l$ do inversor $n$
$\bar{q}_{gn}$	Inverso do estado de condução na chave $g$ do retificador $n$
$\bar{q}_{ln}$	Inverso do estado de condução na chave $s$ do braço compartilhado $n$
$\bar{q}_{sn}$	Inverso do estado de condução na chave $l$ do inversor $n$
$e_g$	Tensão da rede aplicada na entrada do conversor
$L_g$	Indutor do filtro de entrada do conversor
$r_g$	Impedância resistiva do filtro de entrada do conversor
$l_g$	Impedância indutiva do filtro de entrada do conversor
$v_g$	Tensão da aplicada à entrada do conversor
$i_g$	Corrente da rede aplicada na entrada do conversor
$v_{gn}$	Tensão da aplicada à entrada do conversor $n$
$i_{gn}$	Corrente da rede aplicada na entrada do conversor $n$
$v_{gn0n}$	Tensão do ponto $gn$ ao ponto $0n$ do conversor $n$
$v_{sn0n}$	Tensão do ponto $sn$ ao ponto $0n$ do conversor $n$
$v_{ln0n}$	Tensão do ponto $ln$ ao ponto $0n$ do conversor $n$
$I_{gn}$	Amplitude da corrente $i_g$ do conversor $n$
$e_l$	Tensão aplicada na carga
$L_l$	Indutor do filtro de saída do conversor
$C_l$	Capacitor do filtro de saída do conversor
$R_l$	Resistor do filtro de saída do conversor
$r_l$	Impedância resistiva do filtro de saída do conversor

$l_l$	Impedância indutiva do filtro de saída do conversor
$v_l$	Tensão na saída do conversor
$i_l$	Corrente aplicada na carga
$v_{ln}$	Tensão na saída do conversor $n$
$v_{ln}$	Tensão na saída do conversor $n$
$i_{ln}$	Corrente aplicada na carga do conversor $n$
$v_{cn}$	Tensão no barramento CC do conversor $n$
$E$	Tensão de referência para o barramento CC
$V_{oRMS}$	Valor eficaz da tensão da rede
$Z_L$	Impedância da carga
$S_L$	Potência complexa da carga
$i_h$	Harmônica de corrente.
$f_n$	Frequência padrão da rede elétrica
$x_{ref}^*$	Valor de saída do controlador
$K_p$	Ganho proporcional do controlador
$K_i$	Ganho proporcional do controlador
$v_x$	Tensão auxiliar para o conversor 1
$v_y$	Tensão auxiliar para o conversor 2
$\varsigma$	Estado de condução da chave

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>23</b>
1.1	Localização do Tema	23
1.2	Revisão Bibliográfica	27
1.3	Descrição da Proposta	30
1.4	Organização	30
<b>2</b>	<b>MODELAGEM DO SISTEMA</b>	<b>31</b>
2.1	Modelo do Sistema	31
2.2	Modelo da Carga	32
2.3	Modelo do Filtro	33
2.4	Conclusões	34
<b>3</b>	<b>ESTRATÉGIAS APLICADAS AO CONTROLE</b>	<b>35</b>
3.1	Estratégia de Controle	35
3.1.1	Controlador PI	35
3.1.2	PI Ressonante	36
3.1.3	<i>Phase Lock Loop</i> - PLL	36
3.1.4	Controle do Conversor	37
3.2	Estratégia PWM	38
3.3	Conclusões	40
<b>4</b>	<b>RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DIGITAL</b>	<b>41</b>
4.1	Caso 1: Carga Linear e Fonte Ideal	42
4.2	Caso 2: Carga Não Linear	44
4.3	Caso 3: Afundamento de Tensão	45
4.4	Caso 4: Afundamento de Tensão e Carga Não Linear	47
4.5	Conclusões	49
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS FUTURAS</b>	<b>51</b>
5.1	Conclusões Gerais	51
5.2	Perspectivas Futuras	52
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>53</b>



# 1 Introdução

## 1.1 Localização do Tema

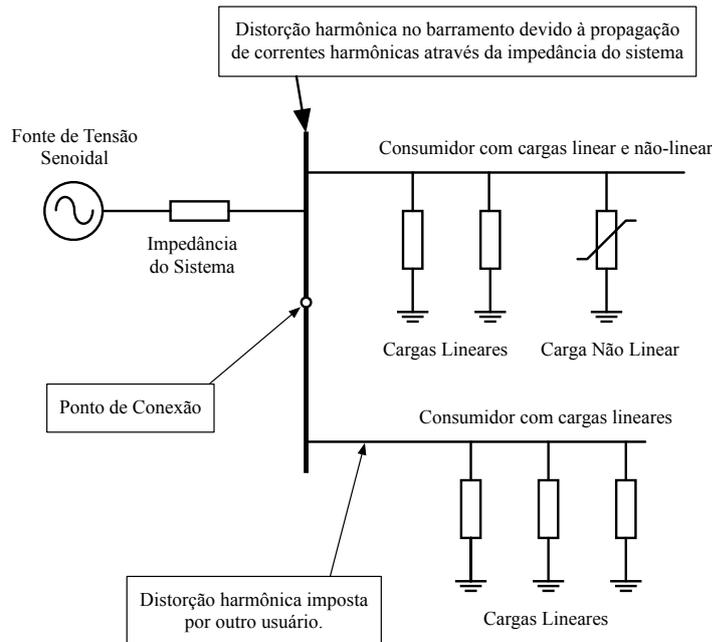
Qualidade da energia tem se tornado uma importante área de estudo da engenharia nos últimos anos e tomado a atenção de consumidores comerciais e industriais na medida que alguns problemas relacionados a este tópico têm impactado esses usuários (LU et al., 2016). A organização *International Electrotechnical Commission*, define esse termo como uma série de características da eletricidade, em um dado ponto do sistema elétrico, que são comparadas com um conjunto de parâmetros técnicos de referência (IEC, 2015). Ainda, de acordo com Rocha (2016), apesar de várias definições diferentes serem atribuídas a este termo, todas elas visam avaliar o comportamento da tensão e da corrente em relação à sua amplitude e frequências. Além disso, fase e formato de onda também são englobados por esse conceito (KUSKO, 2007). Sendo importante ressaltar que esse termo abrange padrões para tensão e corrente na geração, transmissão, distribuição e utilização da energia elétrica alternada, atingindo assim todo o sistema de potência (AL-HADDAD; CHANDRA; SINGH, 2015).

Os desenvolvimentos recentes em eletrônica de potência, juntamente com a necessidade do consumo mais eficiente da energia, têm resultado na ampla utilização de equipamentos relacionados à esta área em consumidores residenciais e comerciais (CHINDRIS; CZIKER; MIRON, 2017), bem como no sistema de distribuição (KUSKO, 2007). Outro ponto que contribui para problemas relacionados à qualidade da energia é a entrada da geração distribuída no sistema, pois esta tecnologia utiliza-se de dispositivos cujas *interfaces* também baseadas em eletrônica de potência. A alta frequência de chaveamento nesses equipamentos pode injetar harmônicas no sistema, e dessa forma, afetar outros consumidores que estejam conectados à mesma rede (CHINDRIS; CZIKER; MIRON, 2017). De acordo com a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), em seu documento chamado PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional), distorções harmônicas são definidas como fenômenos associados a mudanças nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental da rede (ANEEL, 2016). Cargas não lineares são aquelas que drenam da fonte correntes de formas distorcidas mesmo quando são alimentadas por uma fonte de tensão senoidal (ROCHA, 2016). Além disso, a conexão dessas cargas não lineares conectadas ao sistema distribuição tem crescido significativamente nos últimos anos devido à componentes eletrônicos como luzes, monitores de TV, computadores, entre outros, sendo estes elementos os responsáveis pela injeção de harmônicas na rede, podendo este fato ser comprovado com a análise da corrente que os mesmos drenam da fonte (IVANOV et al.,

2017).

NA Figura 1.1 é apresentado uma situação onde há a presença de uma carga não linear instalada em um determinado barramento de distribuição no qual cargas lineares estão instaladas. A corrente que a mesma drena da rede é distorcida e suas componentes harmônicas se propagam na rede.

Figura 1.1 – Propagação de harmônicas geradas por carga não linear.

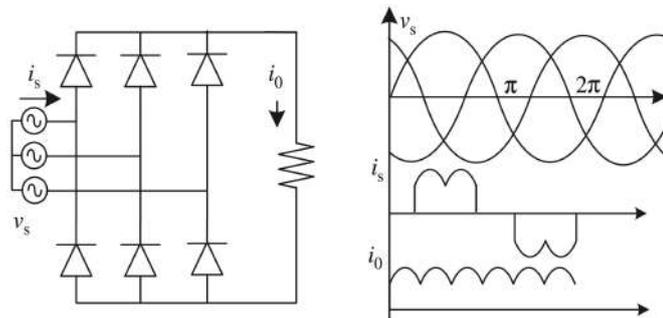


Fonte: Adaptado de Kusko (2007).

Como citado anteriormente, os equipamentos não lineares provocam o aparecimento de componentes harmônicas, que deixam corrente e tensão com formatos de onda não senoidais. O termo popularmente citado em artigos como THD (*Total Harmonic Distortion*), tem a finalidade de quantizar, em um formato de onda qualquer, qual a proporção da presença de componentes de frequência diferente da fundamental daquele sinal (IEEE STD 519-1992, 2014). O efeito de propagação dessas componentes através da rede é chamado de poluição da rede elétrica. A Figura 1.2 apresenta um exemplo de carga trifásica não linear, bem como o formato de corrente que a mesma drena da rede, representada por  $i_s$ .

Curto-circuitos, descargas atmosféricas e falha em equipamentos, por exemplo, são ocorrências que também podem contribuir com essa poluição da rede, que quando tomam níveis significativos, contribuem para a redução da qualidade da energia e, conseqüentemente da eficiência energética (KUSKO, 2007; FASSARELA et al., 2014). Como consequência da redução dessa qualidade, tanto o sistema de distribuição quanto o usuário final são afetados. Problemas decorrentes de variações inesperadas nos parâmetros de tensão e corrente são caracterizados como problemas de qualidade de energia, e se relacionam diretamente com a falha e o mal funcionamento de equipamentos e dispositivos de proteção, podendo resultar

Figura 1.2 – Exemplo de carga não linear.



Fonte: Al-Haddad, Chandra e Singh (2015).

na interrupção de processos fabris. Além disso, há a possibilidade de causar interferência em telecomunicações e sistemas de controle, medição imprecisa de energia, falha em bancos de capacitores, aumento de perdas em máquinas elétricas e transformadores, desgaste de cabos, sobrecorrentes na transmissão e utilização, afundamentos de tensão, entre outros (KUSKO, 2007; AL-HADDAD; CHANDRA; SINGH, 2015).

Abordando os distúrbios harmônicos de forma mais direta, é possível, através de estudos, confirmar que as de 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordens são as que mais afetam o sistema de distribuição, seguidas das de 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens (TOSTES et al., 2001). A análise dessas componente é feita através de um artifício matemático chamada FFT (*Fast Fourier Transform*), Transformada de Fourier em português. A aplicação desse artifício em um determinado sinal, resulta na decomposição do mesmo em infinitos sinais com frequências múltiplas de sua frequência natural. A frequência padrão utilizada no sistema de distribuição brasileiro é 60 Hz, porém, devido à inúmeros fatores relacionados ao sistema de geração e transmissão de energia, ocorrem desvios de problemas que alteram os principais parâmetros, que são amplitude e frequência. Com o intuito de padronizar os indicadores de qualidade de energia, foi elaborado o PRODIST (ANEEL, 2016), dividido em módulos e abordado diversos tópicos relacionados à energia elétrica. Em seu módulo 8, mais especificamente, este documento traz definições, estabelece indicadores e limitações, todos relacionados à qualidade da energia. Uma dessas limitações é a respeito do nível de distorção harmônica total para cada barra, em relação à tensão na fundamental, e é denominada de Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT). As limitações de DTT estão apresentadas na Tabela 1.1.

Tabela 1.1 – Limites de distorção harmônica total de tensão estabelecidos pela ANEEL.

Tensão Nominal Do Barramento	Distorção Harmônica Total De Tensão (%)
$V_N \leq 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} \leq V_N \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} \leq V_N \leq 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} \leq V_N \leq 230 \text{ kV}$	3

Fonte: ANEEL (2016).

No âmbito internacional, o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) possui um documento que se refere à boas práticas e requisitos controle de harmônicas em sistemas elétricos de potência, IEEE Std 519<sup>TM</sup>-2014, que também estabelece algumas limitações, sendo este mais comumente utilizado na literatura (PAMPLONA, 2006). Estas limitações estão apresentadas na Tabela 1.2.

Tabela 1.2 – Limites de distorção harmônica individual e total de tensão estabelecidos pelo IEEE.

Tensão do Barramento	Distorção Harmônica Individual (%)	Distorção Harmônica Total (%)
$V_N \leq 1$ kV	5,0	8,0
$13,8$ kV $\leq V_N \leq 69$ kV	3,0	5,0
$69$ kV $\leq V_N \leq 161$ kV	1,5	2,5
$161$ kV $\leq V_N$	1,0	1,5

Fonte: IEEE Std 519-1992 (2014).

Com o intuito de minimizar os efeitos, são apresentadas diversas técnicas de filtragem de corrente, correção de afundamentos de tensão e fator de potência. Entre elas estão os compensadores estáticos, chamados na literatura de DSTATCOM (*Distribution Static Compensators*), que atuam injetando corrente em um ponto comum de conexão entre a carga e a rede de modo a fornecer compensação de potência reativa, corrigir o fator de potência e atuar na redução de harmônicas de corrente (RAGESH; BHARANEETHARAN; VENGADESH, 2017; SHAFAGHI, 2017). Também são apresentados os filtros ativos de potência, que possuem configuração e modo de operação mais complexos. Estes atuam especificamente com problemas oriundos das características da carga, tais como correção de desbalanceamento de corrente, compensação de potência reativa e redução de harmônicas de corrente (JAVADI et al., 2016; FREITAS et al., 2014). Uma outra alternativa apresentada é o DVR (*Dynamic Voltage Restoration*), que atua mais especificamente em problemas oriundos da rede. Este dispositivo que é conectado em série com o sistema de distribuição e, através de um transformador de injeção por fase, realiza a correção de afundamentos, desbalanceamento e curtas interrupções de tensão (FERNANDES; NAIDU; COURAJR., 2009; PATHAN; VANAMANE; CHILE, 2014). Outra alternativa proposta é o UPQC (*Unified Power Quality*). Esta alternativa, que é apresentada como uma solução mais efetiva para cargas sensíveis à variações nos parâmetros de tensão e corrente (LU et al., 2016). Nota-se que os conversores apresentados anteriormente são direcionados à correção de problemas relacionados diretamente à rede ou à carga, enquanto o último busca a otimização das condições de energia para ambas as partes.

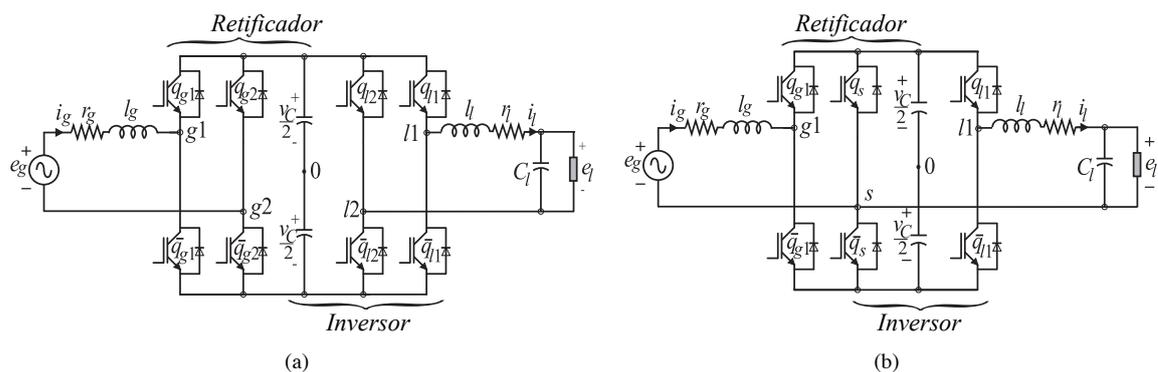
Por fim, uma outra alternativa, e foco deste trabalho, é a utilização de conversores CA-CC-CA para o condicionamento de tensão e corrente. Estes dispositivos são basicamente compostos por retificador, barramento CC e inversor. São capazes de mitigar problemas relacionados à elevação e afundamento de tensão, harmônicas de corrente, fator de potência e desvios de frequência (MAIA; JACOBINA, 2017; ROCHA; COSTA; JACOBINA, 2017).

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Os conversores CA-CC-CA são apresentados como uma alternativa eficiente para garantir uma boa qualidade de energia e a confiabilidade do sistema de alimentação de uma determinada carga. Esses conversores podem ser associados em série ou paralelo para gerar a tensão desejada na saída, com baixo nível de componentes harmônicas e sem desvios de frequência. A técnica de controle aplicada para comandar o chaveamento assegura a redução de perdas nos componentes internos, amplitude e frequência necessários para o funcionamento adequado da carga e a não propagação de harmônicas no sistema de distribuição (ROCHA; COSTA; JACOBINA, 2017; FREITAS et al., 2017).

A literatura apresenta variações na topologia de conversores, porém todas elas são desenvolvidas baseando-se na topologia convencional que segue exemplificada na Figura 1.3 (a) para o caso do conversor de quatro braços e na Figura 1.3 (b) para o caso de 3 braços (ROCHA; COSTA; JACOBINA, 2017; FREITAS et al., 2015).

Figura 1.3 – Topologias Padrão de Conversores CA-CC-CA.

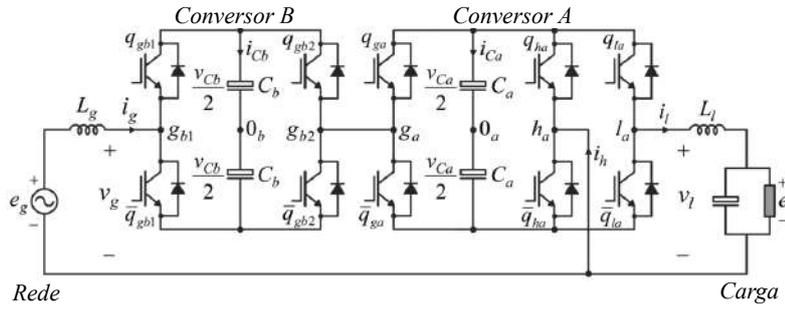


Fonte: Rocha, Costa e Jacobina (2017).

Em Maia e Jacobina (2017) foi proposto o conversor CA-CC-CA monofásico de 5 braços mostrado na Figura 1.4. Este circuito tem suas chaves comandadas através de modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) e é capaz de minimizar harmônicos de tensão e sobretensões provenientes da rede, além de regular amplitude e frequência da tensão aplicada na carga e minimizar a presença de harmônicas da corrente drenada da rede. Esta configuração é representada pela sigla 5L2D, fazendo referência aos cinco braços com chaves e aos dois barramentos CC presentes. Os conversores A e B trabalham em conjunto de modo que geram tensões multiníveis na entrada e na saída da estrutura, e devido ao número de níveis da tensão gerada, o valor do THD é baixo.

Freitas et al. (2015) analisa a topologia apresentado na Figura 1.5. Este circuito tem seu controle realizado por meio de LS-PWM (*Hybrid Level Shifted PWM*), que foi utilizado com o intuito de reduzir a frequência de chaveamento e, por consequência, reduzir o efeito de harmônicas na corrente de entrada. Mesmo com o aumento do número de componentes,

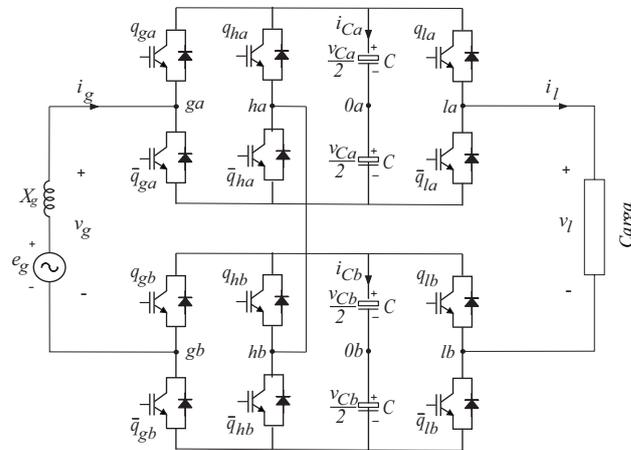
Figura 1.4 – Conversor Série de Cinco Braços.



Fonte: Maia e Jacobina (2017).

estes processam menos potência, o que reduz o seu custo. A topologia é composta por dois conversores de três braços, conectados em série. Os retificadores encontram-se em série um com o outro, e em paralelo com a rede, e de semelhante modo, os inversores estão conectados em série entre si, e em paralelo com a carga. A vantagem desta topologia encontra-se no modelo modificado do PWM, que durante um certo período de tempo, mantém a frequência de chaveamento de dois braços em zero e, dessa forma alcança os benefícios propostos, além de reduzir significativamente as perdas nos componentes.

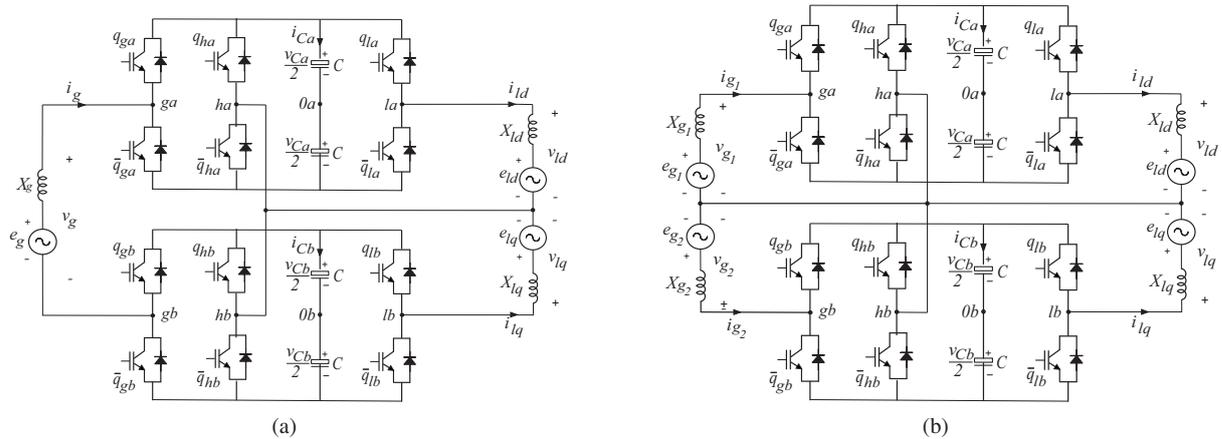
Figura 1.5 – Conversor Paralelo de Seis Braços.



Fonte: Freitas et al. (2015).

Ainda trabalhando com a topologia de seis braços, Freitas, Jacobina e Oliveira (2016) propôs o circuito apresentado na Figura 1.6 (a) em sua versão sem transformador, e (b) considerando a presença do transformador como alimentador da rede. Baseado na topologia de três braços, o conversor proposto é constituído de dois retificadores, dois inversores, uma fonte monofásica de alimentação, e a carga apresentada é bifásica. Dessa forma, comparada à topologia de três braços, a que foi proposta acima funciona reduzindo a potência processada, perdas nos componentes e redução do THD, mesmo com a frequência de chaveamento alta.

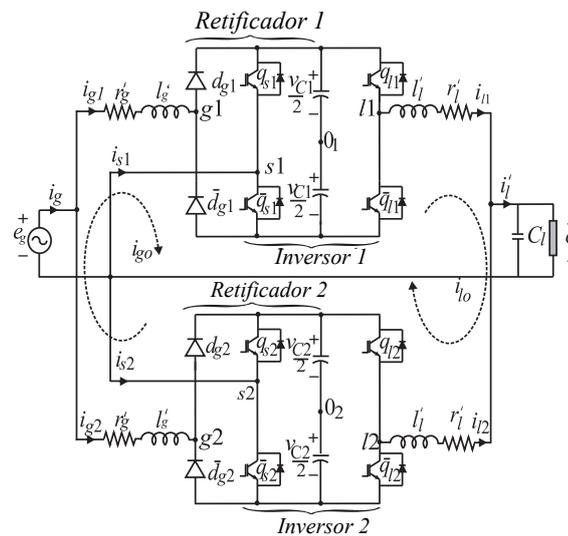
Figura 1.6 – Conversor Paralelo de Seis Braços.



Fonte: Freitas, Jacobina e Oliveira (2016).

Rocha, Costa e Jacobina (2017) apresentou a topologia mostrada na Figura 1.7. Trata-se de dois conversores de três braços monofásicos em paralelo, caracterizando a topologia de seis braços. O diferencial dessa proposta é a utilização do braço não controlado em cada um dos conversores. O controle é feito através da técnica chamada *interleaved PWM*, resultando em redução de perdas nas chaves e THD, quando comparado com as topologias convencionais de três e quatro braços.

Figura 1.7 – Conversor Paralelo de Seis Braços.



Fonte: Rocha, Costa e Jacobina (2017).

Em resumo, é possível notar que existem inúmeras variações que podem ser feitas na topologia dos conversores. Essas alterações são feitas com foco na otimização do processamento da energia feito pelos conversores de modo que sejam atendidas as exigências de qualidade previamente estabelecidas.

### 1.3 Descrição da Proposta

O objetivo deste trabalho é estudar uma solução eficiente que possa melhorar indicadores qualidade de energia de um sistema. Esse melhoramento deve ser alcançado através do atendimento de dois pontos iniciais. O primeiro é a oferta de uma tensão com amplitude e frequência solidamente estabelecidas para o funcionamento adequado de uma determinada carga, ainda que ocorram problemas na alimentação, como por exemplo, um afundamento em sua amplitude. O segundo é a garantia que o sistema que alimenta essa carga não seja poluído através da propagação de harmônicas de corrente em consequência de possíveis não linearidades da mesma. Para que esses objetivos sejam cumpridos, serão utilizados critérios aos padrões internacionais presentes em IEEE Std 519-1992 (2014). Para tanto, será realizado o estudo de um conversor CA-CC-CA baseado no paralelismo da topologia de três braços ponte completa. A utilização do conversor com saída em tensão multinível, facilita a aplicação da filtragem de filtros nesse conversor, e conseqüentemente a redução em tamanho e perdas em seus componentes internos, dos níveis de distorção harmônica frente a topologia convencional. O estudo desse conversor será acompanhado do desenvolvimento e implementação de estratégias de controle e PWM que garantam a boa qualidade de energia para a rede e para a carga.

### 1.4 Organização

Este trabalho segue organizado em cinco capítulos. No capítulo um, que compõe a introdução, foram apresentadas informações referentes à problemática abordada, revisão bibliográfica e o que este trabalho propõe. No capítulo dois será apresentado o modelo do sistema proposto, abordando os modelos da carga e do filtro implementado. No capítulo três serão apresentadas as estratégias de controle que foram aplicadas ao conversor. No quarto capítulo são apresentados os resultados da simulação digital, mostrando o comportamento do sistema mediante situações previamente estabelecidas. No quinto, e último capítulo, são apresentadas as conclusões do trabalho desenvolvido e as perspectivas futuras.

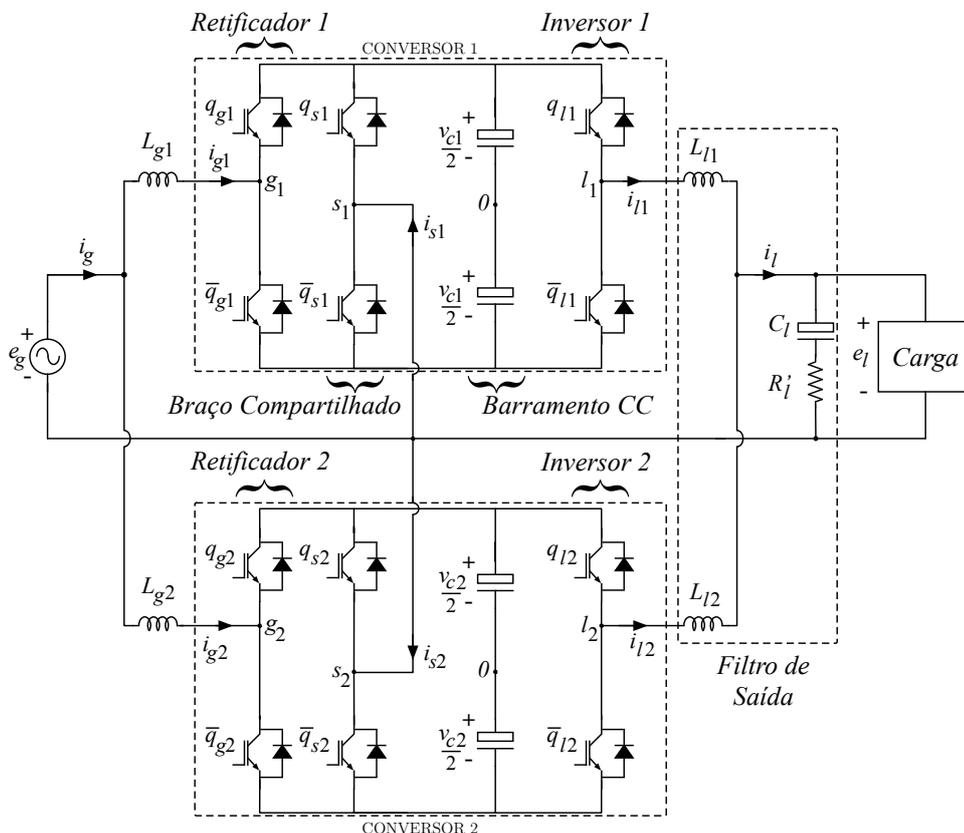
## 2 Modelagem do Sistema

Este capítulo irá abordar o equacionamento do sistema proposto. Será apresentado o modelo matemático do conversor utilizado.

### 2.1 Modelo do Sistema

A Figura 2.1 apresenta a estrutura do conversor estudado, que foi proposto por Rocha et al. (2012) composta pelo paralelo de dois conversores de três braços. Cada um desses conversores é composto por um retificador e um inversor que compartilham um braço e possuem as chaves  $q_{gn}$ ,  $q_{ln}$  e  $q_{sn}$  e seus respectivos complementares  $\bar{q}_{gn}$ ,  $\bar{q}_{ln}$ , e  $\bar{q}_{sn}$ . As tensões da rede e a aplicada na carga são representadas por  $e_g$  e  $e_l$ , respectivamente. O filtro de entrada é constituído de dois indutores  $L_{g1,2}$ , que tem sua resistência e indutância representados por  $r_g$  e  $l_g$  respectivamente, e o filtro LC de saída constituído por  $L_{l1,2}$ ,  $C_l$  e  $R_l$ , onde o indutor tem sua resistência e indutância representados por  $r_l$  e  $l_l$ , respectivamente.

Figura 2.1 – Topologia do Conversor Paralelo de Seis Braços Proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir da Figura 2.1, é possível inferir o que para os conversores 1 e 2:

$$e_g = i_g(r_g + l_g \frac{d}{dt}) + v_{g101} - v_{s101} \quad (2.1)$$

$$e_g = i_g(r_g + l_g \frac{d}{dt}) + v_{g202} - v_{s202} \quad (2.2)$$

Considerando que  $n = 1, 2$  referindo-se ao número do conversor em questão, tem-se:

$$v_{gn} = v_{gn0n} - v_{sn0n} \quad (2.3)$$

De (2.1), (2.2) e (2.3) tem-se que:

$$v_g = \frac{v_{g1} + v_{g2}}{2} = e_g - (r_g + l_g \frac{d}{dt})i_g \quad (2.4)$$

No lado da carga, é possível inferir o que para os conversores 1 e 2:

$$e_l = -i_l(r_l + l_l \frac{d}{dt}) + v_{g101} - v_{s101} \quad (2.5)$$

$$e_l = -i_l(r_l + l_l \frac{d}{dt}) + v_{l202} - v_{l202} \quad (2.6)$$

Novamente para  $n$  referindo-se ao número do conversor, tem-se:

$$v_{ln} = v_{ln0n} - v_{sn0n} \quad (2.7)$$

De (2.5), (2.6) e (2.7) tem-se que:

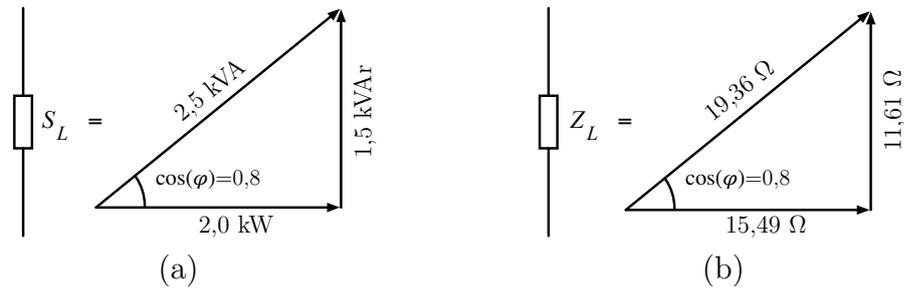
$$v_l = \frac{v_{l1} + v_{l2}}{2} = e_l + (r_l + l_l \frac{d}{dt})i_l \quad (2.8)$$

A Equação (2.3) será utilizada para controlar a corrente de entrada, enquanto a Equação (2.7) tensão de saída. Além disso, com relação à distorção harmônica, é possível inferir que a corrente drenada da rede  $i_g$  será dependente de (2.4), assim como a distorção da tensão na carga será dependente de (2.8).

## 2.2 Modelo da Carga

De acordo com IEEE Std. 446-1987 (1987), que faz diversas recomendações em relação a sistemas de retaguarda, sugere que cargas monofásicas demandem potência menor que 10 kVA. Dessa forma, foi escolhida uma carga de 2 kW e fator de potência 0,8, e sua representação fasorial segue mostrada na Figura 2.2 (a). Essa carga será alimentada por uma tensão com valor eficaz de  $V_{oRMS} = 220$  V e frequência de 60 Hz. De posse da tensão e potência, foram obtidos os valores que compõem sua impedância, conforme exibido na Figura 2.2 (b).

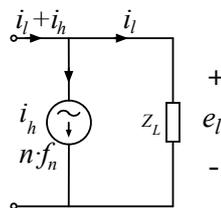
Figura 2.2 – Carga Nominal do Conversor: (a) Potência e (b) impedância.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a situação em que há a necessidade de simular uma carga não linear, também é possível inserir uma fonte de corrente. Essa fonte drena do conversor uma corrente de valor eficaz  $i_h$  e frequência  $nf_n$ , onde  $n$  será um múltiplo natural da frequência da rede,  $f_n$ . A presença desse elemento, somado à corrente da carga, fará com que a corrente  $i_l$  drenada do conversor tenha formato não senoidal. Esse caso segue exemplificado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Modelo de Carga Não Linear.

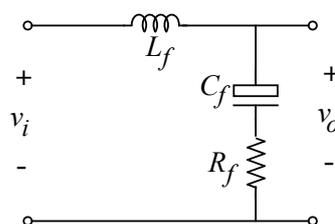


Fonte: Elaborada pelo autor.

## 2.3 Modelo do Filtro

Para cálculo das indutâncias  $L_g$  e  $L_l$  que se encontram na entrada e na saída do conversor, respectivamente, foi utilizado o filtro LCR mostrado na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Filtro LCR.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Este filtro deriva do modelo LC convencional e, foi abordado por Zhang e Zhang (2016) e Xin, Xiangjun e Chunming (2006), onde os autores avaliaram o efeito da variação da resistência na atenuação do sinal na frequência de corte. O diagrama de bode desse filtro mostrou que a presença de do resistor  $R_f$  resulta em um amortecimento mais efetivo (WANG et al., 2003). Para este filtro, o modelo é obtido através das seguintes equações:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{s\frac{R}{L} + \frac{1}{LC}}{s^2 + s\frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} \approx \frac{sX + k\omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.9)$$

A partira da Equação (2.9), é visto que a frequência de corte desse filtro é dada por:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.10)$$

$$L_f = \frac{1}{C_f \omega_0^2} \quad (2.11)$$

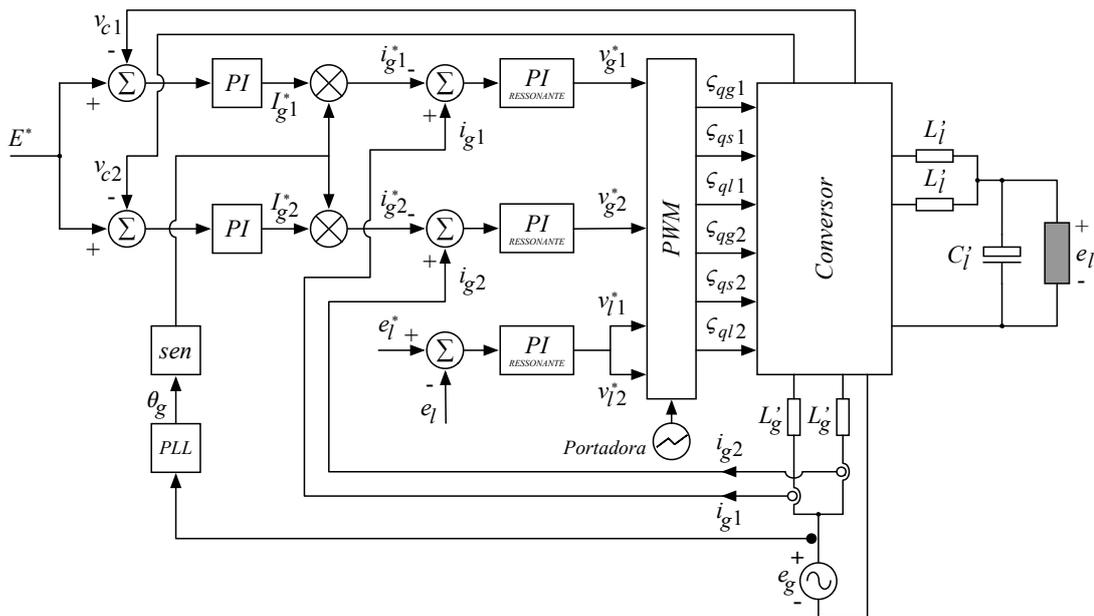
## 2.4 Conclusões

Este capítulo apresentou de forma detalhada o modelo dos componentes do conversor proposto, abordando todo o equacionamento matemático dos principais itens que compõem o sistema. Dessa forma, o que foi apresentado nesta parte do trabalho serviu de base para a elaboração do controle e, por fim, na determinação dos parâmetros necessários para a simulação digital.

## 3 Estratégias Aplicadas ao Controle

Este capítulo irá abordar as estratégias de controle e PWM aplicadas ao conversor proposto nesse trabalho, além de detalhar o diagrama de funcionamento do conversor apresentado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Diagrama de Controle do Conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.1 Estratégia de Controle

#### 3.1.1 Controlador PI

O controlador PI (*Proportional Integral*), assegura que o erro de regime permanente seja nulo, quando se trata de grandezas contínuas (OGATA, 2010; JACOBINA et al., 2001a). A versão discreta é expressa por (3.1) e (3.2).

$$x(t) = x(t - h) + hK_i\xi(t - h) \quad (3.1)$$

$$x_{desj}^*(t) = x(t) + K_p\xi(t) \quad (3.2)$$

onde:

$x$  é a variável auxiliar;

$x_{desj}^*$  é a variável desejada;

$K_p$  e  $K_i$  são os ganhos do controlador;

$\xi$  é o erro.

### 3.1.2 PI Ressonante

O PI ressonante, derivado do PI convencional, é um controlador dotado da capacidade de assegurar erro nulo através da atribuição de ganho infinito na frequência de referência. A grande vantagem deste controlador, em relação ao convencional, é a possibilidade de ser utilizado mesmo quando as grandezas controladas têm formato senoidal (JACOBINA et al., 2001a). A versão discreta é expressa por (3.3) a (3.5).

$$x_1(t) = \cos(\omega_e h)x_1(t-h) + \frac{1}{\omega_e h} \sin(\omega_e h)x_1(t-h) + 2k_i \frac{1}{\omega_e h} \sin(\omega_e h)\xi(t-h) \quad (3.3)$$

$$x_2(t) = -\omega_e \sin(\omega_e h)x_1(t-h) + \cos(\omega_e h)x_2(t-h) + 2K_i [\cos(\omega_e h) - 1] \xi(t-h) \quad (3.4)$$

$$x_{desj}^*(t) = x_1(t) + K_p \xi(t) \quad (3.5)$$

onde:

$x_1$  e  $x_2$  são variáveis auxiliares;

$x_{desj}^*$  é a variável desejada;

$K_p$  e  $K_i$  são os ganhos dos controladores;

$\xi$  é o erro;

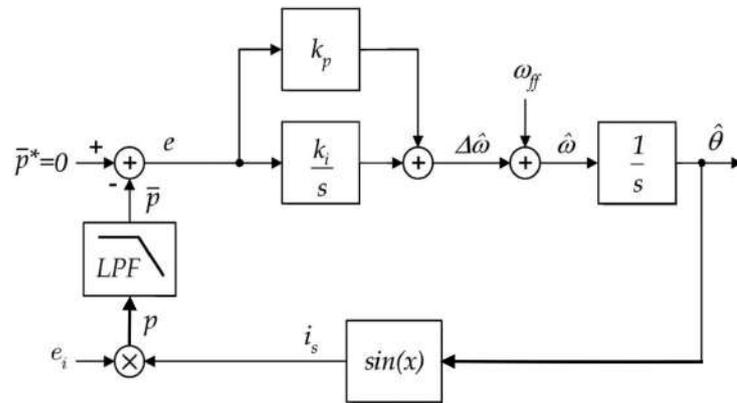
$\omega_e$  é a velocidade angular.

### 3.1.3 Phase Lock Loop - PLL

O conhecimento do ângulo de fase da rede é de fundamental importância para inúmeras aplicações que operam conectadas ao sistema, como por exemplo sistemas de geração distribuída, filtros ativos de potência, restauradores dinâmicos de tensão, entre outros. O PLL (*Phase Lock Loop*) é uma técnica utilizada para realizar a sincronização, entre uma determinada tensão ou corrente interna ao conversor, com o ângulo da tensão da rede (GOLESTAN et al., 2012; NICASTRI; NAGLIERO, 2010). Através desse artifício, é possível garantir que o fator de potência visto pela rede seja unitário, já que a corrente drenada da rede estará em fase com a tensão.

Na Figura 3.2, segue apresentada a estrutura clássica de um PLL monofásico (FILLHO et al., 2008). Através da criação de uma potência fictícia, proveniente da multiplicação da corrente  $i_s$  e da tensão real,  $e_i$ , é possível obter a fase da tensão a qual se deseja fazer o sincronismo. É necessário levar em consideração que, para uma tensão  $e_i$  puramente senoidal, a potência fictícia  $\bar{p}$  é nula quando esses sinais estão em quadratura, ou seja, são ortogonais. O filtro passa baixa aplicado após a multiplicação extrai a potência média do

Figura 3.2 – Diagrama de Blocos do PLL.



Fonte: Adaptado de Filho et al. (2008).

signal, que tem seu erro calculado considerando o instante em que a mesma é nula. Tendo em vista que o controlador PI será responsável por criar as condições que tornem o erro nulo, a potência é a variável utilizada para gerar a fase,  $\theta$ , de referência que é a saída do PLL..

### 3.1.4 Controle do Conversor

Para a construção da estratégia de controle, foram utilizados os controladores PI, PI Ressonante e PLL, conforme mostrado na Figura 3.1. A tensão de referência  $E$ , é calculada com base no valor da tensão de saída,  $e_i$ , e no índice de modulação escolhido,  $m_A$ . Dessa forma, o controle das tensões nos barramentos CC,  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ , é realizado através do PI, que, de posse do erro calculado entre elas, regula o nível de tensão gerando a amplitude das correntes de referência,  $I_{g1}^*$  e  $I_{g2}^*$ , que são as correntes de entrada individuais dos conversores. Essas correntes são, através do PLL, sincronizadas com a fase da tensão de entrada, por meio da multiplicação por uma senoide, representada pelo bloco *sen*.

O erro entre as correntes de entrada dos conversores e a referência que sai do PLL, é a entrada do PI ressonante, e é utilizado para o gerar as tensões  $v_{gn}$ . Tendo em vista que a corrente de entrada decai com o crescimento da tensão do barramento CC,  $v_{cn}$ , há a necessidade de utilizar o ganho negativo, que possui o mesmo efeito da troca de sinais para o cálculo do erro, conforme utilizado neste trabalho. As tensões  $v_{gn}$  são utilizadas para comparação com a portadora, e dessa forma, são obtidos os instantes de funcionamento das chaves  $q_{gn}$ , e suas respectivas complementares.

Para o controle do instante de condução das chaves  $q_{sn}$ , é feita a comparação entre a portadora e as tensões  $v_{sn}$ , resultante da variável auxiliar que é criada para o funcionamento correto do PWM.

A tensões de saída,  $v_{ln}$ , são utilizadas para definir os instantes de condução das

chaves  $q_{ln}$ , e suas respectivas complementares. Essas tensões se referem ao ponto do conversor localizado antes do filtro. Sendo assim, diante do efeito de queda de tensão decorrente da presença deste, é feito o controle de malha fechada da tensão na carga. O erro entre a tensão real aplicada e a tensão de referência que se deseja é aplicado ao PI ressonante, que gera as tensões de referência  $v_{ln}^*$ .

Por fim, os termos  $\varepsilon_{gn}$ ,  $\varepsilon_{sn}$  e  $\varepsilon_{ln}$ , que representam o PWM resultante e responsável pelo acionamento das chaves, são direcionados dos conversores.

## 3.2 Estratégia PWM

O chaveamento deste conversor é coordenado através de uma técnica chamada Modulação por Largura de Pulso, mais comumente abordada como PWM (*Pulse Width Modulation*). Na literatura é possível encontrar vários métodos que são utilizados para controlar os instantes de atuação das chaves em conversores. Um deles é denominado *Space Vector Pulse Width Modulation*, SV-PWM, onde vetores são gerados contendo os estados das chaves (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). Uma outra maneira é denominada *Digital Scalar Pulse Width Modulation*, DS-PWM, onde as larguras de pulso são provenientes da comparação com um sinal de referência, sendo essa mais simples que a estratégia anterior (JACOBINA et al., 2001b), foi escolhida para ser utilizada nesse trabalho.

Com a atribuição dos números dos conversores às equações (2.3) e (2.7), e considerando suas devidas referências, resulta-se em:

$$\begin{cases} v_{g1}^* = v_{g101}^* - v_{s101}^* \\ v_{l1}^* = v_{l101}^* - v_{s101}^* \end{cases} \quad \begin{cases} v_{g2}^* = v_{g202}^* - v_{s202}^* \\ v_{l2}^* = v_{l202}^* - v_{s202}^* \end{cases} \quad (3.6)$$

Analisando os sistemas apresentados em (3.6), percebe-se que, para cada um deles, existem duas equações e três variáveis, que são as tensões de polo  $v_{gn0n}$ ,  $v_{sn0n}$  e  $v_{ln0n}$ . Dada a insuficiência de termos para a resolução do sistema, surge a necessidade da criação de variáveis auxiliares, que serão:

$$v_x^* = v_{s101}^* \quad (3.7)$$

$$v_y^* = v_{s202}^* \quad (3.8)$$

Dessa forma, com a adição dessas equações nos sistemas previamente apresentados em (3.6), para a nova composição do sistema, tem-se:

$$\begin{cases} v_{g101}^* = v_{g1}^* + v_x^* \\ v_{l101}^* = v_{s101}^* + v_x^* \\ v_{s101}^* = v_x^* \end{cases} \quad \begin{cases} v_{g202}^* = v_{g2}^* + v_y^* \\ v_{l202}^* = v_{s202}^* + v_y^* \\ v_{s202}^* = v_y^* \end{cases} \quad (3.9)$$

É possível notar que, na nova composição apresentada no Sistema (3.9), que as tensões de polo  $v_{gn0n}$ ,  $v_{sn0n}^*$  e  $v_{ln0n}^*$  dependem das variáveis auxiliares criadas. Os valores máximo e mínimo das tensões de polo são respectivamente  $\frac{v_{cn}^*}{2}$  e  $-\frac{v_{cn}^*}{2}$ , onde  $v_{cn}$  refere-se à tensão no barramento CC, conforme visto na Figura 2.1. Diante disso, é possível estabelecer que:

$$\begin{cases} v_{x \max}^* = \frac{v_{c1}}{2} - \max(v_{g1}^*, v_{l1}^*, 0) \\ v_{x \min}^* = -\frac{v_{c1}}{2} - \min(v_{g1}^*, v_{l1}^*, 0) \end{cases} \quad \begin{cases} v_{y \max}^* = \frac{v_{c2}}{2} - \max(v_{g2}^*, v_{l2}^*, 0) \\ v_{y \min}^* = -\frac{v_{c2}}{2} - \min(v_{g2}^*, v_{l2}^*, 0) \end{cases} \quad (3.10)$$

De posse dos valores encontrados anteriormente, é possível escrever as variáveis auxiliares da maneira que segue:

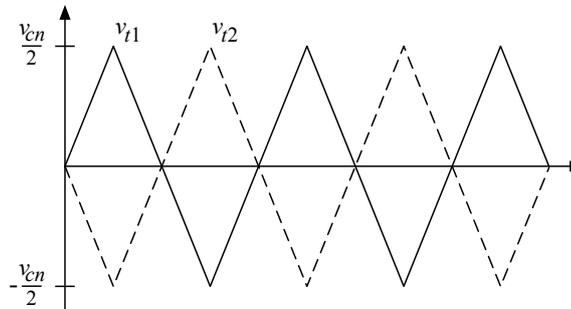
$$v_x^* = \mu v_{x \max}^* - (1 - \mu) v_{x \min}^* \quad (3.11)$$

$$v_y^* = \mu v_{y \max}^* - (1 - \mu) v_{y \min}^* \quad (3.12)$$

O elemento  $\mu$  refere-se ao fator roda livre, que pode ser escolhido no entre 0 e 1. É importante frisar que, se o valor de  $\mu$  for selecionado nas extremidades, 0 ou 1, consequentemente um dos braços dos conversores irá trabalhar com frequência de chaveamento nula. Em contrapartida, nos conversores convencionais, caso um valor intermediário seja escolhido, resulta em baixa distorção harmônica total (MEDEIROS; ROCHA; JACOBINA, 2010).

Os sinais que comandam as chaves do conversor são gerados a partir da comparação das tensões de polo com uma portadora triangular de alta frequência. Na Figura 2.1, é possível observar a presença de uma portadora triangular conectada ao bloco PWM. Essa triangular é duplicada e defasada 180°, e dessa forma, permite que o PWM funcione com duas portadoras, conforme mostrado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Conversor Paralelo de 6 braços.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Sendo assim, as tensões de polo do conversor 1,  $v_{g101}^*$ ,  $v_{s101}^*$  e  $v_{l101}^*$ , são comparadas com a portadora  $v_{t1}$ , que não sofreu defasagem. De semelhante modo, as tensões de polo

do conversor 2,  $v_{g202}^*$ ,  $v_{s202}^*$  e  $v_{l202}^*$ , são comparadas com a portadora  $v_{t2}$ , defasada de  $180^\circ$  de  $v_{t1}$ . A utilização de duas portadoras resulta na redução da distorção harmônica na tensão aplicada ao conversor (ROCHA; COSTA; JACOBINA, 2017).

### 3.3 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado detalhadamente todo o procedimento estratégico para elaboração do conversor estudado neste trabalho. Para o diagrama de controle, foi justificada a presença dos blocos do desenho, bem como suas composições internas. Por fim, para o PWM, foi feito o equacionamento que define as comparações entre as tensões de referência e duas portadoras, e assim estabelece instante de condução de cada uma das chaves presentes nos conversores.

## 4 Resultados da Simulação Digital

Nesse capítulo serão apresentados os resultados da simulação digital para o conversor proposto. Esta simulação foi feita utilizando o *software* PSIM<sup>®</sup>, e quatro conjunto de resultados serão apresentados. O primeiro, com o intuito da verificação do funcionamento geral do sistema, é referente à situação de idealidade na tensão da rede e linearidade da carga, sendo este exposto nas Figuras 4.1 e 4.2. O segundo, refere-se à situação onde a carga drena corrente distorcida do conversor, e segue exibido na Figura 4.3. O terceiro, refere-se à situação onde ocorre um afundamento de tensão, e segue apresentado nas Figuras 4.4 à 4.6. O quarto, e último, é referente à soma das duas situações anteriores, ou seja, caso ocorra um afundamento de tensão enquanto o sistema alimenta uma carga não linear, sendo este apresentado nas Figuras 4.7 e 4.7.

As Tabelas 4.1 e 4.2 expõem os parâmetros do conversor e da carga, respectivamente.

Tabela 4.1 – Parâmetros da Simulação.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Passo de Cálculo	-	1 $\mu$ s
Tempo de Simulação	-	5 s
Valor Eficaz da Tensão da Rede Elétrica	$E_g$	220 V
Frequência da Rede Elétrica	$f_n$	60 Hz
Tensão do Barramento CC	$E$	389 V
Capacitância do Barramento CC	$C$	2200 $\mu$ F
Frequência de Chaveamento	$f_s$	10 kHz
Índice de Modulação	$m_A$	0,8
Fator Roda Livre	$\mu$	0
Resistência dos Filtros $L_g$ e $L_l$	$r_g$	0,5 $\Omega$
Indutância do Filtro $L_g$ e $L_l$	$l_g$	5 mH
Capacitância do Filtro	$C_f$	0,8

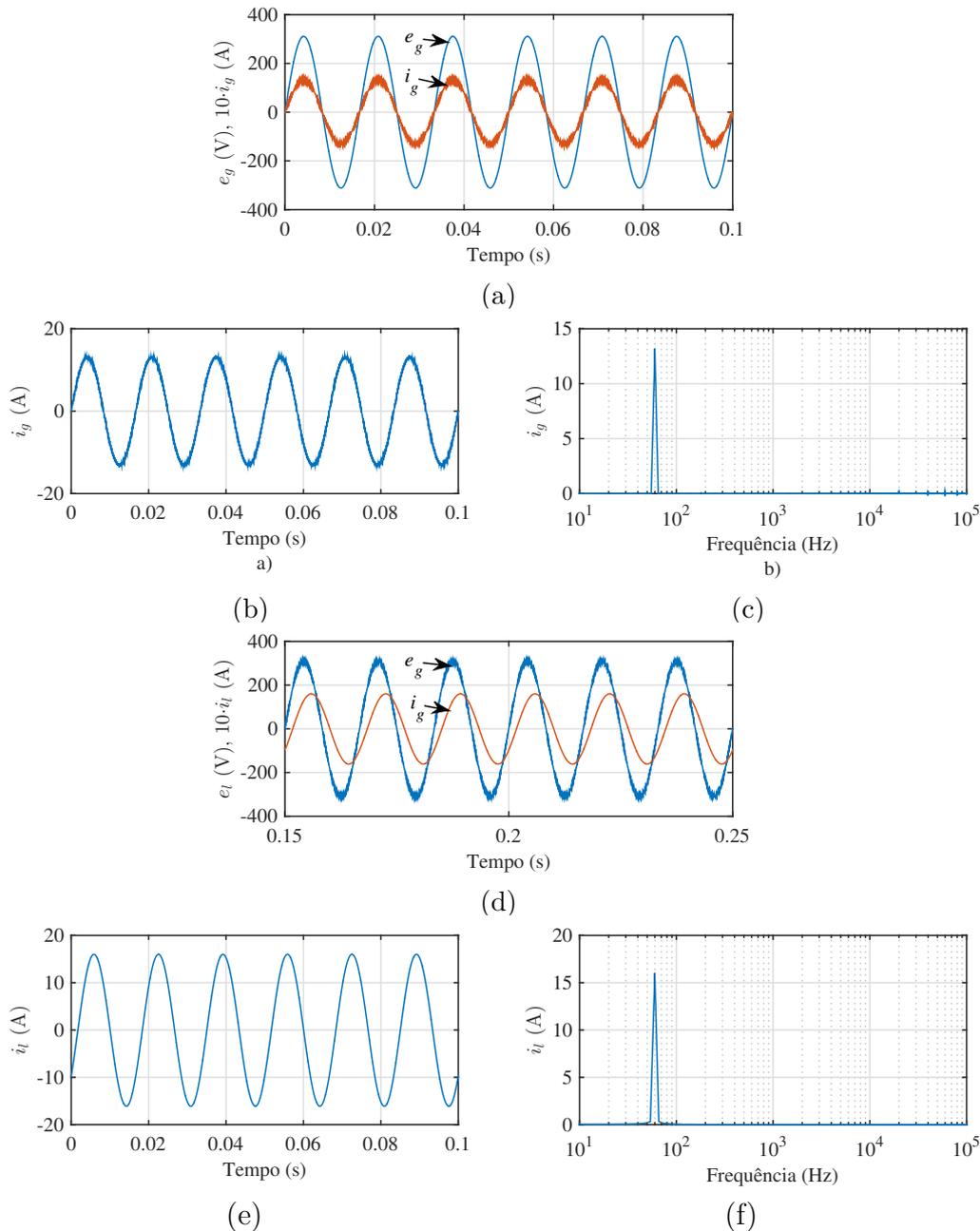
Tabela 4.2 – Parâmetros da Carga.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Valor Eficaz da Tensão de Alimentação da Carga	$E_l$	220V
Potência Ativa Nominal da Carga	$P$	2 kW
Fator de Potência da Carga	$fp$	0,8
Impedância Real da Carga	$R$	15,49 $\Omega$
Impedância Complexa da Carga	$X_L$	11,61 $\Omega$
Distorção Harmônica Máxima Desejada na Corrente Drenada da Rede	$THD$	$\leq 5\%$

## 4.1 Caso 1: Carga Linear e Fonte Ideal

A primeira simulação considerou que a tensão da rede,  $e_g$ , estava funcionando em condições ideais, sem qualquer afundamento de tensão. Da mesma forma, a corrente  $i_g$  drenada do conversor possuía formato puramente senoidal. Os principais parâmetros que necessitam serem observados para esta situação, estão apresentados nas Figuras 4.1 e 4.2.

Figura 4.1 – Resultados da simulação para o Caso 1. (a) Tensão e corrente na entrada. (b) e (c) Corrente na entrada. (d) Tensão e Corrente. (e) e (f) Corrente na carga.



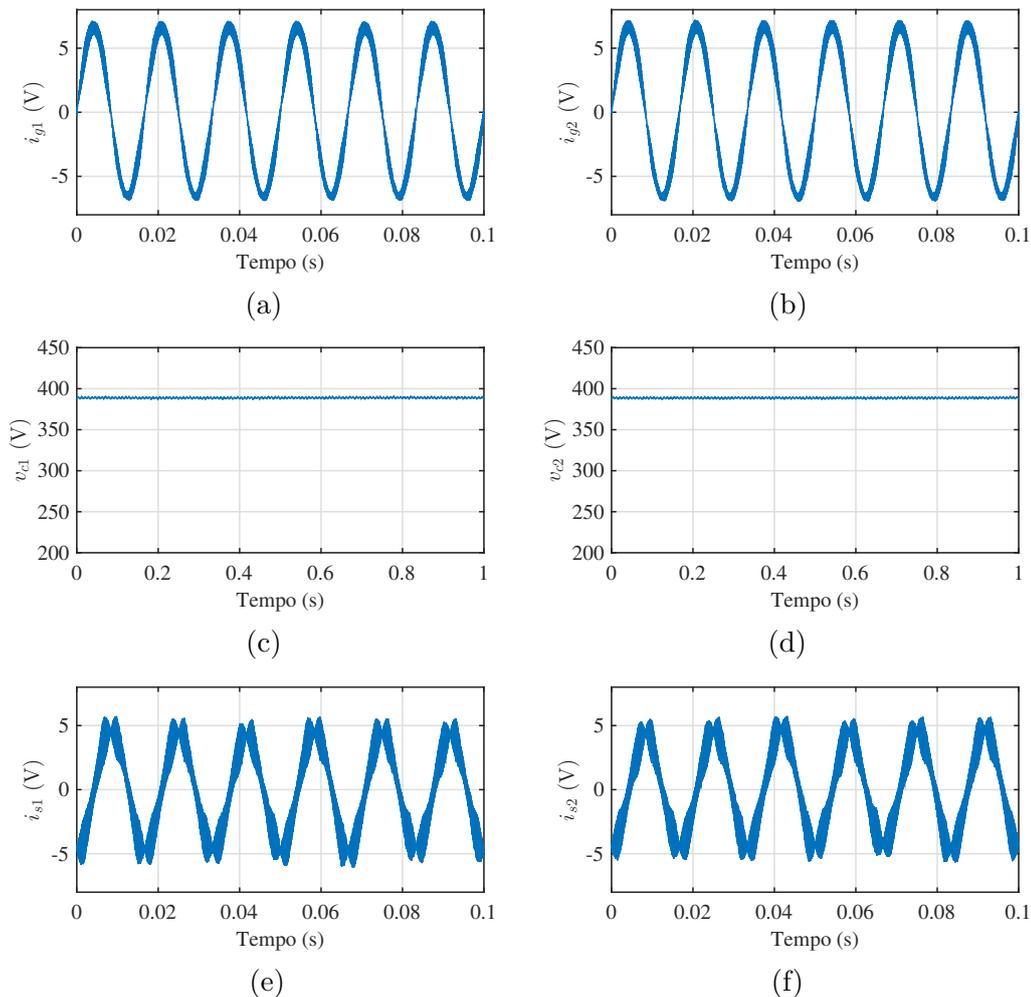
Ao examinar a Figura 4.1(a), é possível perceber as características da tensão,  $e_g$ , e da corrente,  $i_g$ , que o conversor drena da rede. Para que a visualização fosse favorecida, a corrente foi aumentada em dez vezes. Percebe-se que elas cruzam o 0 no mesmo instante de tempo, o que caracteriza fator de potência próximo do unitário, dada a característica

senoidal das grandezas em questão. É importante ressaltar que isso acontece mesmo diante de uma carga com fator de potência não unitário. Para este caso, a potência ativa consumida foi 2054,8 kW, com um fator de potência de 0,999.

Analisando separadamente a corrente  $i_g$ , apresentada em sua amplitude original na Figura 4.1(b), foi medido o valor eficaz de 9,34 A. A Figura 4.1(c) é resultante da aplicação da FFT em  $i_g$ , e mostra que a mesma se encontra majoritariamente em sua frequência fundamental. THD para a corrente  $i_g$  é 1,767%.

Ao analisar a Figura 4.1(d), percebe-se que o comportamento da tensão,  $v_l$ , e da corrente,  $i_l$ , aplicadas na carga, condiz com o esperado, dado que, o formato senoidal da tensão  $v_l$  é resultante da atuação correta do controle. Para esta figura, a corrente também foi escalada em dez vezes. É possível perceber também o atraso da corrente em relação à tensão, caracterizando o fator de potência não unitário da carga. A carga consome 1,998 kW com fp 0,80, conforme esperado.

Figura 4.2 – Resultados da simulação para o Caso 1. (a) e (b) Correntes de entrada. (c) e (d) Tensão nos barramentos CC. (e) e (f) Correntes dos braços compartilhados.



Na Figura 4.2(a) e (b) estão apresentadas as correntes  $i_{g1}$  e  $i_{g2}$ , que são drenadas

pelos conversores 1 e 2, respectivamente. As tensões dos barramentos CC dos conversores 1 e 2 são exibidas nas Figuras 4.2(c) e (d). É possível perceber que o controle atuou corretamente, tendo em vista que as mesmas apresentam valor médio estável. As correntes de circulação  $i_{s1}$  e  $i_{s2}$  seguem apresentadas nas Figuras 4.2(e) e (f).

Por fim, a análise individual da corrente  $i_l$ , apresentada na Figura 4.1(e) em sua escada real, resultou em um valor eficaz de 11,36 A. Na Figura 4.1(f), está representada a FFT da corrente  $i_l$ , e percebe-se que sua componente majoritária se encontra na frequência de 60 Hz, conforme esperado. THD para esta corrente foi 0,411%.

## 4.2 Caso 2: Carga Não Linear

Para essa simulação, foi considerado que a carga não era linear, através da inserção da fonte de corrente apresentada na Figura 2.3. A fonte de corrente foi configurada para drenar uma corrente correspondente às harmônicas de ordem 5 e 7, e com amplitude de 5 A. Os resultados estão apresentados na Figura 4.3.

A Figura 4.3(a) apresenta o comportamento da tensão,  $e_g$ , e corrente,  $i_g$ , que são drenadas da rede. Nota-se que estão em fase e possuem formato senoidal, o que permite inferir alto fator de potência. O fator de potência calculado pelo PSIM foi 0,999, e a potência ativa consumida pelo circuito foi de 2,0595 kW.

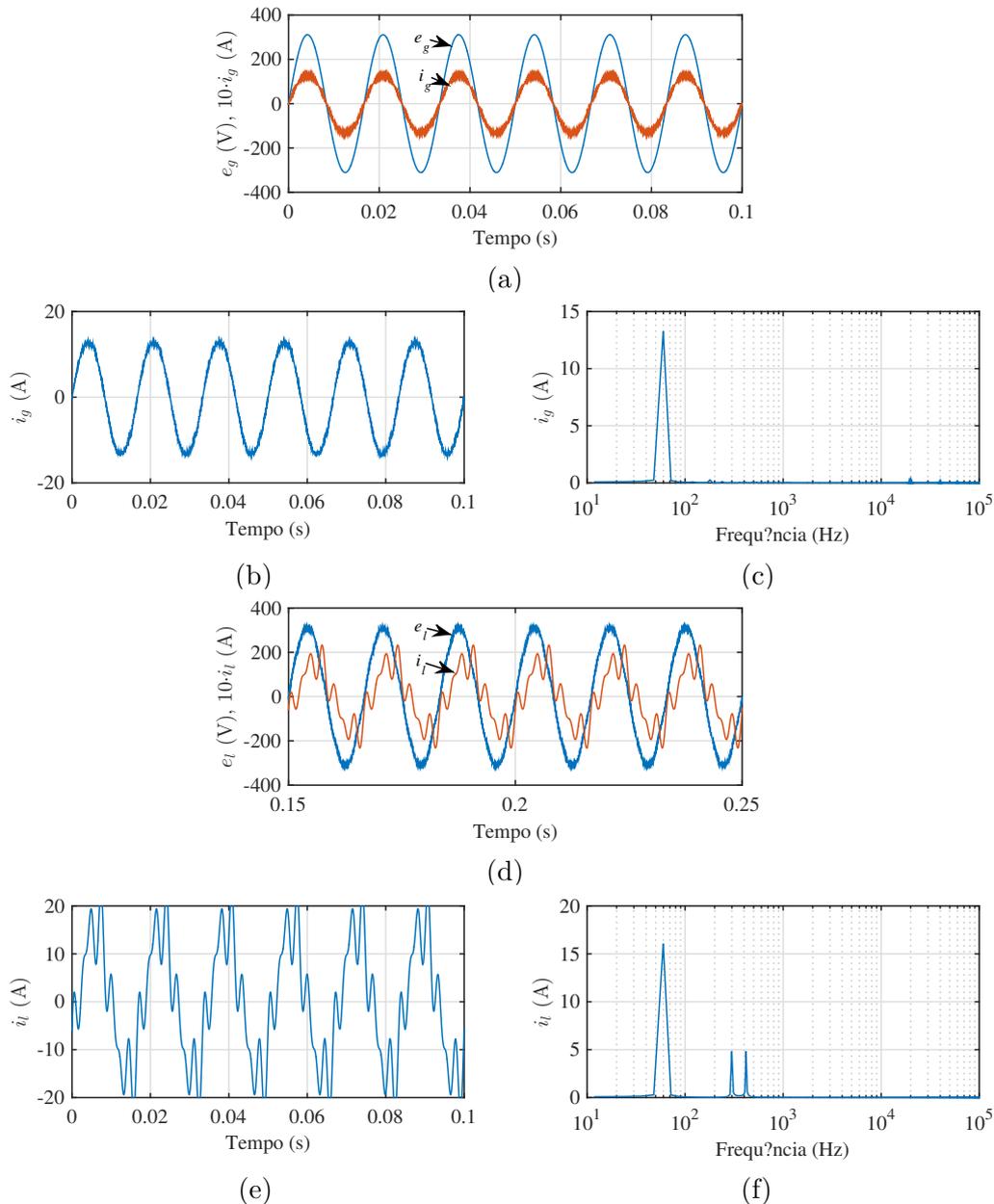
Seguindo a ordem do procedimento adotado para a análise dos resultados do primeiro caso, será considerada a corrente  $i_g$  apresentada na Figura 4.3(b). Seu valor eficaz foi medido 9,364 A. Na Figura 4.3(c) está apresentado o resultado da aplicação da FFT no sinal de corrente. A imagem deixa claro que a corrente na entrada está livre de componentes harmônicas significativas, uma vez apresentou THD igual a 1,762%.

Na Figura 4.3(d) estão apresentadas a tensão aplicada à carga,  $e_l$ , e a corrente,  $i_l$ . Percebe-se que a tensão possui um formato muito próximo do senoidal, enquanto a corrente, possui uma forma totalmente distorcida. De acordo com os cálculos realizados pelo PSIM, a carga continua consumindo a mesma potência ativa de 2 kW, porém agora opera com um fator de potência menor, 0,766.

Através da Figura 4.3(e) é possível observar a corrente sem a necessidade de escalar seus valores. Esta corrente possui o valor eficaz igual a 11,85 A. Com a Figura 4.3(f), é possível observar que essa corrente  $i_l$  possui amplitude significativa na harmônica de ordem 3, ou seja, aproximadamente 180 Hz. THD dessa corrente é igual 29,74%

É importante ressaltar que, devido ao comportamento característico dos componentes que compõem um filtro convencional, é mais difícil filtrar um determinado sinal que apresenta frequência baixa. Isso ocorre devido à relação inversamente proporcional entre o tamanho dos componentes que são necessários e a frequência de corte.

Figura 4.3 – Resultados da simulação para o Caso 2. (a) Tensão e corrente na entrada. (b) e (c) Corrente na entrada. (d) Tensão e Corrente, (e) e (f) Corrente na carga.

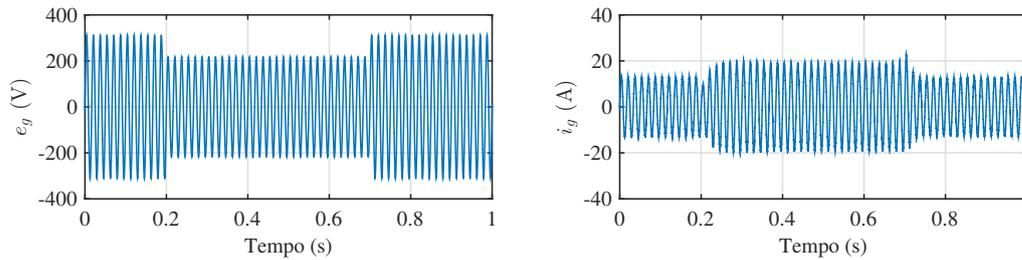


### 4.3 Caso 3: Afundamento de Tensão

Este caso aborda a reação do sistema a um possível afundamento de tensão. Para a simulação, foi considerado que o valor eficaz da tensão, cujo que originalmente é 220 V, sofreu afundamento onde o nível de tensão de 30%, durante o período de 500 ms. Na Figura 4.4 é possível ver o transitório durante o afundamento de tensão.

Analisando a Figura 4.6(a), que apresenta os formatos de onda de  $e_g$  e  $i_g$ , é possível observar o exato instante do afundamento de tensão. Na Figura 4.4 é possível perceber o aumento do consumo de corrente quando ocorre o afundamento. Tal comportamento é consequência da atuação do controle, que trabalha para realizar a compensação, de modo

Figura 4.4 – Transitório do Afundamento de Tensão.



que a carga não percebe o ocorrido. Para está situação, a carga consumiu potência ativa equivalente à 2,043 kW, com fator de potência 0,999.

Na Figura 4.6(b), é possível examinar a corrente  $i_g$  de forma mais detalhada. O seu valor eficaz medido foi 9,32 A durante o período normal, e 10,33 A durante o afundamento. Com a representação da FFT dessa corrente, Figura 4.6(c), é possível observar que a corrente de entrada situa-se majoritariamente em 60 Hz, livre de qualquer componente harmônica significativa. THD igual a 1,731%.

Ao examinar a Figura 4.6(d), que apresenta tensão e corrente na carga,  $e_l$  e  $i_l$ , é possível notar que, mesmo diante do afundamento de tensão, os efeitos não são refletidos à carga. Para esta situação, de acordo com o *software*, a carga encontra-se consumindo 1,986 kW de potência, com fator de potência 0,798.

A corrente de saída do conversor,  $i_l$ , mostrada na Figura 4.6 possui 11,35 A de valor eficaz. O resultado da FFT é mostrado na Figura 4.6(f). É possível notar que a componente de destaque dessa corrente está justamente em 60 Hz, que é a componente fundamental da rede.

A Figura 4.5 se refere à tensão no barramento CC do conversor. Percebe-se que o controle atua para corrigir a tensão no barramento, e mesmo enquanto ela não estabilizou no valor necessário ainda, a carga não sofre variações significativas em sua tensão e corrente.

Figura 4.5 – (a) e (b) Tensão nos barramentos CC.

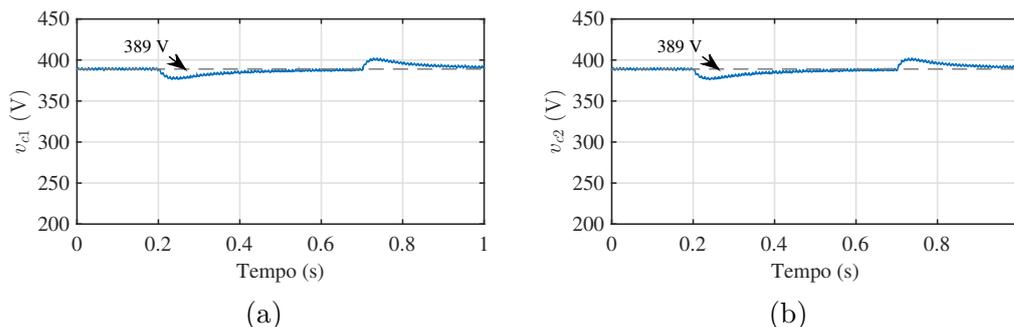
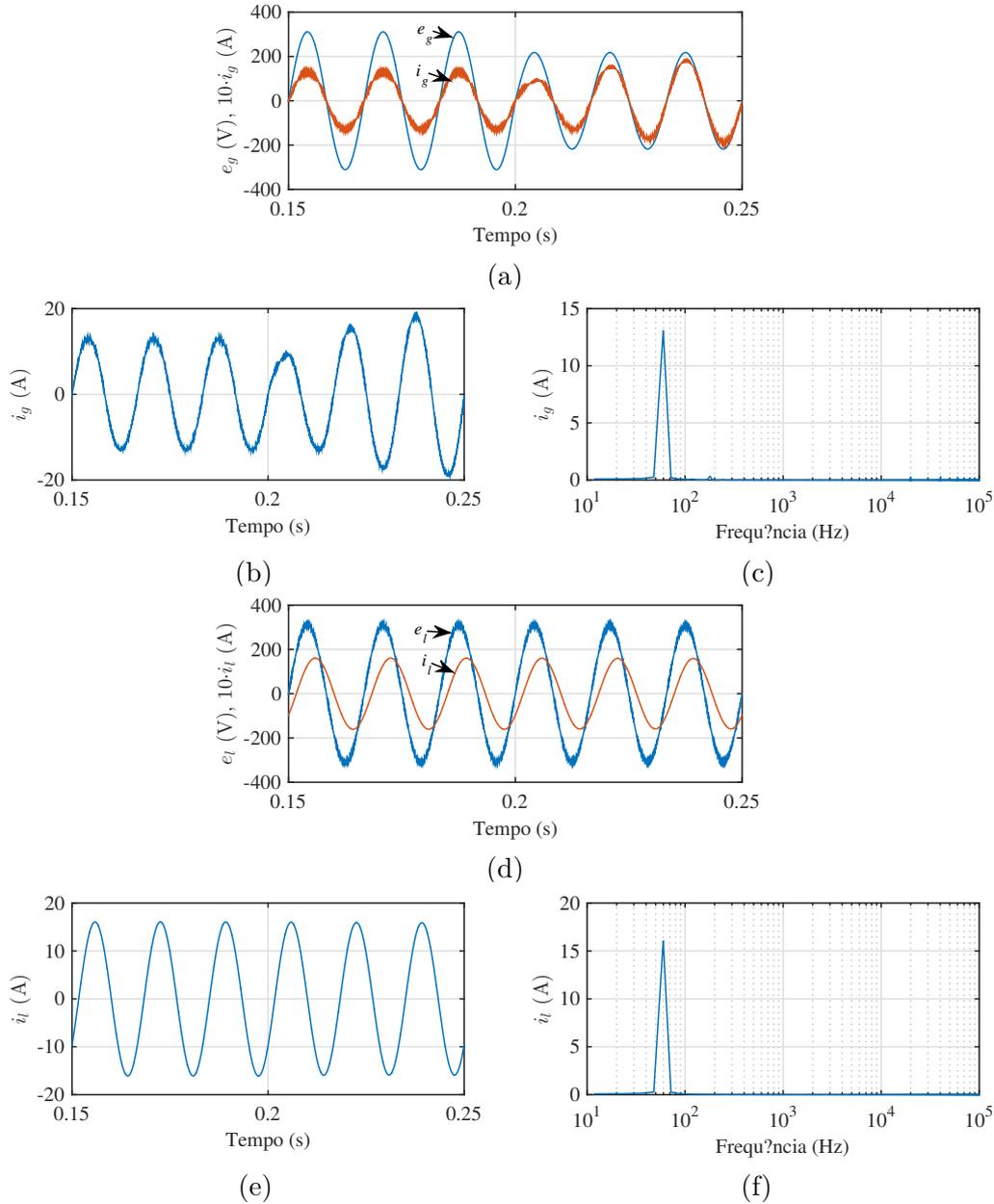


Figura 4.6 – Resultados da simulação para o Caso 3. (a) Tensão e corrente na entrada. (b) e (c) Corrente na entrada. (d) Tensão e Corrente, (e) e (f) Corrente na carga.

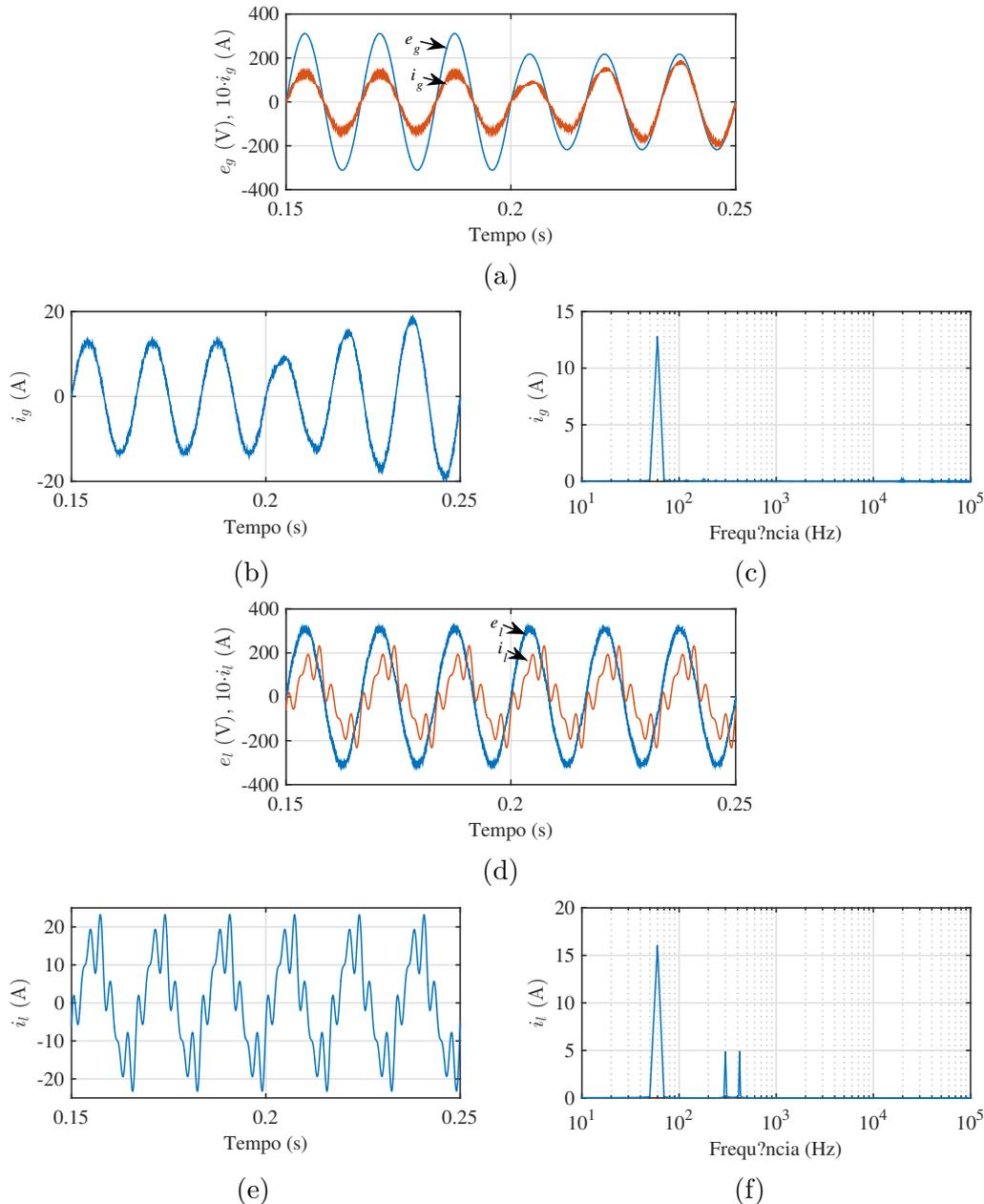


#### 4.4 Caso 4: Afundamento de Tensão e Carga Não Linear

O objetivo desta simulação foi submeter o sistema proposto à múltiplas condições de falha, no caso, afundamento de tensão e presença de uma carga não linear. Dessa forma, foram replicados, a carga não linear vista no caso 2, e a variação de tensão vista no caso 3. As Figuras 4.7 e 4.8 apresentam os resultados para esse teste.

Observando a Figura 4.7(a), é possível observar o exato instante que ocorre o afundamento de tensão. Assim como foi observado nos casos anteriores, é possível perceber que tensão e corrente estão em fase, fazendo com que o fator de potência possa ser considerado unitário. Do ponto de vista da rede, o conversor se comportou como uma

Figura 4.7 – Resultados da simulação para o Caso 3. (a) Tensão e corrente na entrada. (b) e (c) Corrente na entrada. (d) Tensão e Corrente, (e) e (f) Corrente na carga.



carga de 2,053 kW operando com fator de potência 0,999.

A Figura 4.7(b) apresenta o comportamento da corrente de entrada do conversor. A corrente apresenta formato senoidal, como citado anteriormente, mesmo diante da não linearidade da carga. Através da Figura 4.7(c), que é resultante da aplicação da FFT em  $i_g$ , é possível perceber que ela se encontra majoritariamente em 60 Hz. O THD calculado para  $i_g$  foi 1,724%.

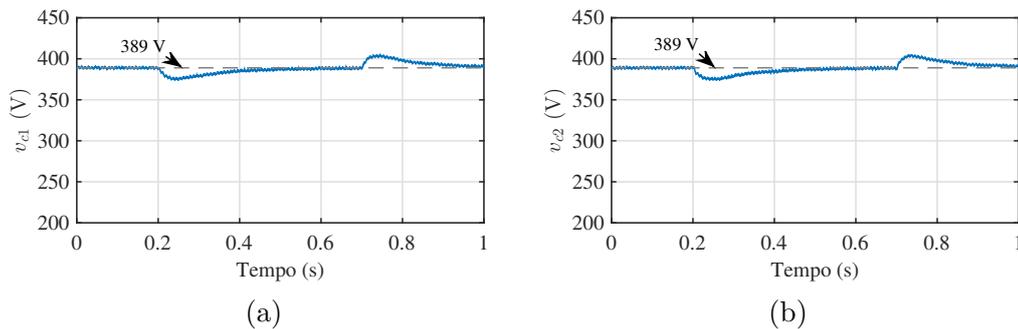
Na Figura 4.7(d) são apresentadas tensão,  $e_l$ , e corrente,  $i_l$ , referentes à carga. Para facilitar a visualização, a corrente foi ampliada em dez vezes. Novamente, é possível observar a distorção presente na corrente, efeito da não linearidade de carga, e que pesar

da variação de tensão na entrada, a amplitude das grandezas em questão não é afetada significativamente. Nessa situação, a carga consome 1,9991 kW com um fator de potência 0,765.

A  $i_l$  segue representada na Figura 4.7(e), onde é possível observar a deformação decorrente da não linearidade da carga. Analisando a Figura 4.8, que é o resultado da FFT de  $i_l$ , percebe-se que a corrente em questão é composta por duas componentes principais: uma delas em 60 Hz, em conformidade com a frequência da rede; e a outra sendo a harmônica de ordem 3, ou 180 Hz. THD para  $i_l$  igual a 29,74%.

O barramento CC do conversor é a parte na qual o reflexo do afundamento de tensão fica mais visível, conforme mostrado na Figura 4.8. Percebe-se que o efeito é instantâneo, dado que o afundamento ocorre em 0,2s, que é o mesmo instante de tempo o qual o nível tensão no barramento começa a cair. Essa queda é suavizada devido aos capacitores que são instalados no barramento, e não é repassada à carga devido ao controle de tensão aplicado.

Figura 4.8 – (a) e (b) Tensão nos barramentos CC.



## 4.5 Conclusões

Nesse capítulo foi possível investigar o comportamento do conversor mediante situações comuns no sistema elétrico, e que impactam diretamente o fator da qualidade de energia. Uma vez que foi constatado o funcionamento adequado diante de uma situação ideal, da rede e da carga, as falhas, afundamento de tensão e não linearidade de carga, foram inseridas no ambiente de simulação. Dessa forma, foi possível e apresentar, analisar e discutir o funcionamento do conversor diante de tais situações.



# 5 Conclusões e Perspectivas Futuras

## 5.1 Conclusões Gerais

Este trabalho abordou um conversor CA-CC-CA monofásico voltado para aplicações relacionadas ao melhoramento da qualidade de energia elétrica. Trata-se de um sistema que trabalha intermediando carga e rede, de modo que as melhores condições de operação sejam alcançadas para ambos.

Foi visto que existem diversas topologias diferentes, onde quantidade e ordem dos componentes, bem como as vantagens de sua utilização são variadas. A topologia utilizada é constituída por dois conversores de três braços, acoplados em paralelo. Cada conjunto de braços é composto por duas chaves e são responsáveis por transformar a tensão em contínua, e posteriormente, torná-la em alternada novamente. Devido ao acoplamento em paralelo deste conversor, menos potência é processada por cada componente, o que resulta na redução do esforço realizado, bem como de preço e volume. Também foi definida uma carga para este conversor e seu valor foi escolhido de forma a atender recomendações internacionais para este tipo de equipamento. Um modelo de filtro foi selecionado e modelado, com o objetivo de atenuar componentes harmônicas de tensão e corrente geradas pelo chaveamento do conversor. Foi implementada também, uma estratégia de controle com a desígnio de condicionar a corrente drenada da rede elétrica e a tensão aplicada na carga. O controle utilizava de uma modulação PWM, baseada na comparação entre um nível de tensão desejado e uma tensão fornecida por portadoras internas ao controlador a fim de coordenar o chaveamento nos braços do conversor.

A análise dos resultados permitiu constatar que o conversor atendeu ao funcionamento esperado para condições ideais e para possíveis imperfeições decorrentes das características da rede e da carga. Diante do afundamento de tensão, o controle atuou conforme o esperado, resultando na manutenção do nível de tensão do lado da carga. Com relação à corrente, o conversor não repassou harmônicas à rede, seja devido à alta frequência do chaveamento internou, ou a presença de carga não linear, as deformações na corrente não foram repassadas à rede, haja vista que em todas as situações, os níveis de distorção harmônica total na corrente foram inferiores a 2%, enquanto os padrões internacionais exigem níveis inferiores à 5%.

À vista disso, conclui-se que, em decorrência do funcionamento ótimo do conversor abordado, são atingidos bons indicadores de qualidade da energia, posto que o mesmo foi capaz de oferecer à carga um nível de tensão bem definido, e impediu que a não linearidade da carga impactasse negativamente o sistema de alimentação.

## 5.2 Perspectivas Futuras

Com base neste trabalho e, diante do funcionamento adequado do conversor no ambiente computacional, próximas atividades que podem ser desenvolvidas são:

- Análise detalhada dos esforços realizados pelos componentes internos, de modo a estimar as perdas internas do conversor;
- Implementação do controle para realização dos ensaios na bancada experimental, com o intuito de comprovar a eficiência do conversor estudado.
- Estudo de tolerância à falhas, visando a possibilidade do conversor adaptar seu controle para a ausência de algum componente.

# Referências

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – qualidade da energia elétrica*. Rio de Janeiro, 2016. 2 p. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 25.
- AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A.; SINGH, B. *Power Quality: Problems and Mitigation Techniques*. 1. ed. [S.l.]: Wiley, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 25.
- BROECK, H. W. van der; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, Jan 1988. ISSN 0093-9994. Citado na página 38.
- CHINDRIS, M.; CZIKER, A.; MIRON, A. Upqc 2014; the best solution to improve power quality in low voltage weak distribution networks. p. 1–8, June 2017. Citado na página 23.
- FASSARELA, J. E. V. et al. Analysis and suggested solution of power quality problems in lighting laboratory. v. 12, 2014. Citado na página 24.
- FERNANDES, D. A.; NAIDU, S. R.; COURAJR., C. A. E. Instantaneous sequence-component resolution of 3-phase variables and its application to dynamic voltage restoration. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 58, n. 8, p. 2580–2587, Aug 2009. ISSN 0018-9456. Citado na página 26.
- FILHO, R. M. S. et al. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. v. 55, p. 2923–2932, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- FREITAS, I. S. et al. Single-phase active power filter for selective harmonic elimination based on synchronous frame control system. p. 7002–1007, March 2014. ISSN 1048-2334. Citado na página 26.
- FREITAS, N. B. de et al. Six-leg single-phase multilevel rectifier-inverter: Pwm strategies and control. p. 2437–2444, Sept 2015. ISSN 2329-3721. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- FREITAS, N. B. de et al. Six-leg single-phase multilevel rectifier inverter: Pwm strategies and control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 1, p. 350–361, Jan 2017. ISSN 0093-9994. Citado na página 27.
- FREITAS, N. B. de; JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, A. C. Six-leg dc-link rectifier/inverter for two-phase machines. p. 1–8, Sept 2016. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- GOLESTAN, S. et al. Design and tuning of a modified power-based pll for single-phase grid-connected power conditioning systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 8, p. 3639–3650, Aug 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 36.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and*

*Commerical Applications: Ansi/ieee std 446-1987*. [S.l.], 1987. 1-272 p. Citado na página 32.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems: Ieee std 519-2014 (revision of ieee std 519-1992)*. [S.l.], 2014. 1-29 p. Citado 3 vezes nas páginas 24, 26 e 30.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 61000-4-30: Testing and measurement techniques - power quality measurement methods*. Geneva, Switzerland, 2015. Citado na página 23.

IVANOV, S. et al. Simple control strategies of the active filters within a unified power quality conditioner (upqc). p. 1–4, June 2017. Citado na página 24.

JACOBINA, C. B. et al. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 6, p. 1807–1816, Nov 2001. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.

JACOBINA, C. B. et al. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 3, p. 351–359, May 2001. ISSN 0885-8993. Citado na página 38.

JAVADI, A. et al. Experimental investigation on a hybrid series active power compensator to improve power quality of typical households. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 8, p. 4849–4859, Aug 2016. ISSN 0278-0046. Citado na página 26.

KUSKO, M. T. A. *Power Quality in Electrical Systems*. 1. ed. [S.l.]: McGraw-Hill Professional, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 23, 24 e 25.

LU, Y. et al. Control strategy for single-phase transformerless three-leg unified power quality conditioner based on space vector modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 2840–2849, April 2016. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 26.

MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B. Single-phase ac-dc-ac topology for grid overvoltage and voltage harmonic mitigation. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 12, p. 1626–1637, 2017. ISSN 1755-4535. Citado 3 vezes nas páginas 26, 27 e 28.

MEDEIROS, E. L.; ROCHA, N.; JACOBINA, C. B. Conversor ca-cc-ca monofásico em paralelo. *VII Congresso de Iniciação Científica da Universidade Federal de Campina Grande*, 2010. Citado na página 39.

NICASTRI, A.; NAGLIERO, A. Comparison and evaluation of the pll techniques for the design of the grid-connected inverter systems. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3865–3870. ISSN 2163-5137. Citado na página 36.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5. ed. [S.l.]: Prentice Hal, 2010. ISBN 978-0136156734. Citado na página 35.

- PAMPLONA, F. M. P. *Planejamento Ótimo de Filtros Harmônicos Passivos em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica: Uma Abordagem com Algoritmos Evolutivos*. Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado)—Universidade Federal de Campina Grande, 2006. Citado na página 26.
- PATHAN, A. I.; VANAMANE, S. S.; CHILE, R. H. Different control techniques of dynamic voltage restorer for power quality problems. p. 1–6, Feb 2014. Citado na página 26.
- RAGESH, R.; BHARANEETHARAN, A.; VENGADESH, R. Design and control of svpwm based dstatcom for power quality improvement. p. 1–6, June 2017. Citado na página 26.
- ROCHA, J. E. *Qualidade da Energia Elétrica*. Curitiba: Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016. Disponível em: <<http://paginapessoal.utfpr.edu.br/joaquimrocha>>. Acesso em: Setembro de 2017. Citado na página 23.
- ROCHA, N.; COSTA, A. E. L. da; JACOBINA, C. B. Parallel of two unidirectional ac-dc-ac three-leg converters to improve power quality. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 26, 27, 29 e 40.
- ROCHA, N. et al. Parallel connection of two single-phase ac-dc-ac three-leg converter with interleaved technique. p. 639–644, Oct 2012. ISSN 1553-572X. Citado na página 31.
- SHAFAGHI, P. Applications of dstatcom to regulate voltage on a distribution network. p. 868–871, June 2017. Citado na página 26.
- TOSTES, A. E. L. et al. Development of experimental models for harmonic representation of low voltage customers. In: *2001 IEEE Porto Power Tech Proceedings (Cat. No.01EX502)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 5 pp. vol.1–. Citado na página 25.
- WANG, T. C. Y. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. v. 2, p. 779–784 vol.2, June 2003. ISSN 0275-9306. Citado na página 34.
- XIN, T.; XIANGJUN, Z.; CHUNMING, T. The engineering design and optimization of inverter output lcr filter in parallel active power filter. p. 1–6, Oct 2006. Citado na página 34.
- ZHANG, Y.; ZHANG, B. Optimized lcr output filter of apf based on genetic algorithm. p. 151–155, Oct 2016. Citado na página 34.