

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO  
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Márcio Dilermano Bezerra Gomes



**Condicionador de Energia de Oito Chaves para  
Compensações de Harmônicos de Corrente e  
Variações de Tensão**

Recife

2014

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Condicionador de Energia de Oito Chaves**  
**para Compensações de Harmônicos de**  
**Corrente e Variações de Tensão**

por

**MÁRCIO DILERMANO BEZERRA GOMES**

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**ORIENTADOR: Marcelo Cabral Cavalcanti, Dr.**

**COORIENTADOR: Leonardo Rodrigues Limongi, Dr.**

Recife, Agosto de 2014.

Catálogo na fonte  
Biblioteca Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

G633c Gomes. Márcio Dilermano Bezerra.  
Condicionador de Energia de Oito Chaves para Compensações Harmônicas de Corrente Variações de Tensão / Márcio Dilermano Bezerra Gomes - Recife: O Autor, 2014.  
87folhas, Il. e Tabs.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti.  
Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2014.  
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica,. 2. Conversores,. 3. Eletrônica de Potência.  
4. Qualidade de Energia.. I. Cavalcanti i, Marcelo Cabral ( Orientador). II. Limongi, Leonardo Rodrigues (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2014 - 320



**Universidade Federal de Pernambuco**  
***Pós-Graduação em Engenharia Elétrica***

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE  
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

**MÁRCIO DILERMANO BEZERRA GOMES**

TÍTULO

***“CONDICIONADOR DE ENERGIA DE OITO CHAVES PARA COMPENSAÇÕES  
DE HARMÔNICOS DE CORRENTE E VARIAÇÕES DE TENSÃO”***

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE, LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE, GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE e RICARDO LÚCIO DE ARAUJO RIBEIRO, DEE/UFRN, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **MÁRCIO DILERMANO BEZERRA GOMES APROVADO.**

Recife, 29 de agosto de 2014.

---

**CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL**  
Coordenador do PPGEE

---

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI**  
Orientador e Membro Titular Interno

---

**RICARDO LÚCIO DE ARAUJO RIBEIRO**  
Membro Titular Externo

---

**LEONARDO RODRIGUES LIMONGI**  
Coorientador e Membro Titular Interno

---

**GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO**  
Membro Titular Interno

À minha família.

## **AGRADECIMENTOS**

Gostaria de agradecer a minha família que me deu as bases morais e educacionais que me possibilitaram chegar até este ponto, a Deus, aos meus orientadores Dr. Marcelo Cavalcanti e Dr. Leonardo Limongi sem os quais este trabalho não teria sido realizado, aos membros da banca Dr. Ricardo Lúcio e Dr. Gustavo Azevedo pela análise e preciosas sugestões para melhoria deste trabalho, aos membros do GEPAE pela sua ajuda valiosa, aos meus colegas de trabalho do IFPE por me apoiarem e compreenderem meus objetivos e a todos que de alguma forma me apoiaram e compreenderam minhas ausências e torceram por mim, mesmo que de longe. A todos meus sinceros agradecimentos.

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma topologia alternativa de condicionador de energia de baixo custo para compensação de harmônicos de corrente e variações de tensão. A topologia desenvolvida alia a característica de baixa tensão do barramento de Corrente Contínua de um filtro híbrido de potência com uma quantidade reduzida de chaves semicondutoras, neste caso, oito chaves. Ao longo do desenvolvimento deste trabalho também é mostrada uma estrutura com nove chaves e com um filtro híbrido nos terminais paralelos do conversor. A lógica de controle é bastante simples e de fácil implementação, fazendo uso de controladores proporcional-integral e filtros passivos implementados em *software*. Ambas as topologias foram modeladas digitalmente por meio do *software* MATLAB, para avaliação de desempenho das topologias propostas. Foi ainda realizada a implementação tanto da topologia de nove como a oito chaves possibilitando o estudo das duas, além de evidenciar a aplicabilidade prática das propostas. A topologia de oito chaves pode ser interessante em locais onde o fator de custo é determinante.

**Palavras-chaves:** Conversores, Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia

## **ABSTRACT**

This work presents an alternative topology for a low cost power conditioner. The developed topology has a low voltage characteristic of Direct Current (DC) link of a hybrid power filter with a reduced number of semiconductor switches, in this case, eight switches. Throughout the development of this work is also shown a structure with nine switches and with a hybrid filter on the shunt terminals of converter. The proposed topologies do not use batteries to feed the DC link, which is fed by the own electrical grid. The control is quite simple and easy to implement, using PI controllers and passive filters implemented in software. Both topologies were modeled by using software MATLAB, for performance evaluation of the proposed topologies. The implementation was made for eight and nine switch topologies enabling the study of both, in addition to evidence the practical applicability of proposals. The eight switch topology may be interesting at site where the cost factor is very significant.

**Keywords:** Converter, Power Electronics, Power Quality



# LISTA DE FIGURAS

1.1	DVR com alimentação do barramento CC por meio de banco de baterias. . . . .	17
1.2	Dispositivos semicondutores utilizados na implementação de inversores. . . . .	19
1.3	Inversor trifásico em ponte. . . . .	19
1.4	DVR com alimentação do barramento CC controlado por conversor CC/CC. . . . .	20
1.5	DVR com alimentação do barramento CC por meio de retificador a diodos. . . . .	21
1.6	DVR com alimentação do barramento CC por meio de retificador a diodos (invertido). . . . .	21
1.7	DVR com alimentação do barramento CC por meio de retificador controlado. . . . .	22
1.8	DVR com alimentação do barramento CC por meio do próprio inversor. . . . .	22
1.9	Filtro ativo paralelo. . . . .	23
1.10	Filtro ativo série. . . . .	24
1.11	Filtro híbrido composto de filtro ativo paralelo com passivo paralelo. . . . .	25
1.12	Filtro híbrido composto de filtro ativo série com passivo paralelo. . . . .	25
1.13	Filtro híbrido sem transformador proposto em [5]. . . . .	26
1.14	UPQC na configuração <i>back-to-back</i> . . . . .	27
1.15	Resumo das topologias descritas. . . . .	28
1.16	UPQC na configuração com doze chaves. . . . .	30
1.17	UPQC com dois capacitores no barramento CC. . . . .	31
1.18	UPQC com inversor paralelo de quatro braços. . . . .	31
1.19	UPQC com inversor paralelo a partir de pontes monofásicas. . . . .	32
1.20	UPQC na configuração em I. . . . .	32
1.21	UPQC na configuração de múltiplos inversores. . . . .	33

1.22	UPQC na configuração modular. . . . .	33
1.23	UPQC na configuração multinível. . . . .	34
1.24	UPQC na configuração com nove chaves. . . . .	35
1.25	UPQC na configuração proposta com oito chaves. . . . .	36
2.1	Conversor de nove chaves. . . . .	38
2.2	Esquema de PWM com sinais complementares. . . . .	39
2.3	Inversor ponte completa monofásico. . . . .	40
2.4	Funcionamento da técnica SPWM. . . . .	40
2.5	Sinais de gatilho: (a) frequências iguais e amplitudes diferentes; (b) frequências diferentes e amplitudes iguais. . . . .	42
2.6	Esquema de ligação do conversor de nove chaves. . . . .	45
2.7	Transição das referências de modulação: a) sem afundamento; b) com afundamento. . . . .	45
2.8	Curva de sensibilidade de computadores (CBEMA). . . . .	48
2.9	Curva de sensibilidade de equipamentos de tecnologia da informação (ITIC). . . . .	49
2.10	Diagrama de blocos do controle série. . . . .	50
2.11	Esquema do PLL utilizado. . . . .	50
2.12	Diagrama de blocos do controle paralelo. . . . .	50
2.13	Controle das correntes. . . . .	52
2.14	Mitigação de afundamento de tensão de 20%. . . . .	52
2.15	Link CC durante de afundamento de tensão de 20%. . . . .	53
2.16	Mitigação de afundamento de tensão de 35%. . . . .	53
2.17	Link CC durante de afundamento de tensão de 35%. . . . .	53
3.1	Condicionador de nove chaves proposto. . . . .	57
3.2	Diagrama de blocos do controle do conversor paralelo. . . . .	58
3.3	Esquema elétrico do filtro passivo. . . . .	61
3.4	Diagrama de blocos do controle série. . . . .	62
3.5	Ilustração da utilização de $M_{dvr}$ . . . . .	63
3.6	Topologia de filtro híbrido proposta em [71] . . . . .	64

3.7	Condicionador de oito chaves proposto. . . . .	65
3.8	Nove chaves: simulação das correntes da rede e da carga com compensação de harmônicos. . . . .	66
3.9	Nove chaves: simulação das tensões da rede e da carga com afundamento de 20%. . . . .	68
3.10	Nove chaves: tensão do barramento CC com afundamento de 20%. . . . .	68
3.11	Nove chaves: simulação das tensões da rede e da carga com afundamento de 35%. . . . .	69
3.12	Nove chaves: tensão do barramento CC com afundamento de 35%. . . . .	70
3.13	Nove chaves: experimento das correntes da rede e da carga com compensação de harmônicos. . . . .	70
3.14	Nove chaves: experimento das tensões da rede e da carga com afundamento de 20%. . . . .	71
3.15	Nove chaves: experimento das tensões da rede e da carga com afundamento de 35%. . . . .	72
3.16	Oito chaves: simulação das correntes da rede e da carga com compensação de harmônicos. . . . .	73
3.17	Oito chaves: simulação das tensões da rede e da carga com afundamento de 20%. . . . .	73
3.18	Oito chaves: tensão do barramento CC com afundamento de 20%. . . . .	74
3.19	Oito chaves: simulação das tensões da rede e da carga com afundamento de 35%. . . . .	74
3.20	Oito chaves: tensão do barramento CC com afundamento de 35%. . . . .	74
3.21	Oito chaves: experimento das correntes da rede e da carga com compensação de harmônicos. . . . .	75
3.22	Oito chaves: experimento das tensões da rede e da carga com afundamento de 20%. . . . .	75
3.23	Oito chaves: experimento das tensões da rede e da carga com afundamento de 35%. . . . .	76

# LISTA DE TABELAS

1.1 Siglas utilizadas na Figura 1.15 [9]. . . . .	29
2.1 Estados das chaves e tensões das saídas do primeiro braço. . . . .	42
2.2 Classificação das variações de tensão segundo a norma IEEE 1159 [3]. . . . .	47
2.3 Parâmetros de simulação. . . . .	51
3.1 Parâmetros de simulação. . . . .	66

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>14</b>
1.1	Afundamentos de Tensão e Distorções Harmônicas . . . . .	15
1.2	Restaurador Dinâmico de Tensão . . . . .	16
1.3	Filtro Ativo . . . . .	22
1.4	Filtro Universal . . . . .	25
1.4.1	Classificação de acordo com o número de fases . . . . .	28
1.4.2	Classificação de acordo com a configuração . . . . .	30
1.4.3	Classificação de acordo com a compensação dos afundamentos de tensão . . . . .	34
1.5	Objetivos e Organização dos Capítulos . . . . .	36
<b>2</b>	<b>CONVERSOR DE NOVE CHAVES</b>	<b>37</b>
2.1	Princípio de Funcionamento do Conversor de Nove Chaves . . . . .	37
2.1.1	Modulação por largura de pulso . . . . .	38
2.1.2	Limitações do conversor de nove chaves . . . . .	41
2.2	Condicionador de Energia de Nove Chaves . . . . .	44
2.2.1	Controle do lado série do conversor . . . . .	47
2.2.2	Controle do lado paralelo do conversor . . . . .	49
2.3	Resultados de simulação . . . . .	51
2.4	Comparação entre os Condicionadores de Doze e Nove Chaves . . . . .	53
2.5	Conclusões . . . . .	55
<b>3</b>	<b>CONDICIONADORES DE ENERGIA USANDO FILTRO HÍBRIDO</b>	<b>56</b>
3.1	Controle do Conversor Paralelo do Condicionador de Nove Chaves . . . . .	57
3.1.1	Controle <i>feedback</i> . . . . .	58
3.1.2	Controle <i>feedforward</i> . . . . .	59
3.1.3	Filtro LC . . . . .	60
3.2	Controle do Conversor Série do Condicionador de Nove Chaves . . . . .	61
3.3	Sistema de Controle do Condicionador de Oito Chaves . . . . .	64
3.4	Simulação e Experimento dos Condicionadores Propostos . . . . .	65
3.4.1	Condicionador de oito chaves . . . . .	69
3.5	Conclusões . . . . .	76

<b>4</b>	<b>CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>78</b>
4.1	Sugestões para trabalhos futuros . . . . .	79
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>80</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Atualmente, os processos industriais dependem fortemente da qualidade com que a energia elétrica é fornecida para que sejam executados de modo satisfatório. Isso se deve ao elevado nível de automatização alcançado com o uso de microcontroladores, que normalmente são cargas sensíveis a perturbações elétricas. Por outro lado, o aumento expressivo de cargas não lineares, como retificadores a diodos e tiristores, ligadas ao sistema elétrico contribui para o aumento da poluição por conteúdos harmônicos na rede, afetando as cargas sensíveis [1].

Quando há uma degradação muito grande das tensões e das correntes na rede elétrica, podem ocorrer erros de interpretação de comandos e/ou atuação de proteções, que podem prejudicar ou até mesmo paralisar um processo fabril, causando diversos prejuízos financeiros. Portanto, o desenvolvimento de equipamentos capazes de mitigar os efeitos nocivos das perturbações de tensão e correntes na rede elétrica é de suma importância para a indústria.

De um modo geral, qualquer perturbação na tensão, na frequência ou na corrente, que prejudique o funcionamento de um equipamento é considerada como problema de qualidade de energia [2].

Com base no que foi descrito, o problema de qualidade de energia pode ser definido como sendo qualquer problema manifestado na tensão, corrente ou frequência da rede elétrica que

possa provocar mau funcionamento de equipamentos dos consumidores [1].

Os principais tipos de problemas de qualidade de energia são: afundamentos de tensão (*voltage sags*), sobretensões (*voltage swells*), distorções harmônicas, desbalanceamento de tensões, *flickers* e variações de frequência [1].

## 1.1 Afundamentos de Tensão e Distorções Harmônicas

De acordo com o IEEE std. 1159-1995 [3], um afundamento de tensão é um decréscimo de 0,1 a 0,9 por unidade (p.u.) da tensão, na frequência fundamental, com duração de meio ciclo da frequência da rede a um minuto.

Normalmente, os afundamentos de tensão são provocados por aumentos bruscos nas correntes da rede, em virtude da partida de grandes motores, entrada de grandes cargas ou saída de grandes blocos geradores e faltas (curto-circuitos) em pontos remotos da rede. Pela grande quantidade de possíveis causas, os afundamentos de tensão são os distúrbios mais corriqueiros na rede elétrica, sendo fonte de muitos transtornos tanto para os consumidores como para as concessionárias de energia elétrica [1]. Os danos provocados pelos afundamentos de tensão dependem muito de sua intensidade, duração e sensibilidade dos equipamentos, sendo os consumidores industriais os maiores prejudicados. Os principais custos industriais gerados por afundamentos de tensão são:

1. Comprometimento da qualidade do produto;
2. Atrasos em entregas gerando multas, perdas de clientes e de competitividade;
3. Danos a equipamentos elevando os custos com manutenção;
4. Perda de matéria-prima;
5. Necessidade de uso de geração auxiliar.

Dependendo da planta industrial envolvida, o tempo gasto para a retomada da produção após a ocorrência de um afundamento de tensão pode variar de uma a três horas para afundamentos com duração inferior a 300 ms. Em alguns ramos de atividade, como



as indústrias têxtil, siderúrgica e petroquímica, os impactos econômicos do problema de qualidade de energia são enormes. Nestes setores, uma interrupção elétrica de até um minuto pode ocasionar prejuízos de até 500 mil dólares [1].

Uma distorção na forma de onda é considerada harmônica quando possui frequência fixa e múltipla da fundamental. Esta deformação periódica se deve à conexão de cargas não lineares à rede elétrica, cujas correntes absorvidas possuem componentes de frequência diferente da fundamental, ou seja, a relação tensão-corrente não é linear. Estas deformidades podem causar aumento das perdas em transformadores da rede de distribuição, atuação de proteções e mau funcionamento de equipamentos sensíveis. Portanto, faz-se necessário estabelecer limites à presença de "poluição" no sistema elétrico e para tanto existem algumas recomendações, como a IEEE 519, que estabelecem limites à injeção de harmônicos na rede elétrica. O índice mais utilizado para medir o conteúdo harmônico de uma onda qualquer é a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*). O THD é uma razão entre o valor eficaz das componentes harmônicas e o valor eficaz da componente fundamental. Este índice é calculado pela seguinte expressão:

$$\%THD = 100 \times \frac{(\sum_{h \neq 1} M_h^2)^{\frac{1}{2}}}{M_1}, \quad (1.1)$$

onde  $M$  é o valor eficaz de uma tensão ou corrente. Na indústria podem ser encontradas diversas cargas não lineares, sendo que entre as mais comuns estão os fornos a arco e os retificadores trifásicos a diodo. No caso dos retificadores o THD de corrente pode ultrapassar 30%.

## 1.2 Restaurador Dinâmico de Tensão

O principal tipo de distúrbio que afeta os consumidores industriais são as variações momentâneas de tensão, sendo responsáveis por grandes prejuízos às indústrias. Nesse contexto, o restaurador dinâmico de tensão (*Dynamic Voltage Restorer - DVR*) foi desenvolvido para mitigar os efeitos de tais perturbações. O mesmo se destaca em relação a outras soluções, como os sistemas de energia ininterrupta, pelo seu bom desempenho.

O DVR é um equipamento utilizado para proteger cargas sensíveis dos distúrbios de

tensão da rede elétrica. Ele consiste essencialmente de um barramento de corrente contínua (CC), um inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI), um filtro na saída do VSI e um transformador ligado em série com a rede.

O princípio básico de operação de um DVR é injetar tensões em série com as da rede de modo que, na ocasião de uma perturbação na tensão, a carga seja protegida recebendo tensões sem distúrbios. Um DVR pode ser capaz de reduzir em mais de 90% o número de desligamentos inoportunos da carga sensível, devido a variações momentâneas de tensão. A configuração clássica de um DVR e sua conexão ao sistema é apresentada na Figura 1.1. Neste esquema o barramento CC é alimentado por um banco de baterias. Este é um esquema bastante robusto, por não depender da rede elétrica, mas muito caro devido à presença do banco de baterias. Por este motivo foram propostas diversas alternativas visando reduzir o custo sem perda considerável de confiabilidade [4]. Tais alternativas serão descritas adiante, apresentando suas principais características.

Na Figura 1.1 destacam-se os seguintes componentes:

1. Banco de baterias - responsável por armazenar a energia ativa necessária para compensar os afundamentos de tensão;

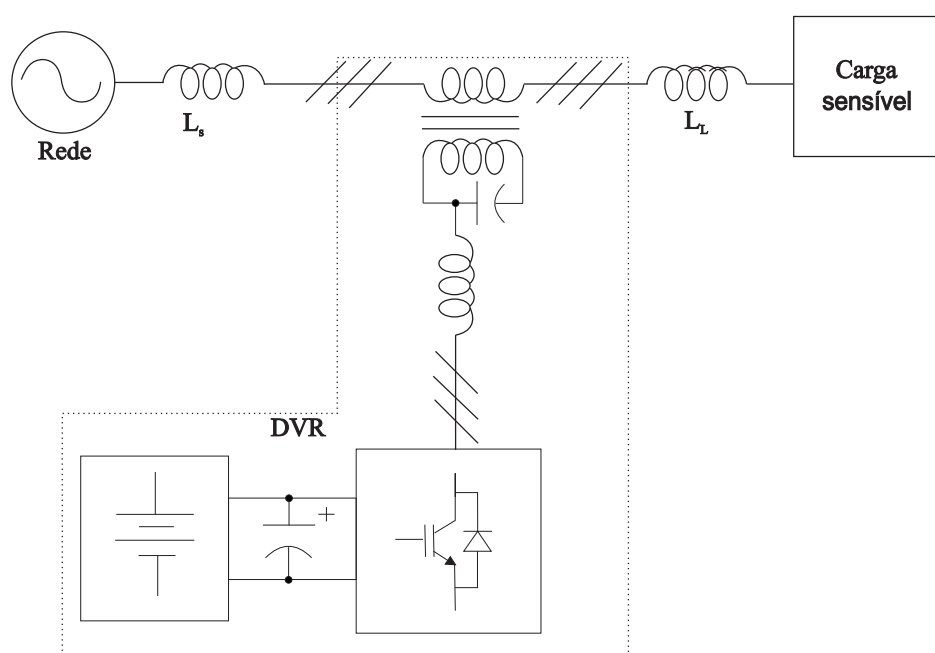


Figura 1.1: DVR com alimentação do barramento CC por meio de banco de baterias.

2. Capacitor do barramento CC - deve ser dimensionado de forma que garanta energia suficiente para a compensação que o DVR foi projetado nos casos de alimentação pela própria rede elétrica;
3. Inversor - composto por chaves semicondutoras controladas (com controle de disparo e de bloqueio) e os circuitos de gatilho (*drivers*) das chaves. A tensão sintetizada pelo inversor é determinada por meio do sistema do controle, fazendo uso da tensão CC armazenada no banco de baterias;
4. Filtro passivo - tem a função de filtrar o conteúdo harmônico do chaveamento. Trata-se de um filtro passa baixas em que sua frequência de corte é selecionada de acordo com a ordem dos harmônicos que se deseja eliminar;
5. Transformador série - a tensão e a potência dependem do nível de compensação desejado. Por ele passa, independentemente da tensão injetada, a corrente nominal da carga.

As principais chaves semicondutoras utilizadas na implementação de inversores são os GTOs (*Gate Turn-Off Thyristors*, Figura 1.2(a)), IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*, Figura 1.2(b)) e IGCTs (*Integrated Gate-Commutated Thyristors*, Figura 1.2(c)). GTOs são chaves de alta potência, mas de baixa frequência de operação. Os IGBTs são as chaves mais utilizadas na construção dos inversores, por operarem em frequências mais elevadas, da ordem de kHz, porém de média potência quando comparados aos GTOs. IGCTs são dispositivos que combinam as altas potências, próximas as dos GTOs, com frequências de chaveamento próximas as dos IGBTs, porém com custo maior se comparados aos IGBTs [4]. Nesta dissertação são usados IGBTs como chaves semicondutoras controladas.

Dentre as diversas configurações de inversores trifásicos a topologia em ponte, mostrada na Figura 1.3, é a mais comum, sendo simples e de uso comercial. O inversor funciona com base na mudança de estado (disparo ou bloqueio) das chaves semicondutoras  $S_1$  a  $S_6$ .

Existem diversas técnicas de chaveamento com baixas e altas frequências de chaveamento, dentre as que fazem uso de baixas frequências, tem-se a técnica PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) que utiliza baixas frequências de operação. Esta técnica possui a

vantagem de reduzir as perdas por chaveamento, sendo indicada para altas potências, porém seu conteúdo harmônico é elevado e próximo da frequência fundamental, dificultando a sua filtragem [4].

As técnicas que fazem uso de frequências de chaveamento mais altas, da ordem de kHz, são as mais comumente utilizadas, pois seu conteúdo harmônico pode ser facilmente filtrado. As técnicas em alta frequência mais utilizadas são a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) e histerese. As principais técnicas de PWM desenvolvidas na literatura são: senoidal, com eliminação de harmônicos e vetorial (SVPWM - *Space Vector PWM*). No capítulo 2 será discutida a técnica seno-triângulo uma técnica muito utilizada em aplicações com conversores.

Além de seu custo elevado, a topologia da Figura 1.1 não necessita de controle da tensão do barramento CC, sendo portanto um problema a sua realização prática, pois há necessidade

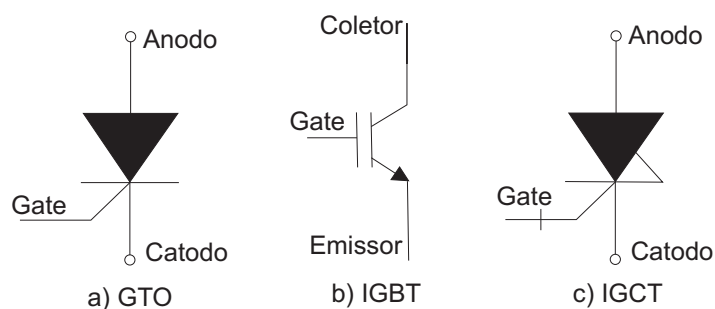


Figura 1.2: Dispositivos semicondutores utilizados na implementação de inversores.

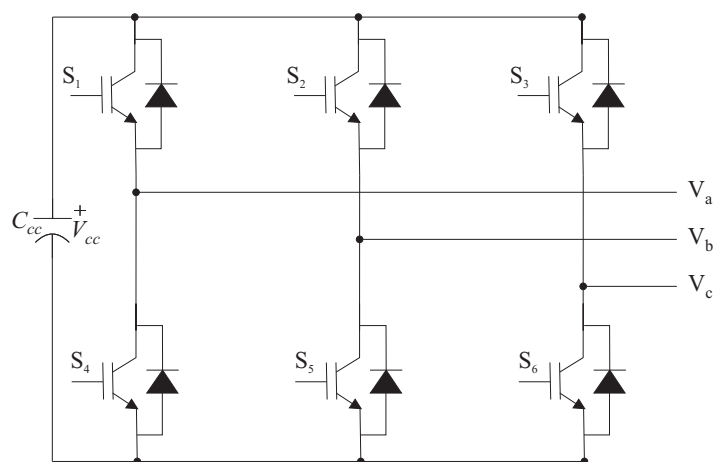


Figura 1.3: Inversor trifásico em ponte.

de tensões elevadas nas baterias. Uma alternativa para contornar este problema é a utilização da configuração mostrada na Figura 1.4, onde a tensão do barramento CC é controlada pelo do conversor CC/CC posto entre o banco de baterias e o capacitor. Isso melhora consideravelmente o desempenho do sistema e reduz a tensão necessária nas baterias. Trata-se de uma estrutura muito robusta, por ter seu barramento CC alimentado por um banco de baterias, mas de alto custo de implementação.

Outra configuração bastante utilizada para DVRs é a com alimentação do barramento CC por meio da própria rede, fazendo uso de um retificador a diodos (Figura 1.5). Trata-se de alternativa mais simples e mais econômica, porém perde em robustez quando comparada à alternativa anterior, pois na ocasião de um afundamento de tensão, o barramento CC é ainda alimentado pela mesma rede, constituindo um limitante ao seu funcionamento.

Uma alternativa para se contornar o inconveniente das variações das tensões da rede elétrica durante os surtos é a inversão das posições do retificador e do inversor série, como mostrado na Figura 1.6. Desse modo, as tensões do retificador em paralelo são aproximadamente constantes, pois são controladas pelo próprio DVR. A consequência dessa alteração é que a carga pode ser afetada pela absorção de correntes não lineares do retificador e o inversor série ter que trabalhar com correntes mais elevadas.

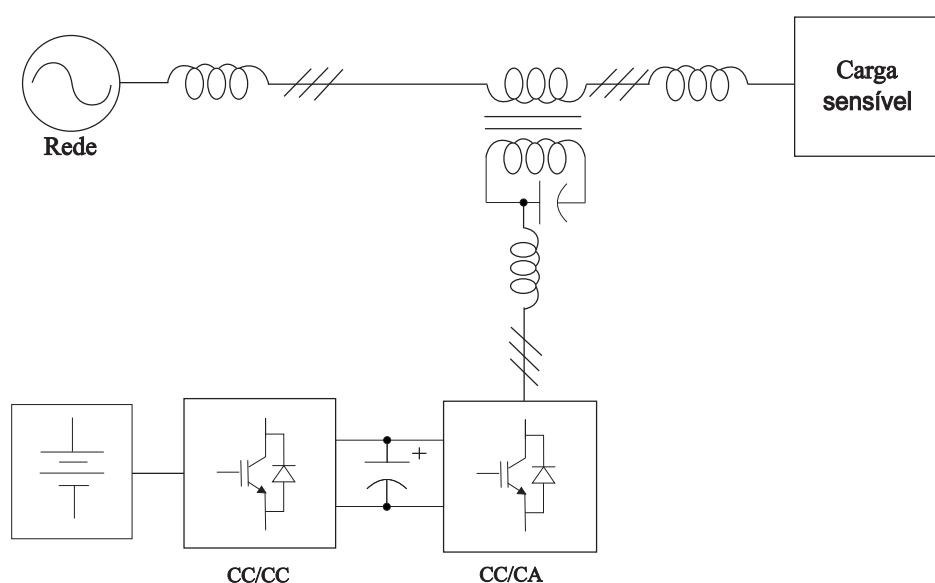


Figura 1.4: DVR com alimentação do barramento CC controlado por conversor CC/CC.

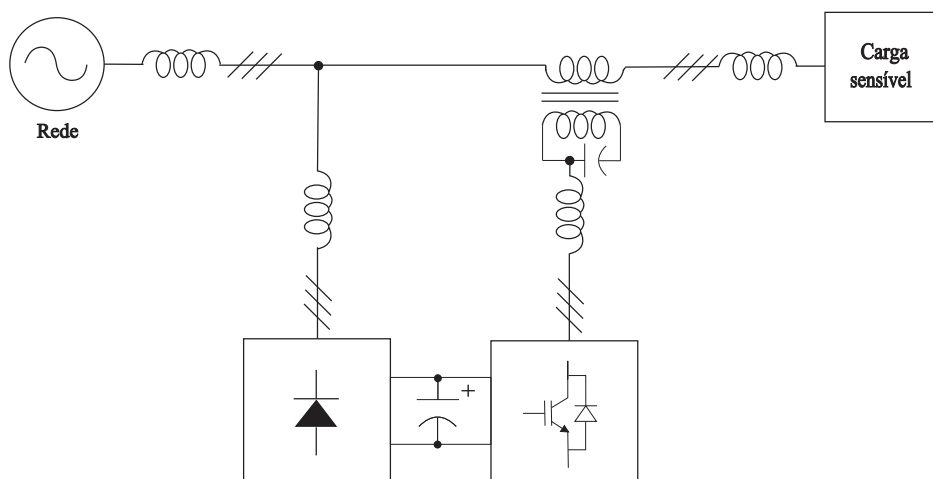


Figura 1.5: DVR com alimentação do barramento CC por meio de retificador a diodos.

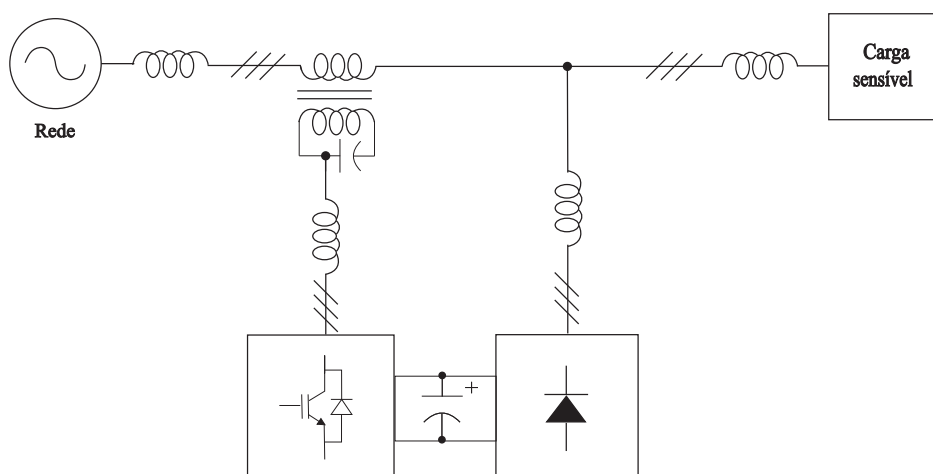


Figura 1.6: DVR com alimentação do barramento CC por meio de retificador a diodos (invertido).

Outra topologia que pode ser utilizada é a mostrada na Figura 1.7, em que o retificador a diodos é substituído por um conversor que supre energia ao barramento CC. Esta estrutura é capaz de controlar a tensão no barramento CC e resolver os problemas com injeção de harmônicos causados pelo retificador. Porém, tem alto custo de implementação, pois há agora duas estruturas ativas de conversão.

Outra solução é construir um DVR sem o uso de um sistema auxiliar de fornecimento de energia ao barramento CC, extraíndo-se a potência necessária para os capacitores a partir do próprio inversor (Figura 1.8). Porém, essa configuração leva ao uso de grandes capacitores no barramento CC, pois há necessidade de se armazenar grandes quantidades de energia.

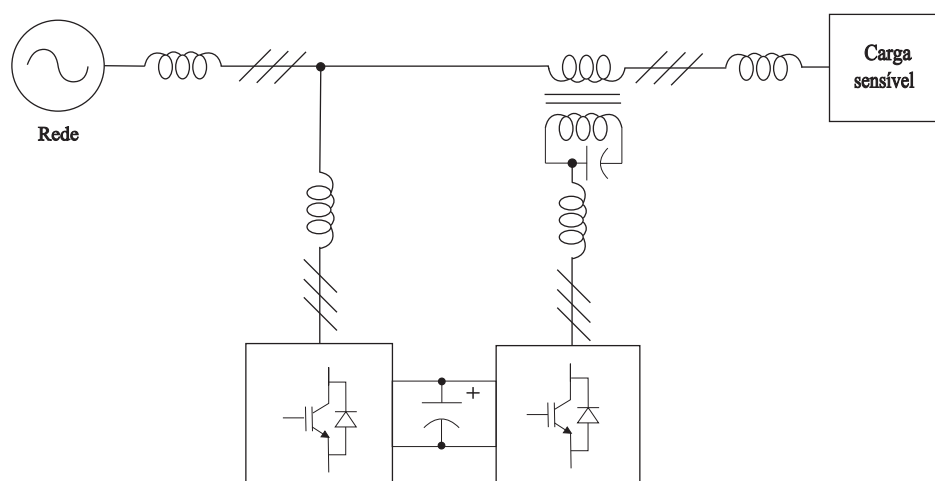


Figura 1.7: DVR com alimentação do barramento CC por meio de retificador controlado.

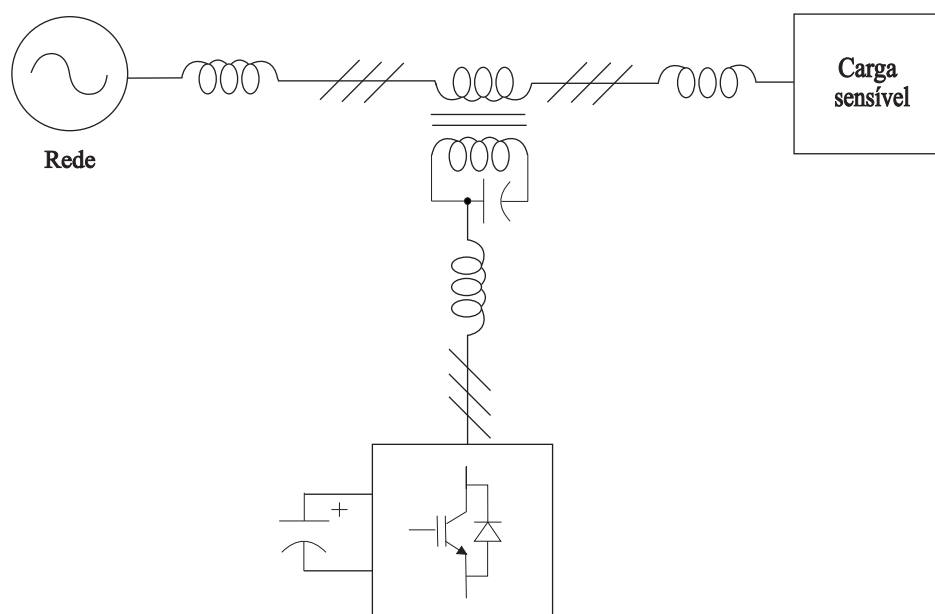


Figura 1.8: DVR com alimentação do barramento CC por meio do próprio inversor.

### 1.3 Filtro Ativo

Antes do desenvolvimento dos dispositivos de eletrônica de potência, os projetos para compensação de harmônicos eram realizados fazendo uso de dispositivos passivos, como os filtros LC. Embora possuam vantagens em relação ao seu projeto, que é bastante simples, e ao seu custo baixo, esse tipo de filtro apresenta sérios problemas com relação ao volume físico ocupado, pois é necessário um filtro para cada harmônico que se deseja mitigar, aumentando ainda mais o seu tamanho, além do fato de seus elementos poderem entrar em ressonância

com a rede elétrica.

Com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores, foram propostos os filtros ativos, que possuem como vantagens a mitigação dinâmica das componentes harmônicas e volume reduzido, mas o custo é maior em relação aos filtros passivos. Os filtros ativos podem ser classificados quanto a sua topologia em [4]: filtro paralelo, filtro série, filtro universal (paralelo + série) e filtro híbrido.

O filtro ativo paralelo é um dos mais utilizados para compensação de harmônicos de corrente provocados por cargas não lineares. Nessa configuração, vista na Figura 1.9, o inversor injeta uma corrente que, somada à corrente da carga, ocasiona o cancelamento dos harmônicos, resultando apenas na componente fundamental de corrente na rede. Essa topologia é utilizada para eliminar os harmônicos de corrente e fazer a compensação de reativo e o balanceamento de correntes desequilibradas.

No filtro ativo série, seu principal papel é a eliminação de perturbações em tensão, como harmônicos, afundamentos e sobretensões. Esse filtro funciona injetando tensões em série com as da rede através de um transformador série de modo que a carga receba sempre tensões equilibradas e sem distorções. Sua topologia é mostrada na Figura 1.10.

Tentando melhorar a relação custo benefício dos filtros ativos, foram propostas estruturas

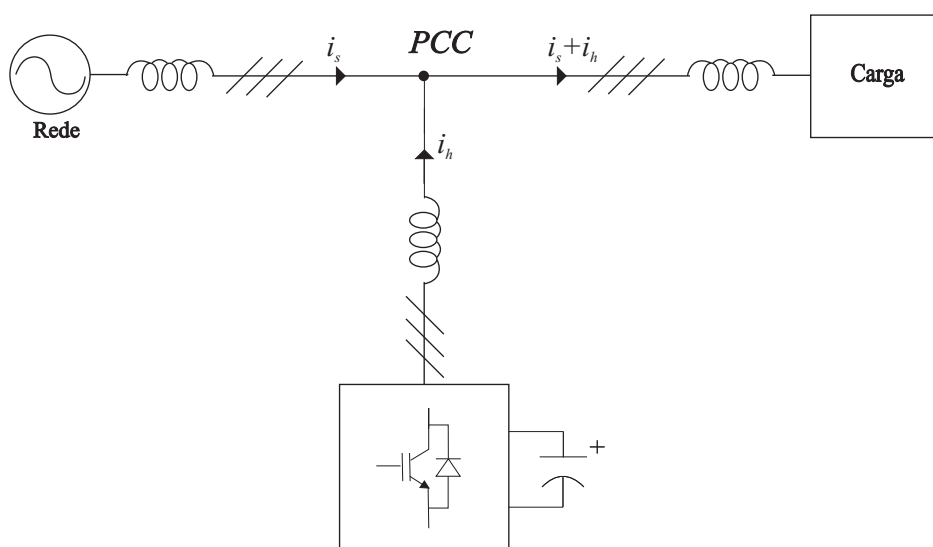


Figura 1.9: Filtro ativo paralelo.



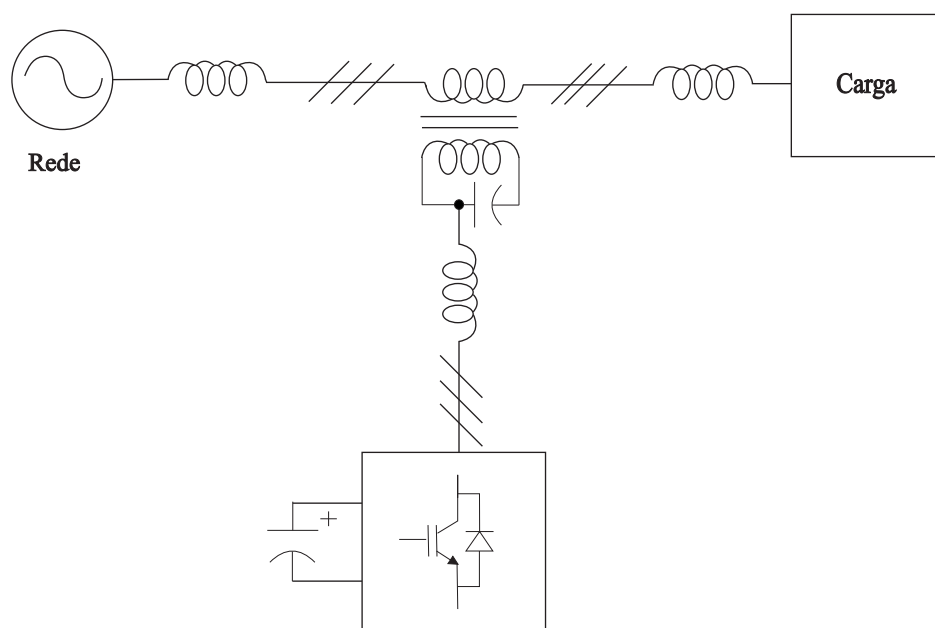


Figura 1.10: Filtro ativo série.

híbridas, que são a combinação de um filtro ativo, com potência reduzida, e componentes passivos tais quais transformadores, filtros passivos, capacitores e indutores. O filtro ativo paralelo com filtro passivo paralelo e o filtro ativo série com passivo paralelo são apresentados nas figuras 1.11 e 1.12, respectivamente, sendo esse último o mais utilizado. O uso dos filtros híbridos pode ser uma solução viável, mas devido ao uso de transformadores e diversos elementos passivos em alguns casos, o volume e o peso podem torná-los uma solução não atrativa. Todavia, é proposto em [5] um filtro híbrido sem uso de transformadores, assim reduzindo o volume e o peso do filtro.

Na estrutura proposta em [5] um filtro LC passivo por fase e um filtro ativo de baixa potência nominal são conectados em série sem o uso de transformador, dessa forma constituindo um filtro híbrido paralelo (Figura 1.13). O filtro LC tem o papel de absorver as correntes harmônicas produzidas pela carga não linear, enquanto o filtro ativo melhora as características de filtragem do filtro LC. A potência nominal do filtro ativo é bem menor que a de um filtro ativo convencional. Além do mais, o filtro LC não funciona apenas como um filtro de harmônicos, também filtra a ondulação (*ripple*) de chaveamento.

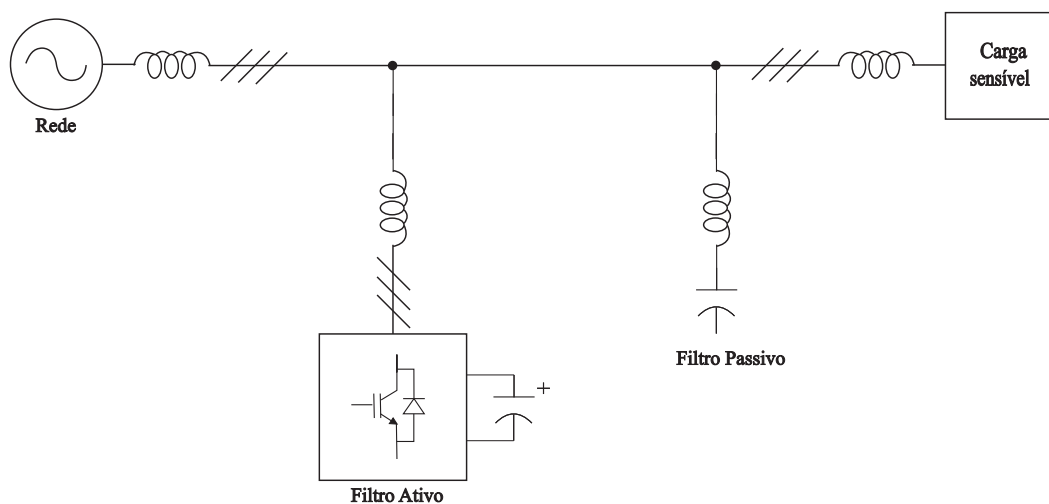


Figura 1.11: Filtro híbrido composto de filtro ativo paralelo com passivo paralelo.

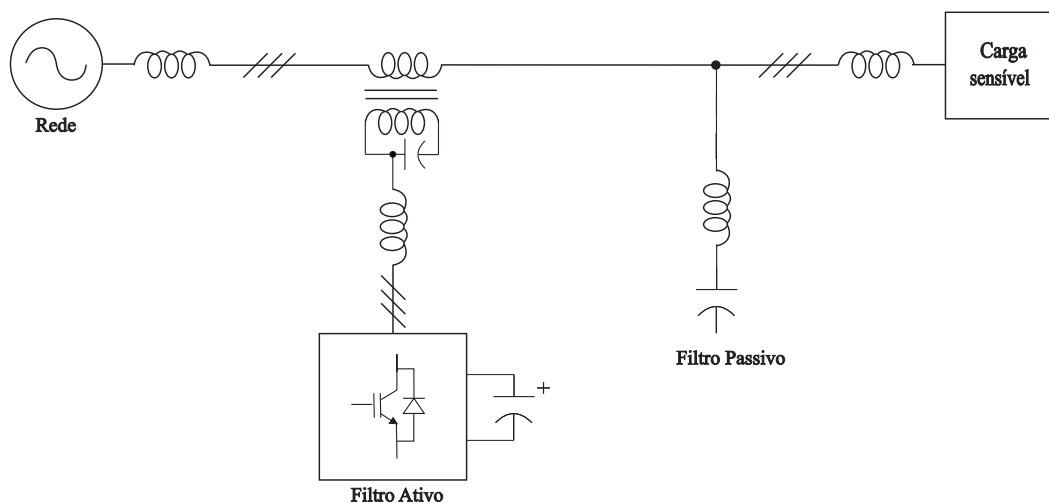


Figura 1.12: Filtro híbrido composto de filtro ativo série com passivo paralelo.

## 1.4 Filtro Universal

Até o momento foram descritas diversas topologias para compensar distúrbios de tensão e corrente, porém a instalação na rede de dois dispositivos separados não é uma alternativa economicamente interessante, tendo em vista seu custo elevado. Em 1989, foi descrito em [6] um sistema que integra tanto o controle de tensão quanto de corrente, onde os filtros ativos compartilham o mesmo barramento CC em uma configuração *back-to-back*. Esta configuração chamou a atenção de Fujita e Akagi que fizeram sua implementação prática com uma potência de 20 kVA. A topologia foi então nomeada de condicionador unificado de

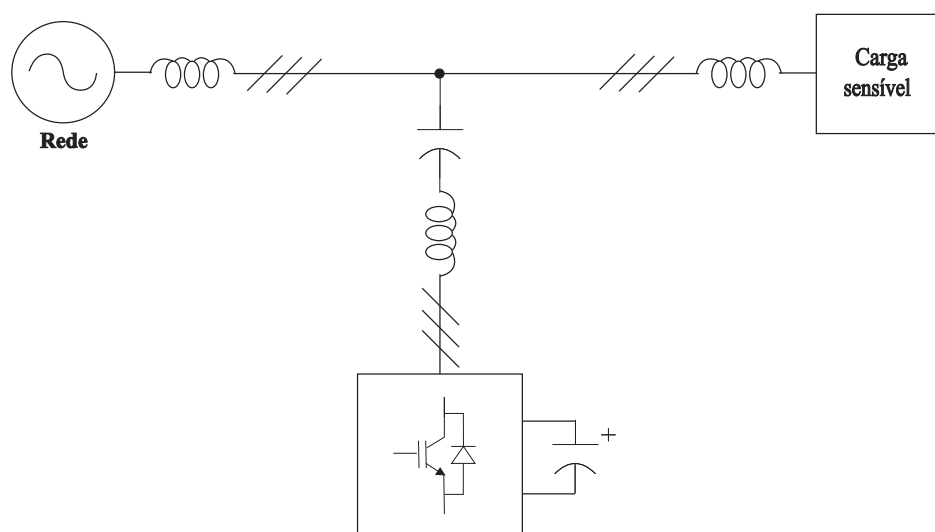


Figura 1.13: Filtro híbrido sem transformador proposto em [5].

potência (UPQC - *Unified Power Quality Conditioner*) [7].

Um UPQC é a integração de um filtro ativo série com um paralelo possuindo um barramento CC em comum e utilizando doze chaves. A topologia típica para um UPQC é apresentada na Figura 1.14. Neste equipamento a parte série é responsável pela mitigação das perturbações na tensão, tais como afundamentos, sobretensões, cintilamento, desbalanceamento e harmônicos. A compensação das tensões é realizada de modo que a tensão na carga permaneça o mais próximo possível dos valores nominais, balanceada e livre de distorções. Já a parte em paralelo é responsável por corrigir os problemas na qualidade da corrente causados pela carga, tais como baixo fator de potência e correntes harmônicas. A parte paralela injeta no sistema correntes de modo que as correntes da rede se tornam senoidais e em fase com as tensões da rede.

Os principais componentes do UPQC são:

1. Dois inversores - um deles é conectado em paralelo com a carga, funcionando como o filtro ativo paralelo, enquanto que o outro é conectado em série com a rede fazendo o papel do filtro ativo série;
2. Um barramento CC compartilhado - formado por um capacitor. Sua tensão é controlada pelo inversor conectado em paralelo;

3. Um indutor de acoplamento paralelo - que faz parte do filtro ativo paralelo e a rede. Às vezes, um transformador de isolamento é utilizado para isolar eletricamente o inversor da rede;
4. Um filtro LC - possui a função de bloquear as componentes de alta frequência provenientes do chaveamento do inversor série;
5. Transformador série - utilizado para ligação do inversor série com a rede.

Em um UPQC as tensões e correntes da carga e da rede, assim como a tensão no barramento CC são medidas e comparadas com valores de referência. Na ocasião de uma perturbação tanto na corrente quanto na tensão o sistema atua de modo a mitigar os seus efeitos. Outro fato importante é que o sistema de controle atua de modo a manter a tensão do barramento CC sempre no valor de referência.

A correção das correntes é realizada com base na seguinte equação:

$$i_{sh}(\omega t) = i_s^*(\omega t) - i_L(\omega t), \quad (1.2)$$

onde  $i_{sh}(\omega t)$ ,  $i_s^*(\omega t)$ ,  $i_L(\omega t)$  representam a corrente do inversor paralelo, a corrente de referência da rede e a corrente da carga, respectivamente.

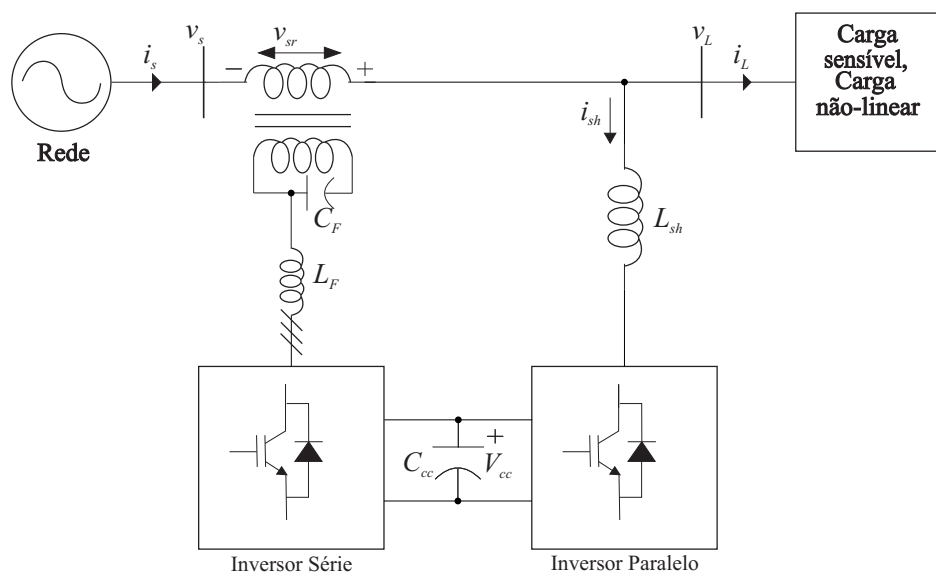


Figura 1.14: UPQC na configuração *back-to-back*.

As tensões a serem injetadas são determinadas pela equação:

$$v_{Sr}(\omega t) = v_i^*(\omega t) - v_s(\omega t), \quad (1.3)$$

onde  $v_{Sr}(\omega t)$ ,  $v_i^*(\omega t)$ ,  $v_s(\omega t)$  representam a tensão do transformador série, a tensão de referência da carga e a tensão da rede, respectivamente.

O controle da tensão do barramento CC é realizado comumente por um controlador PI, que atua de modo a corrigir rapidamente a tensão para seu valor de referência, mesmo em situações de afundamento, onde a energia do barramento CC é utilizada intensamente. O barramento CC é alimentado por meio do inversor paralelo.

Os UPQCs podem ser classificados de acordo com sua estrutura física ou de acordo com a capacidade de compensação dos afundamentos de tensão [8]. Na Figura 1.15 é mostrado um resumo das configurações descritas nas próximas subseções. As siglas utilizadas na Figura 1.15 são definidas na Tabela 1.1.

#### 1.4.1 Classificação de acordo com o número de fases

As cargas CA podem ser classificadas de acordo com a quantidade de fases que necessitam. As mais comuns são as monofásicas, tais como computadores, e as trifásicas alimentadas a três ou quatro fios, tais como motores. De acordo com o tipo da carga, foram desenvolvidas diversas topologias para os UPQCs. O objetivo é sempre melhorar a qualidade da energia, mas dependendo da carga certos efeitos se tornam mais relevantes do que outros.

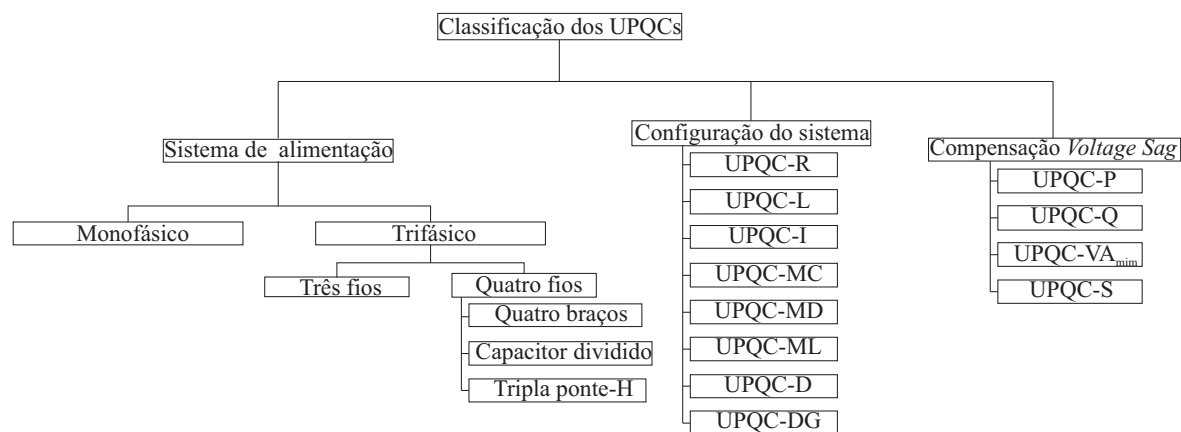


Figura 1.15: Resumo das topologias descritas.

Em um sistema monofásico as correntes reativas e harmônicos são os maiores problemas. Já no caso de um sistema trifásico a três fios, além das correntes harmônicas e reativo é necessário também considerar o desbalanceamento entre fases e defasagem entre elas. No caso de um sistema trifásico a quatro fios, além dos problemas já citados, deve-se controlar ainda a corrente de neutro.

A configuração mais usual de UPQC em um sistema monofásico a dois fios consiste de dois inversores em ponte com barramento CC compartilhado, sendo a parte série responsável por mitigar perturbações na tensão vista pela carga e a parte paralela por controlar as correntes, de modo que a rede forneça apenas componente fundamental em fase com a tensão. Além da estrutura tradicional, há estruturas com número reduzido de chaves (três braços, seis chaves), usando topologia de meia ponte no inversor paralelo [10]. É importante destacar que a redução do número de chaves pode afetar a capacidade de compensação do UPQC.

Nos sistemas trifásicos existem diversas topologias tanto para redes a três fios como também para redes a quatro fios. A Figura 1.16 mostra a configuração clássica de um UPQC para sistema a três fios.

Tabela 1.1: Siglas utilizadas na Figura 1.15 [9].

Sigla	Descrição
UPQC-D	UPQC distribuído
UPQC-DG	UPQC integrado com geração distribuída
UPQC-I	UPQC entre redes
UPQC-L	UPQC com inversor paralelo à esquerda
UPQC-MC	UPQC multiconversor
UPQC-MD	UPQC modular
UPQC-ML	UPQC multinível
UPQC-P	UPQC com mitigação de <i>sag</i> com potência ativa
UPQC-Q	UPQC com mitigação de <i>sag</i> com potência reativa
UPQC-R	UPQC com conversor paralelo à direita
UPQC-S	UPQC com mitigação de <i>sag</i> pelo controle de potência reativa
$\mathcal{U}PQC - V_{\Delta_{min}}$	UPQC com mínimo carregamento

Para redes elétricas trifásicas a quatro fios, pode-se utilizar a topologia com dois capacitores ligando-se o ponto médio entre eles ao neutro da rede (Figura 1.17). Possui o inconveniente de ter que garantir que as tensões nos dois capacitores do barramento CC sejam sempre iguais. Outra topologia utilizada para redes a quatro fios é a com quatro braços no inversor paralelo (Figura 1.18). Outra configuração possível é fazer a substituição do inversor paralelo por três inversores em ponte conectados à rede por meio de transformadores (Figura 1.19). As topologias apresentadas nas figuras 1.18 e 1.19 possuem uma grande quantidade de chaves ativas, o que encarece a implementação e aumenta as perdas por chaveamento.

#### 1.4.2 Classificação de acordo com a configuração

Os UPQCs podem ser classificados de acordo com a posição do inversor paralelo em relação ao inversor série. As topologias apresentadas até o momento são classificadas como sendo configuração direita (*right*), UPQC-R [11–24], com o inversor paralelo à direita do série. Ao trocar as posições do inversor paralelo e série, os UPQCs passam a ser classificados como configuração esquerda (*left*), UPQC-L, em [11, 22, 25–35].

Outra configuração possível para um UPQC é a em "I", ou configuração entre linhas, pois os inversores série e paralelo são conectados entre dois alimentadores, fazendo

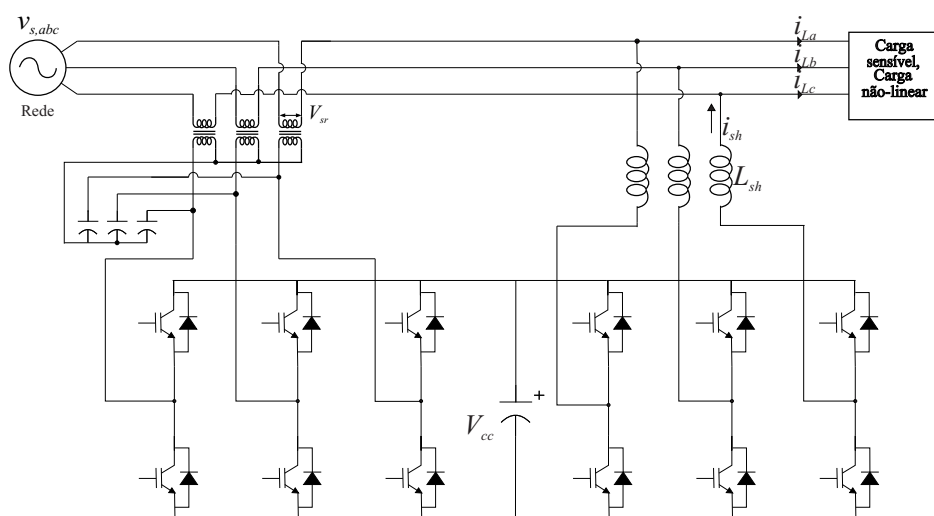


Figura 1.16: UPQC na configuração com doze chaves.

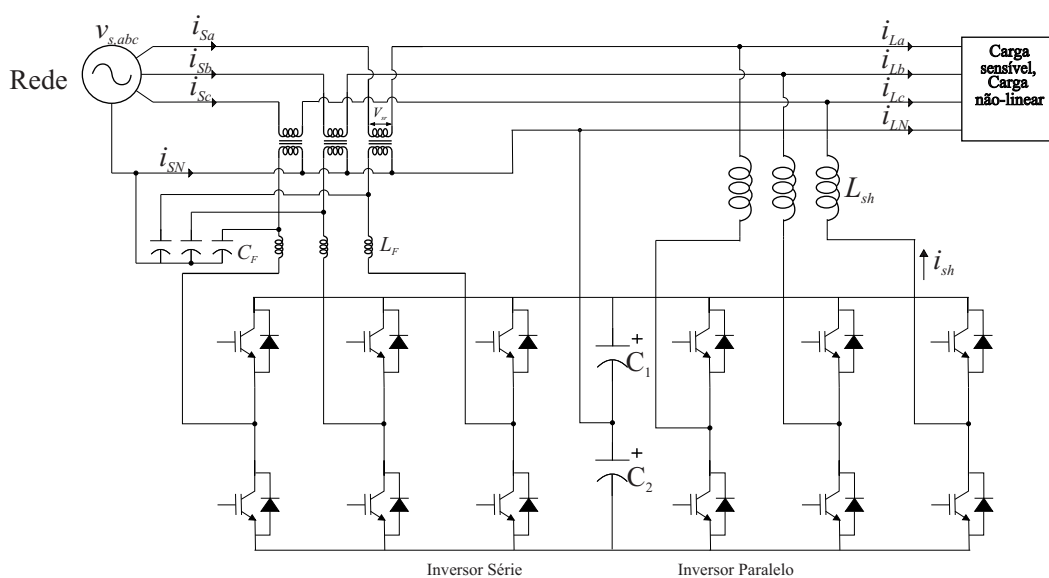


Figura 1.17: UPQC com dois capacitores no barramento CC.

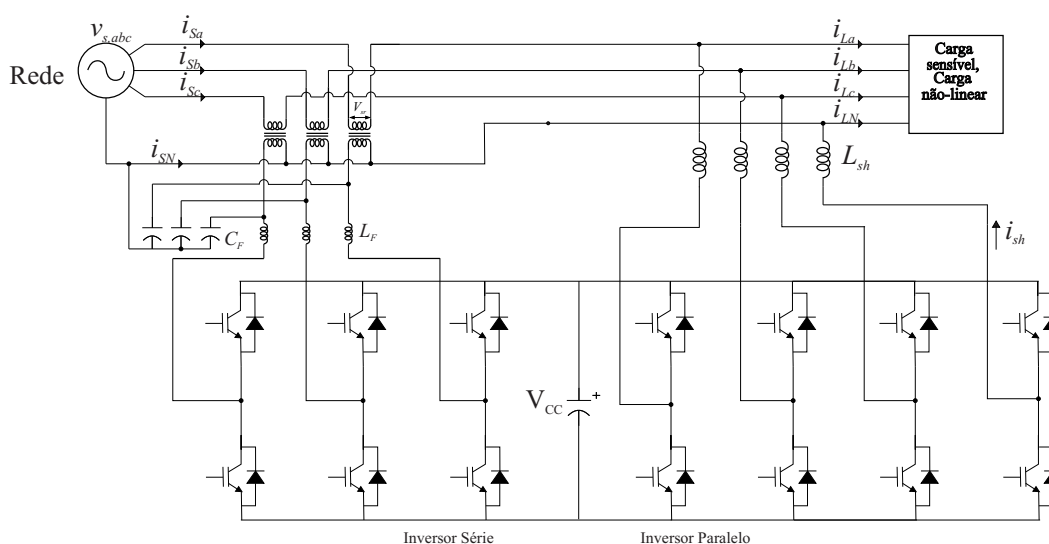


Figura 1.18: UPQC com inversor paralelo de quatro braços.

a regulação simultânea de ambos, como pode ser visualizado na Figura 1.20. Além disso, o UPQC-I [36] pode controlar e gerenciar o fluxo de potência ativa entre os dois alimentadores. Esta configuração, no entanto, possui certas limitações e só é usada em casos especiais. Os problemas relacionados à corrente (como harmônicos e desequilíbrio) podem ser efetivamente compensados apenas no alimentador em que o inversor paralelo está conectado. Além disso, os harmônicos nas tensões só podem ser adequadamente mitigados no alimentador em que o inversor série está ligado.



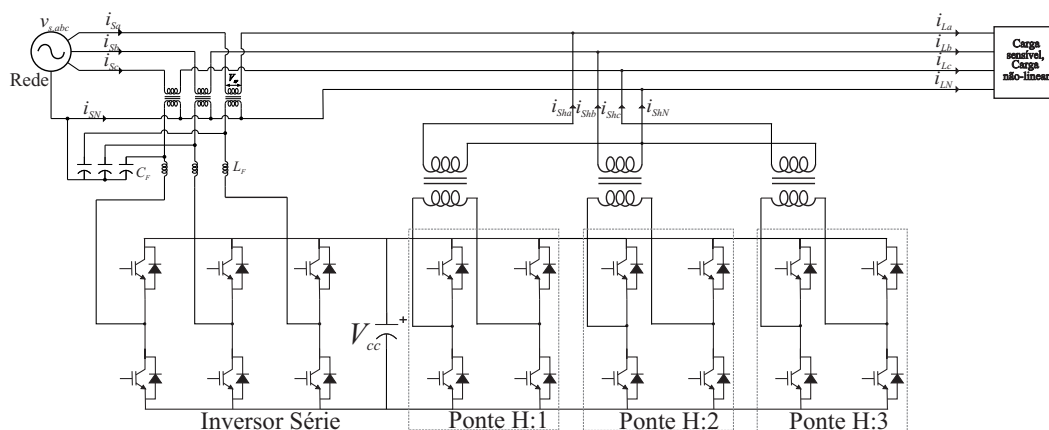


Figura 1.19: UPQC com inversor paralelo a partir de pontes monofásicas.

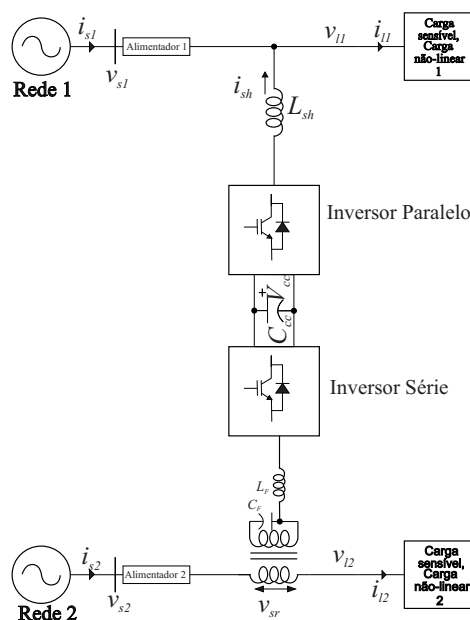


Figura 1.20: UPQC na configuração em I.

Com o objetivo de tentar melhorar o desempenho de compensação foram propostos UPQCs com um inversor adicional (UPQC-MC, *multiple converters*) [21], [23], [37] [38]. O terceiro inversor possui a função de controlar a tensão no barramento CC e pode ser conectado em série ou paralelo. Na Figura 1.21 é mostrada a possibilidade de conexão em paralelo do terceiro inversor.

O UPQC modular (UPQC-MD) foi proposto em [39] e [33], como ilustrado na Figura 1.22. Esta configuração é realizada fazendo uso de vários módulos em ponte, semelhante a ligar vários UPQCs monofásicos em cascata, em cada fase. Esta configuração pode se tornar

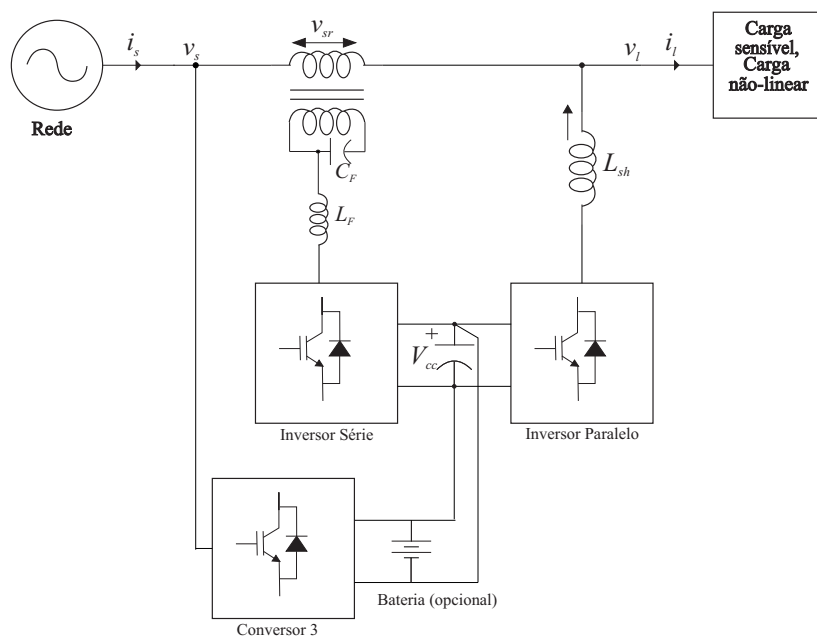


Figura 1.21: UPQC na configuração de múltiplos inversores.

interessante para médias tensões, pois a medida em que o número de módulos aumenta, a tensão ao qual cada um deles é submetido diminui. O UPQC multinível (UPQC, *multilevel*) com três níveis (Figura 1.23) foi proposto em [40], sendo esta uma alternativa ao UPQC modular para médias tensões, podendo ser realizado em diversos níveis.

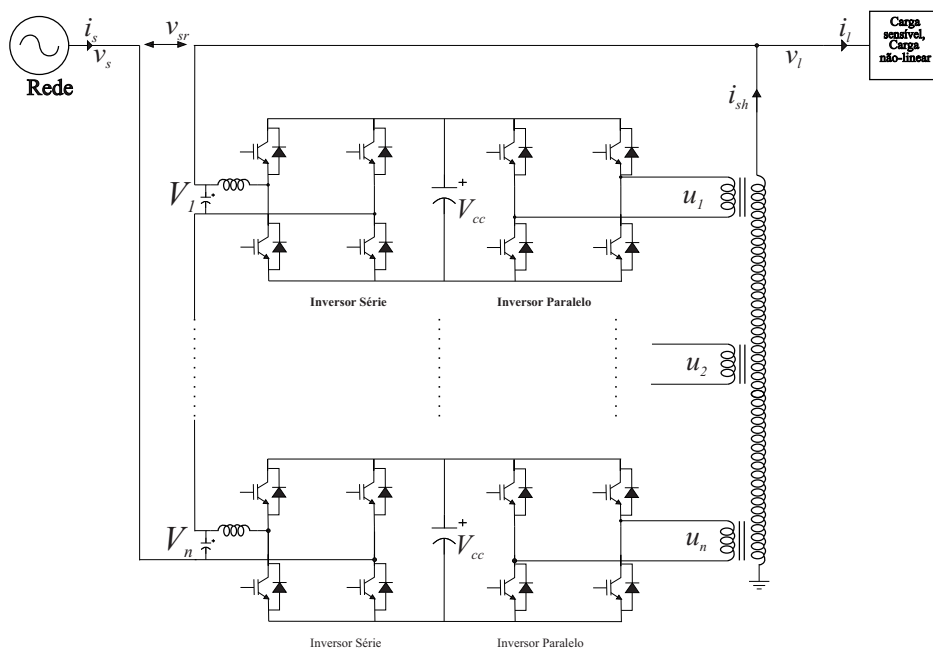


Figura 1.22: UPQC na configuração modular.

Normalmente os sistemas de distribuição em baixa tensão contam com um condutor de neutro, com a topologia UPQC-D (*Distributed UPQC*) é possível a compensação das correntes de neutro [41]

Com o crescimento acelerado da geração distribuída foi proposta a integração da geração distribuída para alimentação do barramento CC do UPQC sendo designado de UPQC-DG (*Distributed Generation*) [42], [43], [44], [32], [35].

### 1.4.3 Classificação de acordo com a compensação dos afundamentos de tensão

Uma classificação das formas pelas quais os UPQCs realizam a compensação da tensão é dada a seguir:

1. Controle com potência ativa (UPQC-P) - para a compensação efetiva da tensão o inversor série exige potência ativa e assim o inversor paralelo extrai mais potência, aumentando assim as correntes durante o afundamento [34, 39, 45–55];
2. Controle com potência reativa (UPQC-Q) - a ideia é injetar uma tensão em quadratura através do inversor série de forma que a soma vetorial da tensão da rede e da tensão injetada seja a nominal exigida pela carga [56–59];
3. Potência mínima injetada na carga (*UPQC – V.A<sub>mim</sub>*) - em vez de injetar a tensão em

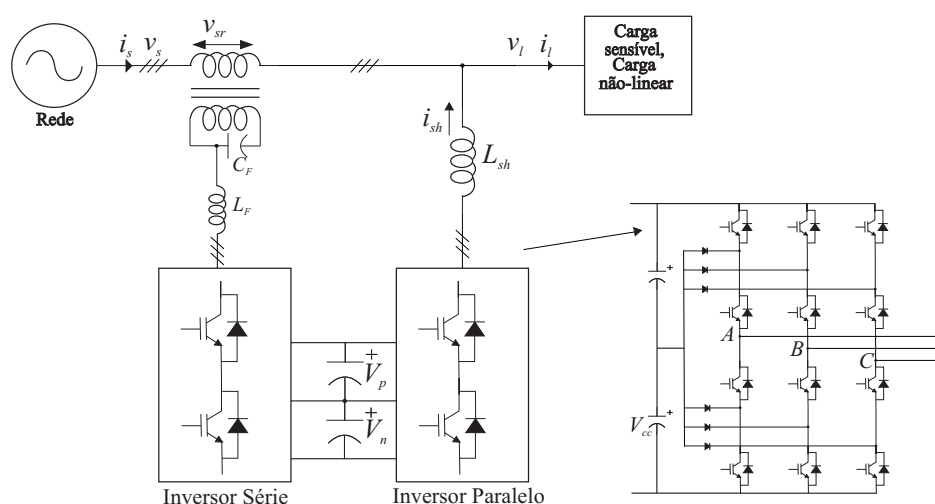


Figura 1.23: UPQC na configuração multinível.

quadratura ou em fase, na presente técnica, a tensão é injetada em um ângulo ótimo no que diz respeito à corrente [58–64];

4. Controle com potência ativa e reativa simultâneas (UPQC-S) - o inversor série injeta tanto potência reativa quanto ativa. A lógica de controle é complexa, porém sua implementação é simples [9].

As configurações mostradas dão alternativas para a realização de um UPQC. Algumas delas possuem maiores limitações de aplicação, seja por custo de implementação ou problemas de conexão à rede, e a escolha de uma ou outra depende muito do objetivo ao qual o UPQC será destinado.

Os componentes ativos de um UPQC representam boa parte do seu custo total de implementação. O UPQC convencional possui como desvantagem o custo elevado para sua implementação, pois faz uso de dois inversores (doze chaves), um para compensação em tensão e outro para compensação em corrente. Assim, topologias com menor quantidade de componentes ativos, como o UPQC de nove chaves [65] (Figura 1.24), tendem a ser bem aceitas pelo mercado.

Com o intuito de obter um condicionador de custo reduzido, mas ainda tendo bons níveis de compensação de harmônicos de corrente e afundamentos de tensão, propõe-se nesse trabalho o conversor de oito chaves (Figura 1.25). O conversor usa a estrutura de um DVR convencional e um conjunto de filtro LC passivo com um inversor de oito chaves de baixa potência conectados em série sem o uso de transformador [5].

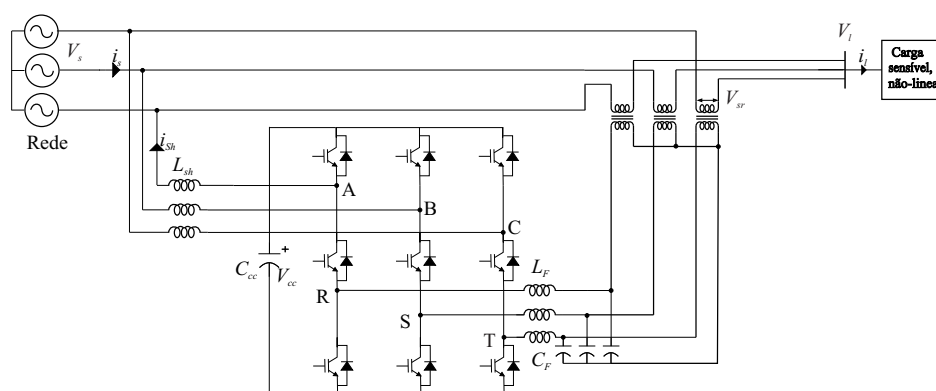


Figura 1.24: UPQC na configuração com nove chaves.

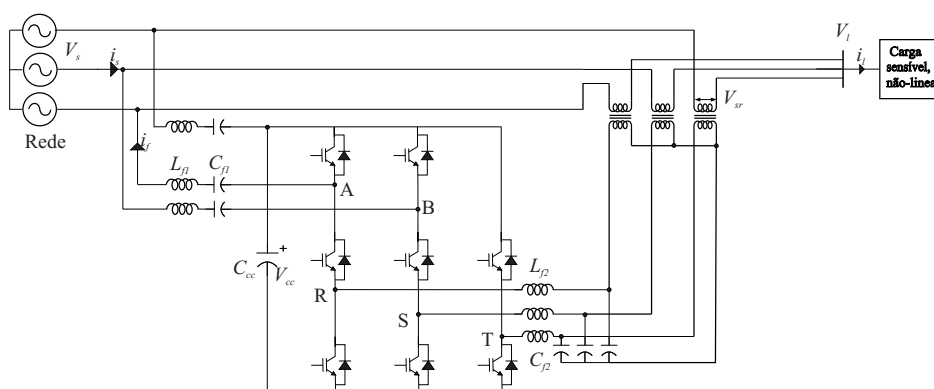


Figura 1.25: UPQC na configuração proposta com oito chaves.

## 1.5 Objetivos e Organização dos Capítulos

O objetivo principal do presente trabalho é o desenvolvimento de um conversor com oito chaves, tendo em vista que esta é uma estrutura mais barata que a topologia que faz uso de nove chaves, desde que usa uma chave a menos e trabalha com nível de tensão do barramento CC de menor valor devido à presença do filtro híbrido. Além disso, possui capacidade de compensação similar a obtida pelo condicionador de nove chaves.

O Capítulo 1 do presente trabalho apresenta a importância da qualidade de energia nos dias atuais além de alguns equipamentos desenvolvidos com o objetivo de mitigar os efeitos dos distúrbios, como o UPQC em diversas configurações.

No Capítulo 2 é detalhado o UPQC de nove chaves, que é a estrutura que inspirou o desenvolvimento do conversor de oito chaves. Mostram-se princípio de funcionamento, modelagem matemática e simulação que são utilizadas para comparações com o conversor de 8 chaves.

O Capítulo 3 apresenta a estrutura dos conversores de oito e nove chaves propostos. Projeto, modelagem, simulação e resultados experimentais são discutidos e é realizada a comparação entre as estruturas de condicionador com nove e com oito chaves.

No Capítulo 4, apresentam-se as conclusões deste trabalho, além de sugestões para trabalhos futuros.

# 2

## CONVERSOR DE NOVE CHAVES

O desenvolvimento de topologias que reduzam o custo da implantação de sistemas de qualidade de energia é fundamental para indústrias e grandes consumidores em geral. Nesse contexto, várias topologias foram ou estão sendo desenvolvidas com esse objetivo e dentre elas pode-se citar o conversor de nove chaves que é detalhado neste capítulo.

O conversor de nove chaves é uma topologia alternativa à tradicional, que faz uso de doze chaves. Essa é mais econômica em relação ao conversor tradicional, porém possui alguns limitantes como uma maior tensão do barramento CC, limitação da amplitude das tensões na saída devido ao compartilhamento das chaves intermediárias (centrais) e diferença de fase restrita entre os dois conjuntos de saída. Devido às relações de compromisso encontradas, este conversor ainda encontra algumas restrições a sua aplicação, mas essas limitações são compensadas pela quantidade reduzida das chaves ativas e pelo bom desempenho quando usado como UPQC [65].

### 2.1 Princípio de Funcionamento do Conversor de Nove Chaves

Como pode ser visualizado na Figura 2.1, o conversor de nove chaves é formado por três chaves semicondutoras em cada fase. Existe um barramento CC comum que pode ser um capacitor ou uma bateria, dependendo da aplicação a que será destinado o conversor. O conversor em questão utiliza PWM senoidal para obtenção dos pulsos de comando das

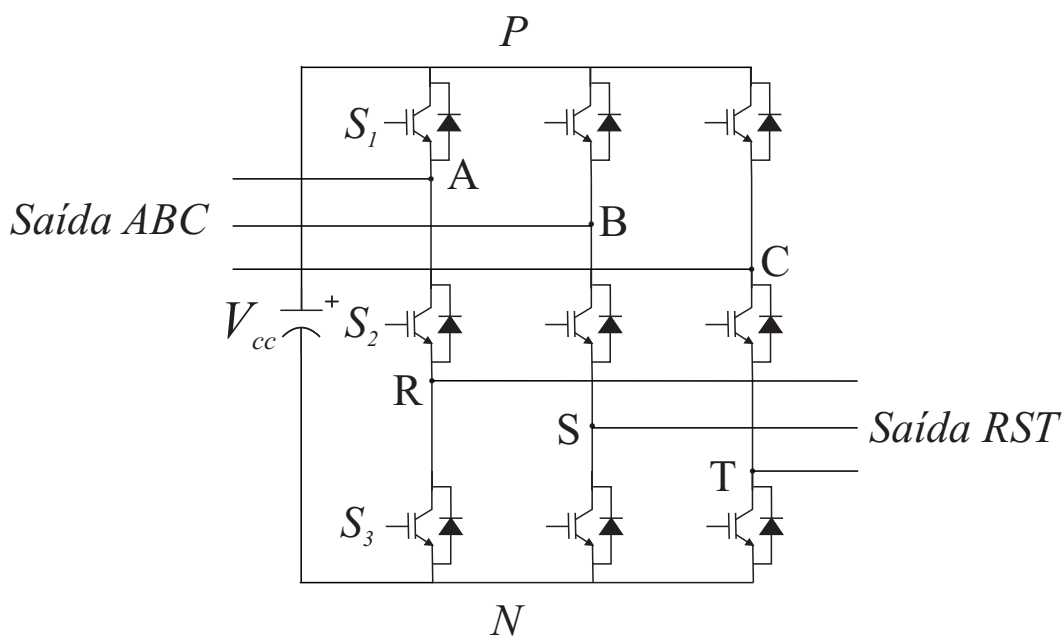


Figura 2.1: Conversor de nove chaves.

chaves, sendo uma etapa fundamental no funcionamento do conversor. Assim, na subseção seguinte são descritas algumas definições de PWM utilizadas rotineiramente.

### 2.1.1 Modulação por largura de pulso

O PWM possui ampla aplicação em eletrônica de potência, sendo utilizado em sistemas de acionamento e controle de motores, em controle de qualidade de energia, entre outras aplicações [66]. O PWM consiste na comparação de dois sinais, um em baixa frequência, denominado de referência, e outro de alta frequência, denominado de portadora. O resultado é um sinal de frequência fixa e largura de pulso variável.

Este tipo de modulação normalmente é composto por: sinal de referência, sinal da portadora, modulador, geração de sinal complementar, e tempo morto [66]. Estes parâmetros são descritos a seguir:

1. Sinal de referência: para se obter um sinal na saída de um conversor chaveado com a forma desejada, é necessário modulá-lo em alta frequência. Este sinal a ser modulado é a imagem da tensão (ou corrente) de saída desejada.
2. Sinal da portadora: é um sinal de alta frequência, na ordem de kHz. Este sinal deve

possuir uma frequência no mínimo duas vezes maior do que o sinal de referência (Teorema de Nyquist) [67], mas na prática, é necessário pelo menos dez vezes para que se tenha uma boa reprodução do sinal na saída do conversor. Este sinal é responsável pela frequência de chaveamento das chaves semicondutoras do circuito de potência.

3. Modulador: é o circuito responsável por comparar a referência com a portadora. A largura do pulso na saída do modulador varia de acordo com a amplitude da referência em comparação com a portadora (Figura 2.2).
4. Geração de sinal complementar: este sinal é necessário quando, por exemplo, existem duas chaves semicondutoras em um braço do conversor. O acionamento das chaves é feito de maneira inversa, ou seja, quando uma conduz, a outra está bloqueada (Figura 2.2).
5. Tempo morto: quando há uma configuração com duas ou mais chaves em um só braço do conversor, é necessário assegurar que as chaves não estejam todas ligadas ao mesmo tempo, pois provocaria um curto-circuito nos terminais do barramento CC. Para se evitar esse efeito é introduzido um tempo morto, em que todas as chaves permanecem abertas durante um curto espaço de tempo.

Existem algumas técnicas de PWM utilizadas em inversores [68]. No PWM senoidal (SPWM - *Sinusoidal PWM*) utiliza-se um sinal de referência senoidal que faz a largura dos pulsos variar de acordo com a sua amplitude. O fator de distorção e os harmônicos de mais baixa ordem são bastante reduzidos. Esta modulação é comumente utilizada em aplicações industriais. Usando a restrição de que duas chaves do mesmo braço não podem conduzir

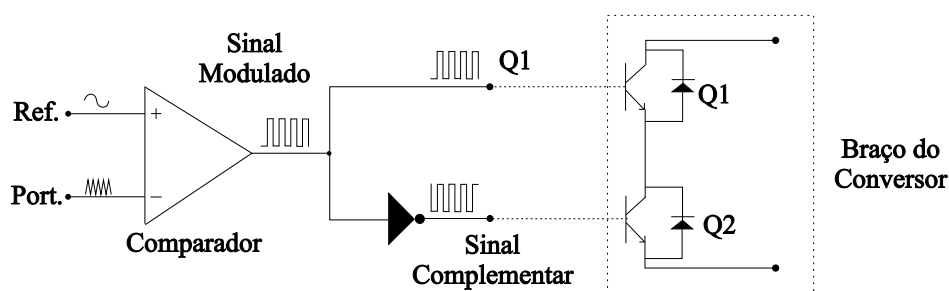


Figura 2.2: Esquema de PWM com sinais complementares.



simultaneamente, no caso de um conversor monofásico, Figura 2.3, a tensão instantânea de saída é mostrada na Figura 2.4 para o caso do PWM unipolar em que cada braço é controlado individualmente [68]. A frequência do sinal de referência,  $f_r$ , determina a frequência de saída do inversor,  $f_o$ , e o índice de modulação  $m$  controla a tensão eficaz de saída  $V_o$  em

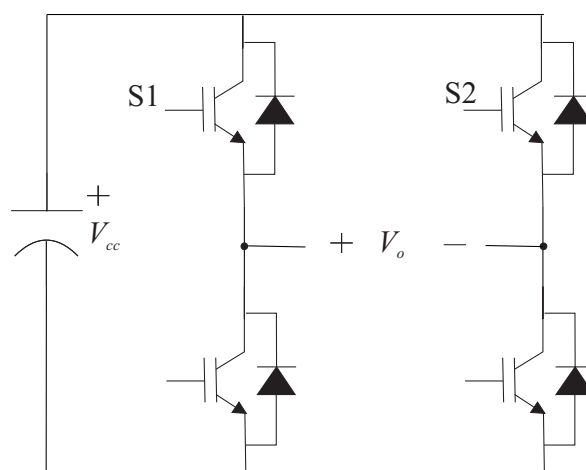


Figura 2.3: Inversor ponte completa monofásico.

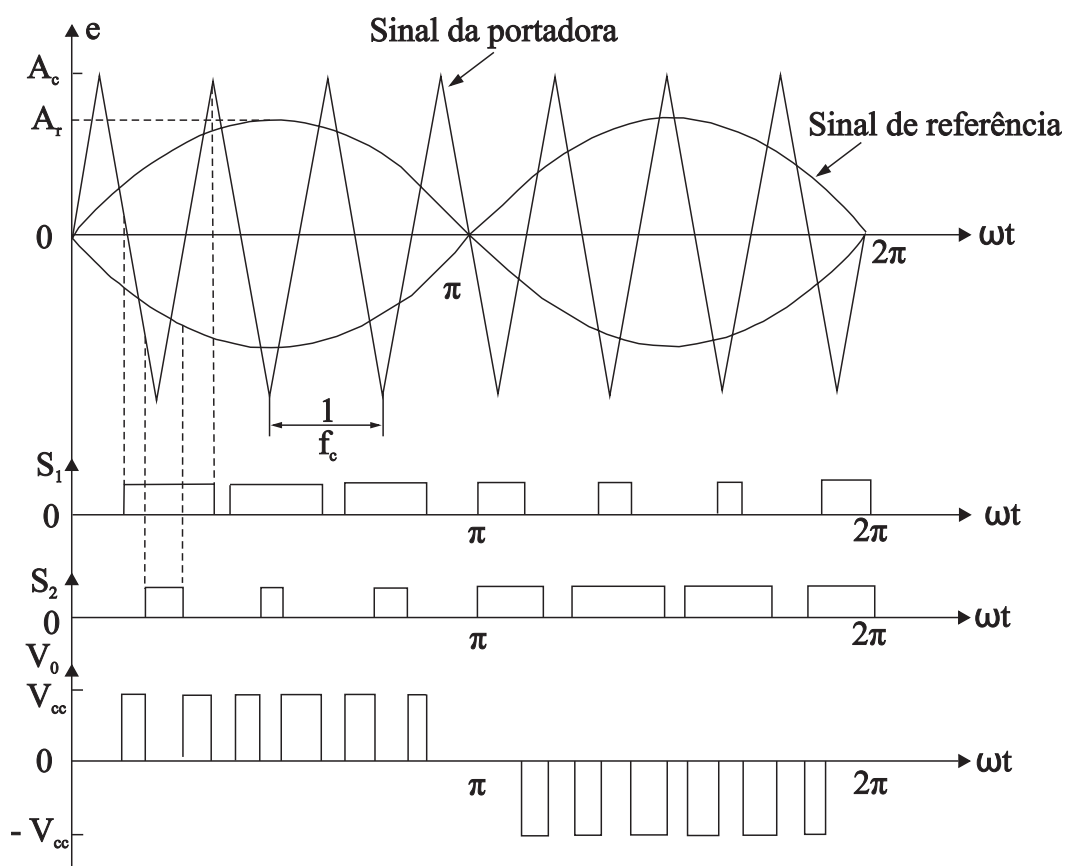


Figura 2.4: Funcionamento da técnica SPWM.

relação a sua amplitude máxima. O número de pulsos por semiciclo depende da frequência da portadora. Por se tratar de uma tipo de modulação amplamente utilizada em inversores e ser de fácil implementação o SPWM é a técnica escolhida para o conversor de nove chaves estudado nesse trabalho.

A técnica SPWM força os harmônicos a uma faixa de alta frequência em torno da frequência de chaveamento  $f_c$  e seus múltiplos, ou seja, em torno dos harmônicos  $m_f$ ,  $2m_f$ ,  $3m_f$ , e assim por diante. As frequências nas quais os harmônicos de tensão ocorrem podem ser relacionadas por

$$f_n = (jm_f \pm k)f_c \quad (2.1)$$

$$m_f = f_c/f_o, \quad (2.2)$$

onde  $m_f$  é a razão da frequência de modulação e  $f_n$  representa a frequência do n-ésimo harmônico.

A tensão máxima fundamental de saída na técnica SPWM é dada pela relação

$$V_{mi} = mV_{cc} \{ 0 \leq m \leq 1 \} \quad (2.3)$$

onde  $m$  representa o índice de modulação. Quando  $m > 1$  tem-se uma sobremodulação, que leva a uma operação com mais harmônicos de baixa ordem quando comparada à operação linear ( $m \leq 1,0$ ). Esta condição é normalmente evitada em aplicações que requeiram baixa distorção.

### 2.1.2 Limitações do conversor de nove chaves

Como a maioria das topologias com número reduzido de componentes, o conversor de nove chaves (Figura 2.1) possui limitações impostas aos seus estados de chaveamento, que podem ser encontrados na Tabela 2.1. Nesta topologia não é possível ter as saídas superiores (A, B, C) com tensões menores que as tensões das saídas inferiores (R, S, T), constituindo uma limitação. No entanto, esta restrição pode ser resolvida através da coordenação de duas referências de modulação por fase, de modo que as referências para as saídas superiores são sempre colocadas acima das referências para as saídas inferiores [65]. A imposição desta

regra na colocação das referências resulta nos sinais de gatilho desenhados na Figura 2.5 para três chaves de uma fase, como por exemplo,  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ .

Tabela 2.1: Estados das chaves e tensões das saídas do primeiro braço.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$V_{AN}$	$V_{RN}$
ON	ON	OFF	$V_{cc}$	$V_{cc}$
ON	OFF	ON	$V_{cc}$	0
OFF	ON	ON	0	0

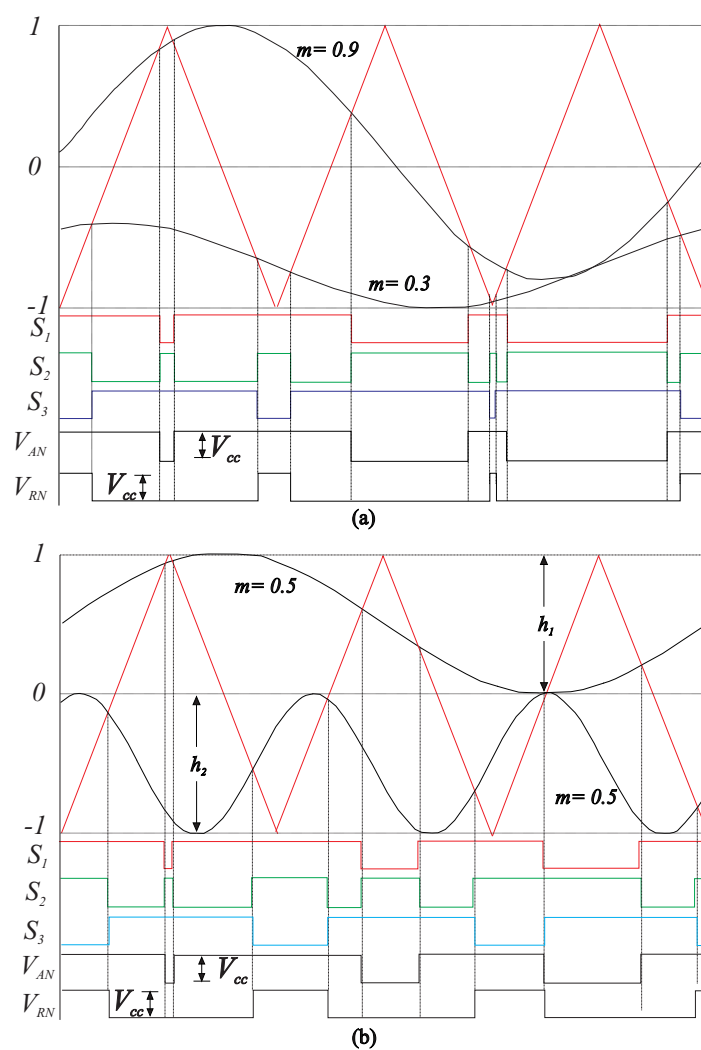


Figura 2.5: Sinais de gatilho: (a) frequências iguais e amplitudes diferentes; (b) frequências diferentes e amplitudes iguais.

A lógica que produz os sinais de gatilho das chaves  $S_1$  e  $S_3$  é a seguinte:

$$S_1 = \begin{cases} ON & \text{quando a referência superior é maior do que a portadora} \\ OFF & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$S_3 = \begin{cases} ON & \text{quando a referência inferior é menor do que a portadora} \\ OFF & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.5)$$

Já a chave intermediária tem sua lógica de comando dada por um ou-exclusivo (XOR) entre  $S_1$  e  $S_3$ , evitando-se assim a ocorrência de um curto-circuito no barramento CC.

$$S_2 = S_1 \oplus S_3 \quad (2.6)$$

Quando os sinais obtidos a partir de (2.4) a (2.6) são aplicados ao conversor de nove chaves levam às tensões  $V_{A\mathcal{M}}$  e  $V_{R\mathcal{M}}$  mostradas na Figura 2.5. Estas tensões mostram que o estado proibido  $V_{A\mathcal{M}} = 0$  e  $V_{R\mathcal{M}} = V_{cc}$  ao mesmo tempo é efetivamente bloqueado, pois as chaves intermediárias são comandadas por uma lógica XOR, impedindo assim a ocorrência deste estado. O bloqueio é, todavia, atendido pela não ocorrência de estados adicionais pela limitação das referências de amplitudes e mudança de fase. Essas limitações são especialmente relevantes para referências que possuem grandes amplitudes e/ou frequências diferentes, como pode ser visualizado pelos casos mostrados na Figura 2.5. No caso da Figura 2.5(a) são mostradas referências de mesma frequência limitadas em deslocamento de fase, enquanto que a Figura 2.5(b) mostra duas referências de frequências diferentes limitadas ao índice de modulação máximo de 0,5 cada. Esse índice de modulação máximo é extensível por 1,15 vezes se uma componente homopolar (terceiro harmônico) é adicionada, a fim de evitar o cruzamento.

A limitação detalhada na Figura 2.5(b) pode ser exemplificada por meio do conversor de nove chaves com sistema de controle duplo proposto em [69], onde as referências usadas para a modulação podem ter frequências diferentes de operação. Essas referências para os dois conjuntos de saída do conversor são ligadas a motores separados operando aproximadamente na mesma tensão, mas em frequências diferentes. Ambos os critérios de operação dos motores forçam as referências a compartilharem igualmente a portadora. A

máxima razão de modulação é dessa forma  $0,5 \times 1,15$  por fase. Embora seja tecnicamente viável, o compartilhamento da portadora não é favorável na prática, mesmo que seja para produzir a mesma tensão na saída pois limita a amplitude dos sinais de saída. A tensão do barramento CC é mantida no dobro do valor usual, e dessa forma o estresse de tensão nos semicondutores é ao menos duplicado. A duplicação da tensão não é, todavia, necessária na estrutura tradicional, o conversor *back-to-back*, e dessa forma também suporta o índice de modulação máximo. A duplicação da tensão do barramento CC é atribuída à redução pela metade dos índices de modulação impostas pelo conversor de nove chaves, e é, portanto, igualmente experimentada pelos acionamentos de motores de velocidade ajustável CA-CC-CA recomendados em [69], onde o conversor de nove chaves também opera em frequências diferentes.

Pelo mostrado até o momento, a impressão é que o conversor de nove chaves não é tão atrativo, pois sua vantagem de reduzir componentes é facilmente encoberta pelas limitações, especialmente nos casos de frequências diferentes nos terminais de saída. Tais limitações porém, não estão presentes em todos os casos. Até o momento, somente foram observadas aplicações que apresentam os problemas descritos, onde o conversor de nove chaves é usado para substituir dois conversores conectados em paralelo. Para estes conversores em paralelo a banda da portadora deve ser igualmente dividida entre eles, dando origem as dificuldades identificadas anteriormente. Ao invés de substituir dois conversores em paralelo, o conversor de nove chaves é mais indicado para ser usado em substituição a um conversor *back-to-back*, na configuração série-paralelo, como pode ser encontrado em aplicações de qualidade de energia [65].

## 2.2 Condicionador de Energia de Nove Chaves

Sob condições normais de operação, as tensões de saída do conversor paralelo são consideravelmente maiores se comparadas às tensões introduzidas pelo conversor série na rede elétrica (Figura 2.6). Isso significa que a referência de modulação necessária para o conversor paralelo é muito maior do que aquela associada ao conversor série. Tendo em

vista essa situação, a faixa de compensação ( $h_1$ ) do conversor paralelo pode ser muito maior do que a faixa de compensação ( $h_2$ ) do conversor série, ou seja  $h_1 \gg h_2$ , como mostrado na Figura 2.7(a).

Com relação à divisão da faixa de compensação entre  $h_1$  e  $h_2$ , é necessária uma tensão maior no barramento CC do que no conversor *back-to-back*, mas o aumento pode ser bastante reduzido em relação ao uso de faixas idênticas ( $h_1 = h_2 = 0,5$ ). Em [70] por exemplo, com injeção de terceiro harmônico na referência, o índice de modulação do conversor série pode ser tão baixo como  $0,05 \times 1,15$  ( $h_2 \times m_{max}$ ) e o incremento na tensão do barramento CC é em torno de apenas 5%. Também considerando a injeção de terceiro harmônico na referência, o índice de modulação máximo para o conversor paralelo é  $0,95 \times 1,15$  ( $h_1 \times m_{max}$ ), ao invés de 1,15 no conversor *back-to-back*.

A faixa  $h_2$  poderia ser nula se uma rede ideal sem distorção e com tensão nominal fosse

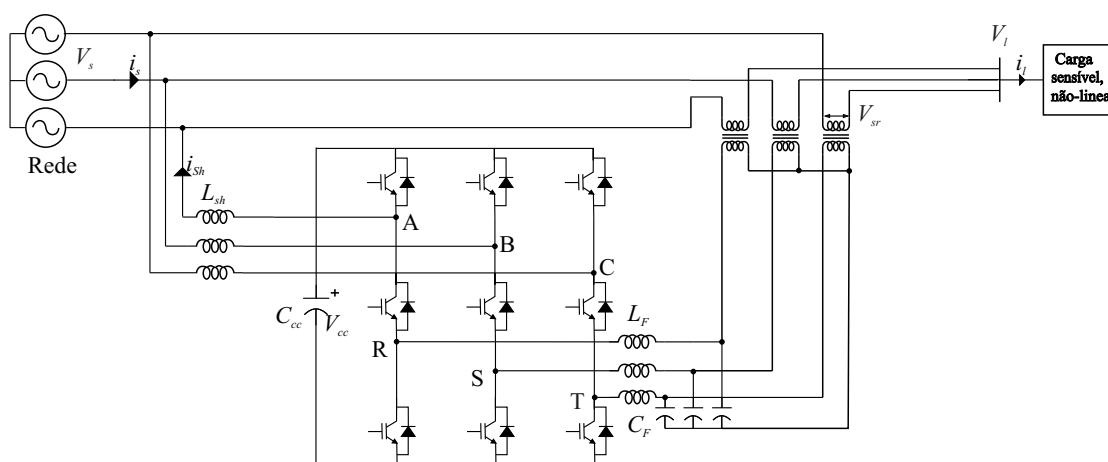


Figura 2.6: Esquema de ligação do conversor de nove chaves.

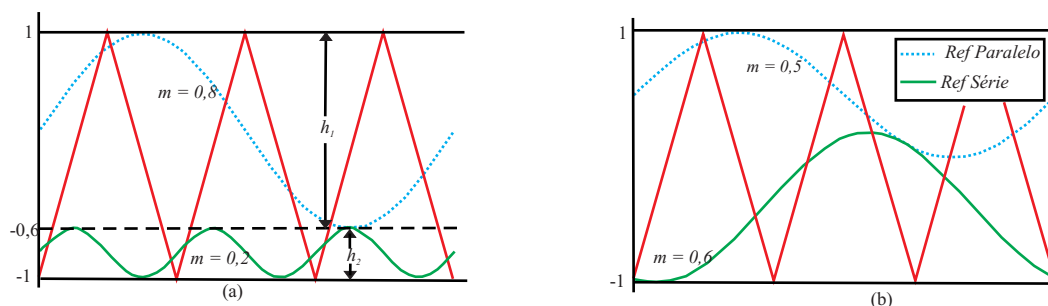


Figura 2.7: Transição das referências de modulação: a) sem afundamento; b) com afundamento.

considerada. Neste caso, as chaves inferiores, como  $S_3$ , Figura 2.1, permaneceriam sempre ativas e curto-circuitando as saídas do transformador série, evitando perdas desnecessárias por chaveamento. Não seria necessário aumentar a tensão no barramento CC e a máxima tensão do conversor paralelo poderia ser produzida com o índice de modulação de 1,15. Entretanto, para as redes elétricas atuais com grande número de cargas não lineares distribuídas, distorções na tensão são relativamente comuns, uma vez que fluem harmônicos de corrente pela linha, causando a distorção da tensão no ponto de acoplamento comum (*Point of Common Coupling* - PCC). Dessa forma a compensação série dos harmônicos ou tensão do PCC é tecnicamente necessária [65]. Portanto, substituir o conversor *back-to-back* na configuração série-paralelo pelo conversor de nove chaves é uma opção aceitável, que economiza três chaves semicondutoras, uma vez que as chaves encontradas no conversor *back-to-back* para compensação série são subutilizadas.

No entanto, há outra questão a ser resolvida, que é estudar a capacidade de compensação do conversor sob condição de afundamento de tensão. Para esta finalidade, a tensão  $V_s$  (Figura 2.6) é reduzida por alguma falha no sistema elétrico, fazendo com que os terminais superiores do conversor de nove chaves operem com tensão da rede reduzida. Por outro lado, as chaves inferiores são controladas para injetar tensões de compensação na frequência fundamental ( $V_{sr} = V_l - V_s$ , onde  $V_l$  é a tensão de referência na carga), a fim de manter a tensão na carga perto do seu valor de pré-falta. Neste cenário de operação, a faixa de compensação do conversor série é ampliada para incluir a componente fundamental de tensão a ser injetada e ocorre uma redução na faixa de compensação do conversor paralelo (Figura 2.7(b)), com a mesma limitação de mudança de fase já mencionada. Felizmente, essa limitação não impede o funcionamento do conversor de nove chaves, pois a injeção de uma tensão série de valor elevado com a demanda de mudança de fase é usualmente acompanhada por um afundamento de tensão severo no PCC e portanto, uma redução muito pequena na referência de modulação do conversor paralelo. Com a diminuição da referência do conversor paralelo, existe mais liberdade para a referência série variar, como percebido na Figura 2.7(b) [65].

Finalmente, o conversor de nove chaves pode operar bem sob condições normais e de afundamentos de tensão devido a sua sintonia complementar entre a referência série e

paralela com a portadora compartilhada. A adequação do conversor de nove chaves para uma configuração série-paralelo é estabelecida sem quaisquer limitações práticas rigorosas, ao contrário do seu uso para substituir dois conversores conectados em paralelo.

### 2.2.1 Controle do lado série do conversor

As perturbações provocadas pelas oscilações de tensão são muito frequentes na rede elétrica, sendo responsáveis por perdas de equipamentos e paralisações em processos industriais. A norma internacional que mais se destaca nesse âmbito é a IEEE 1159 [3], que dentre outras coisas define o termo variação de tensão de curta duração como sendo um evento que possui duração superior a meio ciclo e inferior ou igual a um minuto, com a magnitude do valor eficaz ultrapassando uma faixa de tolerância de  $\pm 10\%$ . A norma citada classifica estas variações de acordo com a Tabela 2.2, onde  $c$  indica ciclos do período fundamental da tensão.

A *Computer and Business Equipment Manufacturers Association* (CBEMA) desenvolveu, na década de 1970, uma curva de sensibilidade de computadores, mostrada na Figura 2.8. Ao longo do tempo a mesma sofreu diversas alterações e há uma forte tendência que a mesma seja substituída pela curva desenvolvida pelo *Information Technology Industry Council* (ITIC), que engloba os equipamentos de tecnologia da informação. A curva ITIC é mostrada na Figura 2.9. Considerando que a curva ITIC é mais utilizada atualmente, neste

Tabela 2.2: Classificação das variações de tensão segundo a norma IEEE 1159 [3].

Classificação		Magnitude (mag)	Duração (d)
Instantâneo	Elevação	$1,1 \text{ pu} < \text{mag} < 1,8 \text{ pu}$	$0,5c < d < 30c$
	Afundamento	$0,1 \text{ pu} < \text{mag} < 0,9 \text{ pu}$	
Momentâneo	Elevação	$1,1 \text{ pu} < \text{mag} < 1,4 \text{ pu}$	$30c < d < 3s$
	Afundamento	$0,1 \text{ pu} < \text{mag} < 0,9 \text{ pu}$	
	Interrupção	$\text{mag} < 0,1 \text{ pu}$	$0,5c < d < 30s$
Temporário	Elevação	$1,1 \text{ pu} < \text{mag} < 1,2 \text{ pu}$	$3s < d < 30s$
	Afundamento	$0,1 \text{ pu} < \text{mag} < 0,9 \text{ pu}$	
	Interrupção	$\text{mag} < 0,1 \text{ pu}$	



trabalho a mesma foi adotada para o projeto do controle série do conversor de nove chaves.

A função do controle do conversor série é a compensação de distúrbios de tensão, tais como afundamentos e sobretensões. O diagrama de blocos deste controle é mostrado na Figura 2.10. As tensões da carga e da rede são comparadas com a tensão de referência e o erro é utilizado na entrada de um controlador proporcional-integral (PI). Com o objetivo de melhorar o desempenho do sistema é introduzida uma alimentação positiva (*feedforward*). Trata-se de um sistema de controle simples, uma vez que a transformação para o referencial  $dq$  em fase com a tensão da rede torna as grandezas medidas em valores contínuos, havendo a necessidade apenas de um controlador PI.

Para realizar as transformações  $abc-dq$  é necessário ter-se a referência angular da tensão da rede e para tanto faz-se uso de um PLL (*Phase Locked Loop*). Basicamente para obter a referência angular da tensão o PLL procura um ângulo que faça a tensão de eixo em quadratura igual a zero, levando a tensão de eixo direto a ficar em fase com a tensão da rede. O diagrama do PLL utilizado é mostrado na Figura 2.11 [65].

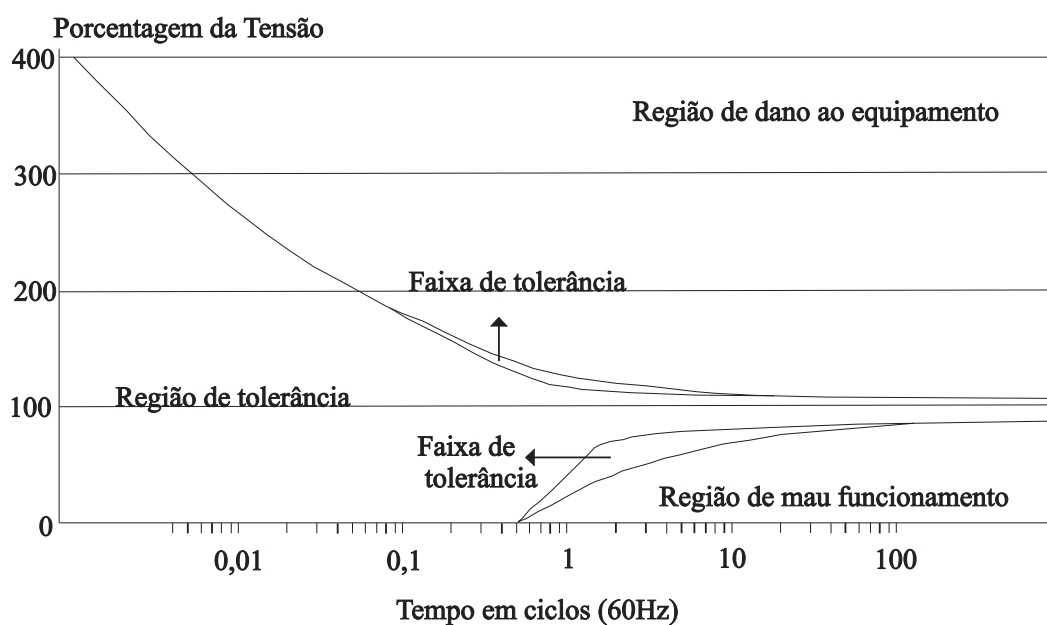


Figura 2.8: Curva de sensibilidade de computadores (CBEMA).

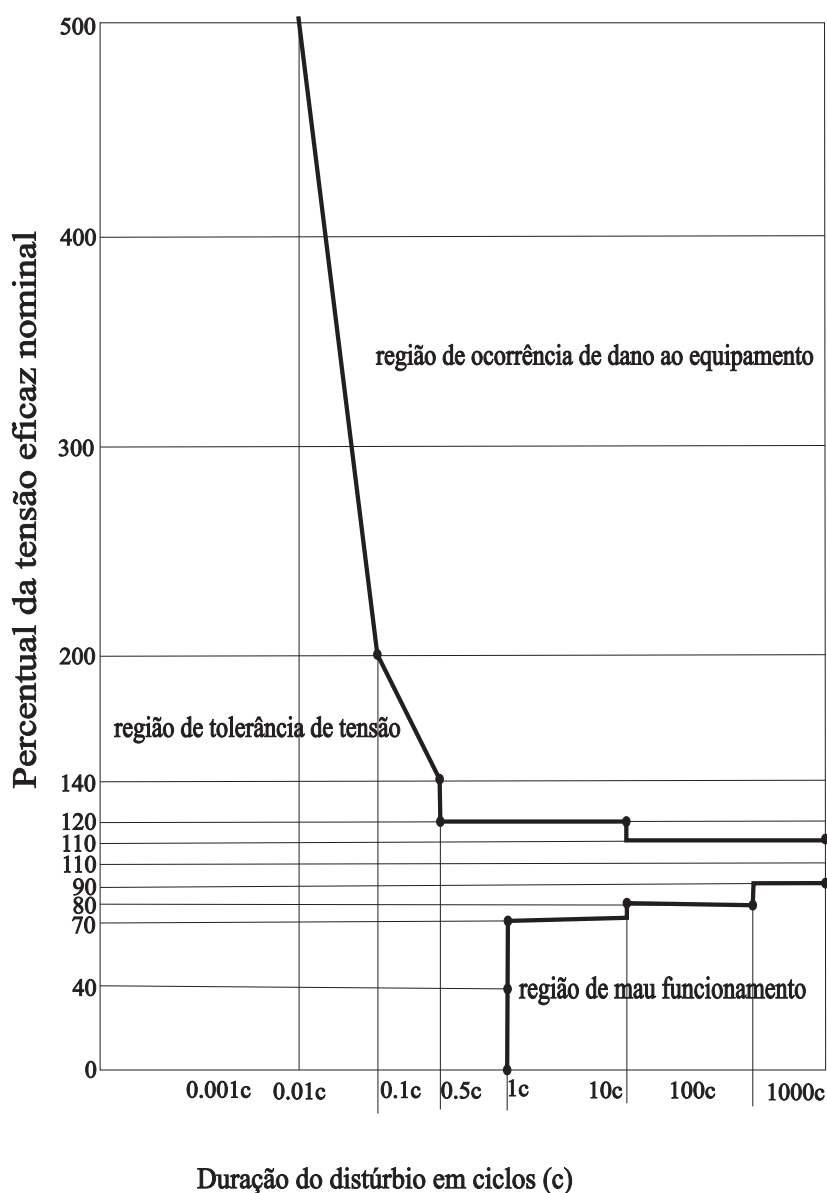


Figura 2.9: Curva de sensibilidade de equipamentos de tecnologia da informação (ITIC).

### 2.2.2 Controle do lado paralelo do conversor

O objetivo do controle de corrente é a compensação de harmônicos gerados pela carga de modo que a rede apresente correntes com a menor quantidade possível de distorções. Além da compensação de harmônicos, o controle do conversor paralelo é responsável por carregar o capacitor do barramento CC. O diagrama de blocos deste controle é mostrado na Figura 2.12. O controlador PI é responsável por controlar a tensão do barramento CC e tem sua saída somada a saída do filtro passa altas (FPA) que tem a função de retirar as componentes

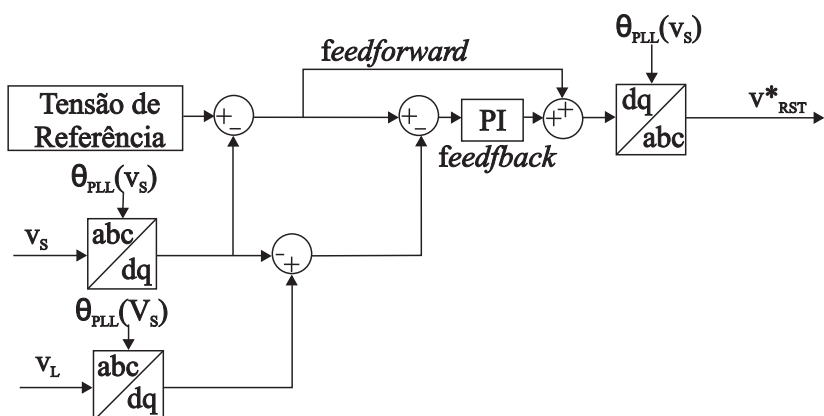


Figura 2.10: Diagrama de blocos do controle série.

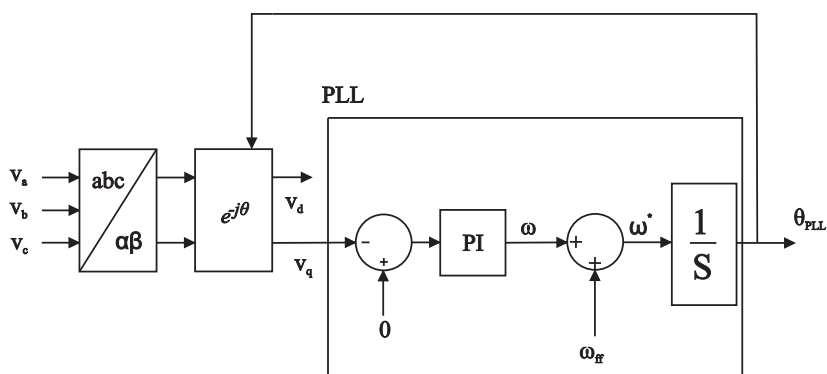


Figura 2.11: Esquema do PLL utilizado.

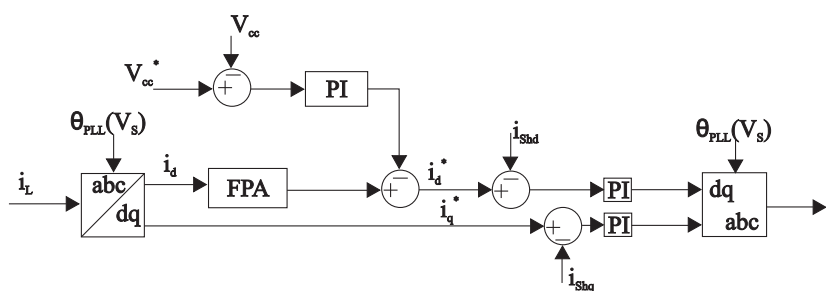


Figura 2.12: Diagrama de blocos do controle paralelo.

de alta frequência para que sejam injetadas pelo filtro. Novamente todas as transformações são realizadas tendo como referência angular a saída do PLL [65].

## 2.3 Resultados de simulação

Para avaliar os resultados mostrados em [65] foram desenvolvidas simulações em MATLAB/SIMULINK do conversor em questão. Os parâmetros utilizados para simulação foram: Tensão de pico nominal de linha de 155V, Resistência da carga CC de  $38,75\Omega$ , Capacitor do barramento CC ( $C_{cc}$ ) de  $4700\ \mu\text{F}$ , indutância do filtro ativo ( $L_{sh}$ ) de 5mH, Capacitor do filtro passivo do DVR ( $C_F$ ) de  $30\ \mu\text{F}$  e a indutância ( $L_F$ ) do DVR de 0,5mH. Os dados são resumidos na Tabela 3.1.

A tensão da rede selecionada é a mesma que foi utilizada nos experimentos práticos, daí sua escolha. A tensão do barramento CC utilizada foi de 270V.

A corrente na fase A da rede e da carga é mostrada na Figura 2.13 e obteve-se um THD de 2,77% na referida fase. Nas fases B e C o THD obtido foi de 2,68% e 2,76% respectivamente.

A compensação das tensões também foi simulada e se mostrou eficiente e os resultados foram obtidos para afundamentos de tensão de 20% e 35%. As tensões foram compensadas em menos de um ciclo e portanto capaz de manter a carga sensível em funcionamento com afundamentos de tensão. O lado paralelo foi capaz de controlar as tensões do link CC mesmo com o afundamento severo de 35%. Os resultados são mostrados nas Figuras 2.14, 2.15, 2.16 e 2.17.

Tabela 2.3: Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Amplitude da tensão de linha	$V_s$	155V
Frequência da rede	$f_s$	60Hz
Tensão de referência do barramento CC	$V_{cc}$	170V
Capacitor do barramento CC	$C_{cc}$	$4700\ \mu\text{F}$
Indutor do filtro ativo (7° harmônico)	$L_{f1}$	5mH
Capacitor do DVR	$C_{f2}$	$30\ \mu\text{F}$
Indutor do DVR	$L_{f2}$	0,5mH
Indutor na entrada da carga	$L_{AC}$	1,32mH
Resistência da carga CC	$R_L$	$33\Omega$

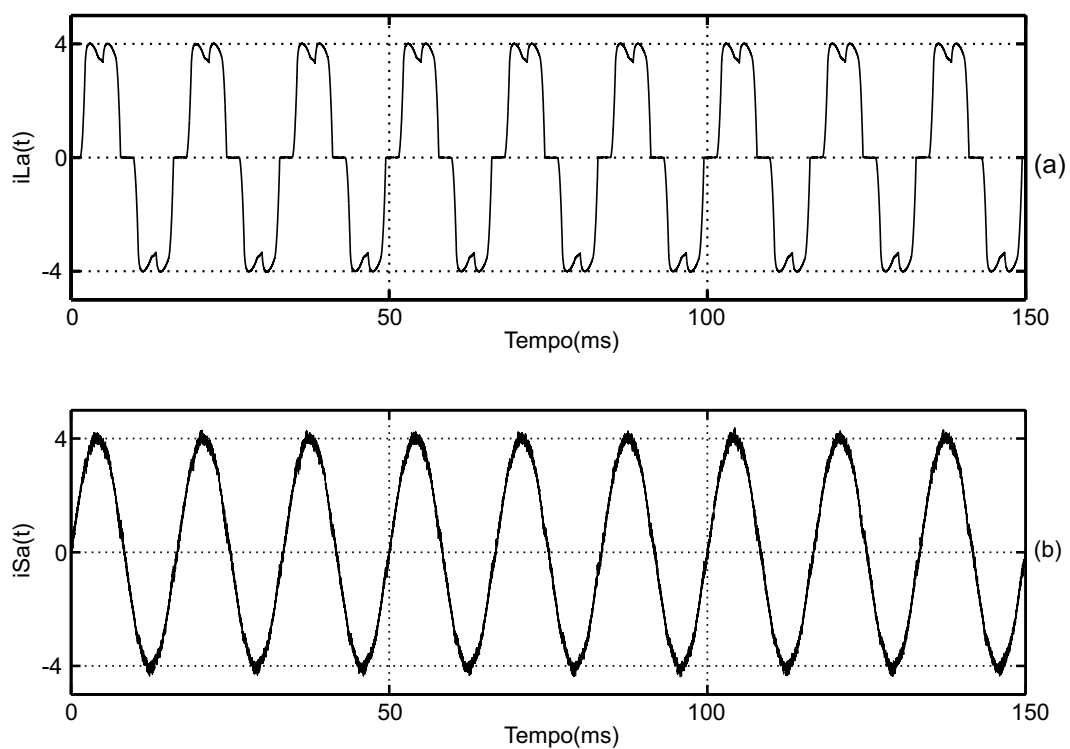


Figura 2.13: Controle das correntes.

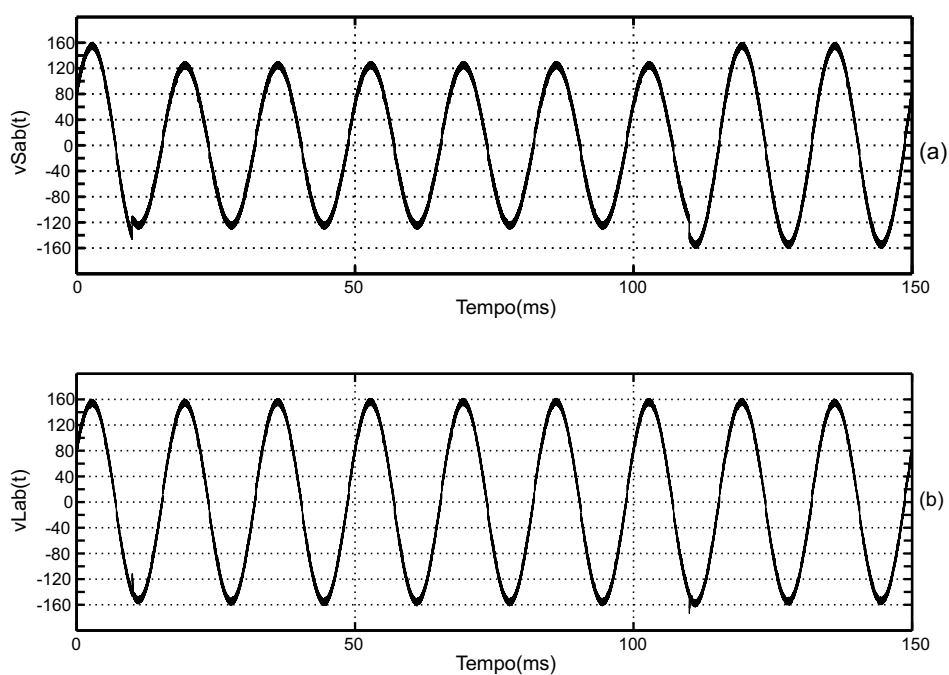


Figura 2.14: Mitigação de afundamento de tensão de 20%.

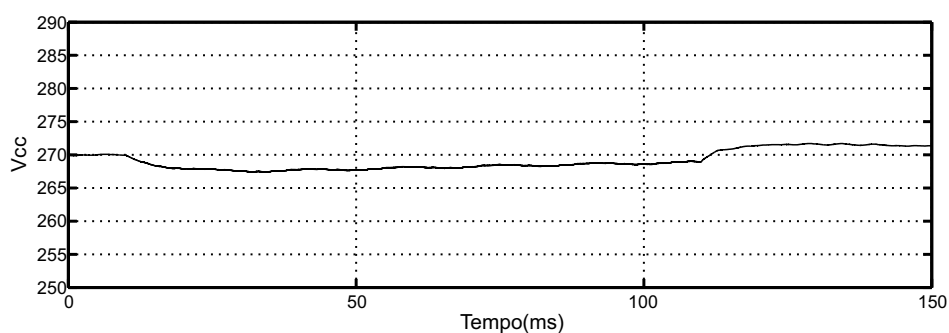


Figura 2.15: Link CC durante de afundamento de tensão de 20%.

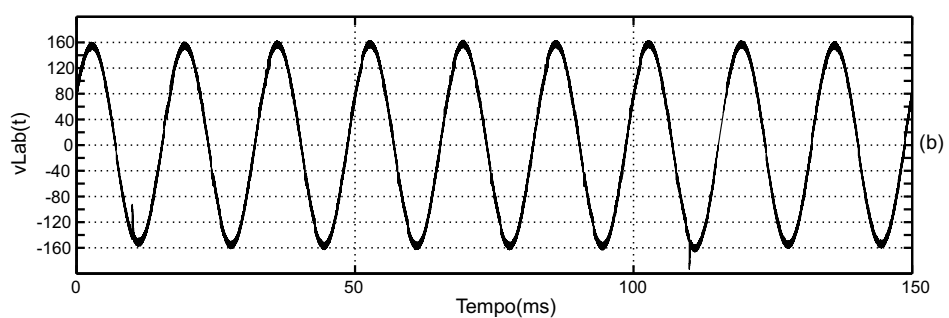
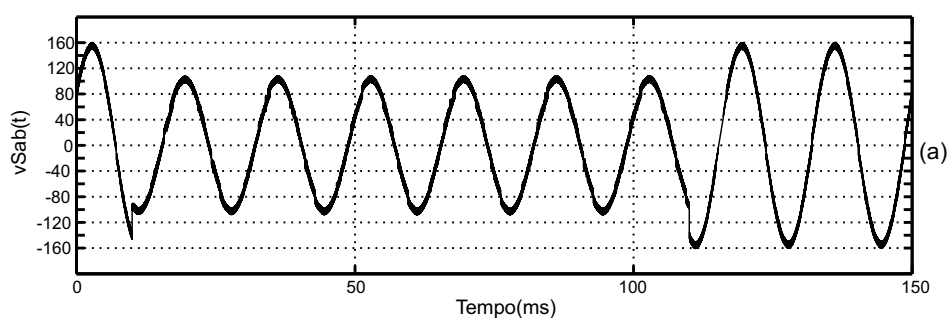


Figura 2.16: Mitigação de afundamento de tensão de 35%.

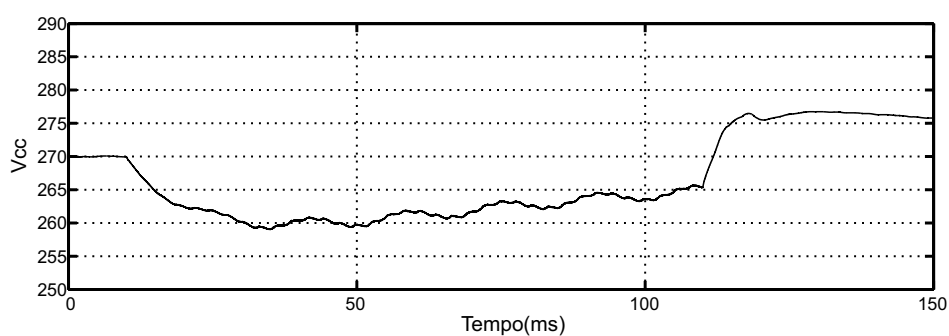


Figura 2.17: Link CC durante de afundamento de tensão de 35%.

## 2.4 Comparação entre os Condicionadores de Doze e Nove Chaves

Na configuração *back-to-back*, há o controle independente dos conversores série e paralelo, dessa forma, há duas portadoras, diferentemente do caso exemplificado na Figura

2.5 para o conversor de nove chaves. Isso significa que  $h_2 = 0$  e o barramento CC pode ser ajustado no mínimo de  $V_{cc-12} = 2\sqrt{2}/1,15$  p.u., se a tensão eficaz nominal da rede é tomada como base. As tensões nominais do capacitor do barramento CC e das chaves dos conversores série e paralelo têm que ser maiores que este valor. A corrente nominal das chaves do conversor série deve ser maior que  $(1+k)$  p.u., considerando a adição de uma margem de segurança e tratando a corrente eficaz nominal como base. O termo  $k$  então representa o total dos harmônicos de baixa ordem e componentes reativos da corrente de carga, cujo o negativo  $-k$  representa a corrente nas chaves do conversor paralelo, enquanto compensa as correntes de carga. Os valores nominais das chaves do conversor paralelo devem ser, no entanto, maiores que  $k$  p.u., pois apenas o conversor paralelo entrega energia ao conversor série, transferindo-a para a carga durante o período de compensação do afundamento de tensão. Para tanto, o valor considerado do conversor paralelo pode ser igualado ao valor série de  $(1+k)$  p.u. por uniformidade.

Por outro lado, o condicionador de nove chaves opera com a banda da portadora dividida entre  $h_1$  e  $h_2$ , sendo esta última muito menor que a primeira. Como citado em [70],  $h_2$  é apenas o necessário para impedir que pequenas tensões harmônicas se propagem para a carga e seu valor é em torno de 5% da banda total da portadora. A tensão mínima do barramento CC, e dessa forma as tensões nominais dos componentes, podem ser escolhidas com base em  $V_{cc-9} = 1,05V_{cc-12}$ , onde o subscrito 9 representa nove chaves. A análise dos valores de tensão e corrente é um pouco diferente por causa da fusão das funcionalidades para o ganho na redução de três chaves. Observando primeiro a chave superior  $S_1$ , sua máxima corrente é a soma da corrente série e paralela  $(-k)+(1+k)$  quando  $S_1$  e  $S_2$  estão ligadas (ON), dessa forma dando o valor de 1 p.u., sendo na prática ligeiramente maior. Entretanto, a corrente em  $S_1$  é menor em  $-k$  p.u. quando  $S_1$  e  $S_3$  são ligadas, cujo valor depende de uma série de parâmetros de funcionamento, como a relação de modulação e o deslocamento de fase. A corrente máxima em  $S_2$  e  $S_3$  é  $(1+k)$  p.u., que flui quando  $S_1$  e  $S_2$  estão ligadas ou quando  $S_1$  e  $S_3$  estão ligadas.

## 2.5 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram mostrados os aspectos positivos e negativos do condicionador de nove chaves. O fato das estruturas de controle das correntes e tensões estarem integradas em um só conversor não necessariamente constitui um fator limitante, uma vez que as técnicas de controle são modificadas de forma a compensar essas deficiências. Trata-se de uma topologia mais econômica em relação à tradicional no que diz respeito à quantidade de chaves utilizadas e que serve de base para a topologia proposta no Capítulo 3, em que são utilizadas apenas oito chaves semicondutoras, constituindo assim uma estrutura ainda mais econômica. Vale salientar que o desenvolvimento de novas topologias que aliam economia e eficácia na melhoria da qualidade de energia são fundamentais para que ocorra uma redução nos problemas de funcionamento da rede elétrica.



# 3

## CONDICIONADORES DE ENERGIA USANDO FILTRO HÍBRIDO

As topologias propostas neste capítulo têm por objetivo a redução de custos em relação aos condicionadores de energia tradicionais. A primeira topologia proposta é o condicionador de nove chaves com o uso de um filtro híbrido no conversor paralelo. Com esta estrutura consegue-se redução da tensão do barramento CC do conversor e mantêm-se as funções de controle dos harmônicos de corrente. Já a segunda estrutura discutida neste capítulo tem oito chaves. Mantém-se o filtro híbrido da primeira topologia e com isso consegue-se eliminar uma das chaves do conversor paralelo. A segunda topologia destaca-se pela eliminação de uma das chaves semicondutoras, mantendo-se a tensão do barramento CC com valores baixos, quando comparada ao condicionador de nove chaves proposto em [65]. Conseguiu-se também a redução da quantidade de sensores de tensão em relação ao condicionador de nove chaves.

Como já mencionado no Capítulo 2 deste trabalho, a topologia de nove chaves proposta em [65] leva vantagem em relação à tradicional, de doze chaves, por possuir quantidade reduzida de chaves semicondutoras. Aliado a isso, propõe-se aqui o uso de um filtro híbrido no conversor paralelo, reduzindo a tensão do barramento CC e por consequência o custo do conversor de nove chaves. Neste trabalho, também são realizadas alterações na lógica de controle em relação ao proposto em [65]. O desenvolvimento desta nova topologia foi um passo fundamental para se chegar à estrutura do condicionador de oito chaves, que tem por vantagem a eliminação de mais uma das chaves semicondutoras do conversor.

### 3.1 Controle do Conversor Paralelo do Condicionador de Nove Chaves

O conversor de nove chaves proposto realiza a medição constante das tensões e correntes da rede elétrica para tomar as decisões de controle, que são basicamente a injeção de sinais para compensar os harmônicos de corrente e, em caso de um afundamento de tensão ou sobretensão, o aumento da faixa da portadora dedicada ao DVR para injetar o sinal para garantir tensão nominal na carga.

Nesta topologia, a compensação dos harmônicos de corrente é realizada por um filtro passivo em série com um filtro ativo, conforme Figura 3.1. O filtro passivo é sintonizado no sétimo harmônico, possuindo uma baixa impedância em torno deste harmônico e uma alta impedância em torno da frequência de chaveamento, no caso 20 kHz. Assim, nenhum filtro para o *ripple* de chaveamento é necessário [5].

O diagrama de controle do filtro ativo é mostrado na Figura 3.2. As correntes da rede,  $i_s$ , e da carga,  $i_L$ , são medidas para realização dos controles *feedback* e *feedforward*, respectivamente. O filtro ativo também controla a tensão do barramento CC.

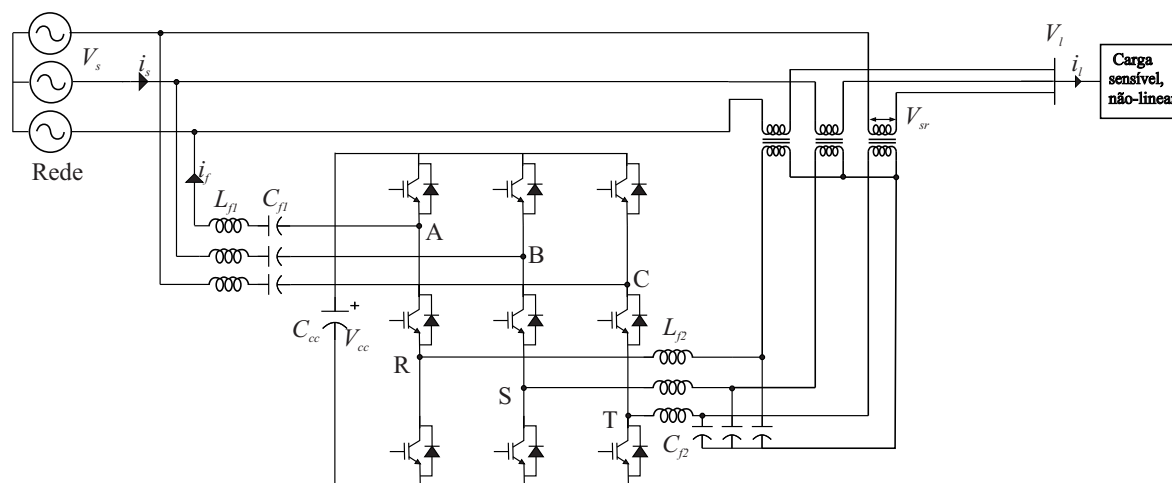


Figura 3.1: Condicionador de nove chaves proposto.

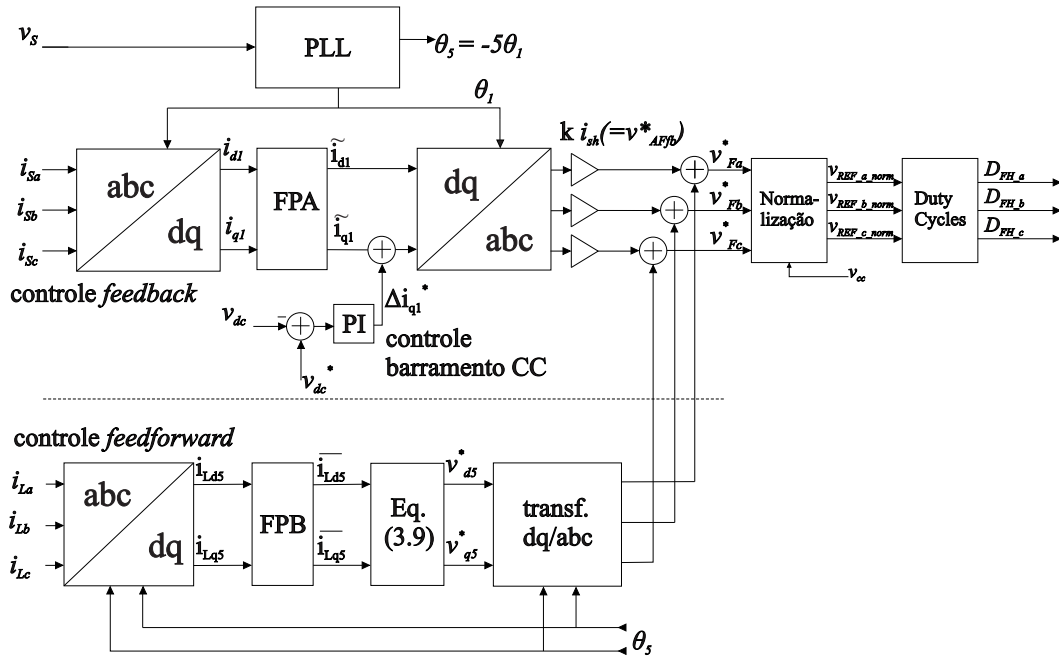


Figura 3.2: Diagrama de blocos do controle do conversor paralelo.

### 3.1.1 Controle *feedback*

A transformação *abc-dq* na frequência fundamental converte as correntes trifásicas,  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ , da rede em correntes instantâneas de eixo direto  $i_{di}$  e de eixo em quadratura  $i_{qi}$ . As componentes fundamentais nas correntes da rede correspondem à parte constante e as componentes harmônicas à parte oscilatória de  $i_{di}$  e  $i_{qi}$ . Dois filtros passa-altas (FPA) de primeira ordem com frequência de corte de 16 Hz extraem as componentes oscilatórias de  $i_{di}$  e  $i_{qi}$ . Então, a transformada inversa *dq-abc* produz as componentes harmônicas necessárias para a compensação. Cada corrente harmônica é amplificada por um ganho  $K$ , como mostrado em [5]:

$$v_{AFfb}^* = K \cdot i_{Sh}. \quad (3.1)$$

O conversor paralelo também controla a tensão do barramento CC do conversor. Quando o conversor paralelo é controlado para produzir tensão fundamental em fase com a corrente fundamental adiantada (devido ao capacitor) do filtro LC, uma potência ativa formada pela corrente e a tensão fundamental carrega o capacitor do barramento CC. Dessa forma, a grandeza elétrica de corrente pode ser  $\Delta i_{qi}$  para produzir a tensão em fase com a corrente do filtro LC. Um controlador PI é utilizado no algoritmo de controle para obter  $\Delta i_{qi}$ .

### 3.1.2 Controle *feedforward*

O controle *feedforward* é projetado para fazer com que o filtro LC absorva também as componentes de quinto harmônico das correntes de carga (Figura 3.2). A tensão e a corrente do quinto harmônico no referencial síncrono, dq, podem ser calculadas a partir das grandezas em referencial estacionário,  $\alpha\beta$ , como mostrado em:

$$\begin{aligned} v_{dq5} &= v_{\alpha\beta} e^{-j\omega_5 t} \\ i_{dq5} &= i_{\alpha\beta} e^{-j\omega_5 t}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde  $\omega_5$  representa a frequência de quinto harmônico.

No referencial estacionário  $\alpha\beta$ , a impedância do filtro LC é dada por:

$$Z_F(s) = R_F + sL_F + \frac{1}{sC_F}. \quad (3.3)$$

Para se encontrar a função de transferência do filtro no referencial do quinto harmônico faz-se uso da propriedade da transformada de Laplace dada por:

$$\mathcal{L}[e^{\omega t} f(t)] = F(s + a). \quad (3.4)$$

Esta propriedade leva a função de transferência para um referencial girante na frequência  $\omega$  devido à multiplicação pelo fator  $e^{\omega t}$  no domínio do tempo. Portanto, a impedância do filtro no referencial estacionário do quinto harmônico é:

$$Z_{Fdq5}(s) = R_F + (s + j\omega_5)L_F + \frac{1}{(s + j\omega_5)C_F}. \quad (3.5)$$

A impedância do filtro em regime permanente pode ser obtida tomando  $S=0$  em 3.5, resultando em:

$$Z_{Fdq5}(0) = R_F + (j\omega_5)L_F + \frac{1}{(j\omega_5)C_F}. \quad (3.6)$$

Finalmente, a tensão de referência do controle *feedforward* é dada por:

$$v_{dq5}^* = \left[ R_F + j \left( \omega_5 L_F - \frac{1}{\omega_5 C_F} \right) \right] i_{Ldq5}, \quad (3.7)$$

onde  $i_{Ldq5}$  representa a componente de quinto harmônico das correntes de carga no referencial girante. A Figura 3.2 mostra o diagrama de blocos para implementação do

controle *feedforward*. Novamente o controle é realizado em referencial *dq*, fazendo-se uso da transformada *abc-dq*, porém no referencial de quinto harmônico de corrente. A parte CC do sinal representa a componente de quinto harmônico, logo faz-se necessário a utilização de um filtro passa-baixas (FPB) para extrair a parte contínua do sinal. A frequência de corte utilizada no filtro é 16 Hz.

A equação (3.7) pode também ser representada em forma matricial

$$\begin{bmatrix} v_{d5}^* \\ v_{q5}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_F & (-\omega_5 L_F + \frac{1}{\omega_5 C_F}) \\ (\omega_5 L_F - \frac{1}{\omega_5 C_F}) & R_F \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{Ld5} \\ \dot{i}_{Lq5} \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Com os valores de referência de controle obtidos da equação (3.8), realiza-se a transformação inversa *dq-abc*.

Finalmente, as saídas tanto do controle *feedback* quanto do *feedforward* são adicionadas e utilizadas para a geração dos ciclos de trabalho das chaves semicondutoras [65]:

$$\begin{aligned} D_{FH\_a} &= v_{Fa,orm}^* + 0,5 \cdot (1 - M_{dvr}); \\ D_{FH\_b} &= v_{Fb,orm}^* + 0,5 \cdot (1 - M_{dvr}); \\ D_{FH\_c} &= v_{Fc,orm}^* + 0,5 \cdot (1 - M_{dvr}); \end{aligned} \quad (3.9)$$

onde  $D_{FH\_i}$  representa o ciclo de trabalho das chaves semicondutoras da parte superior (filtro híbrido, unidade *top*) na Figura 3.1. Já  $M_{dvr}$  representa a parcela da portadora e por consequência do barramento CC que está sendo usado pelo DVR, variando de 0 a 1.

### 3.1.3 Filtro LC

O filtro híbrido, além da parte ativa, possui um filtro LC passivo que tem por papel principal a absorção das correntes harmônicas produzidas pela carga não linear. Sua sintonia é feita no sétimo harmônico por seus componentes serem mais leves que um filtro sintonizado no quinto harmônico e por apresentar menor impedância para 11° e 13° harmônicos do que num filtro sintonizado no quinto harmônico. As características de filtragem de quinto harmônico podem ser significativamente melhoradas pelo controle *feedforward*.

Para a obtenção do filtro na sintonia do sétimo harmônico, é utilizado um capacitor de 61,2  $\mu\text{F}$  e dois indutores em paralelo de 5 mH e 7 mH, resultando em uma indutância

equivalente de  $2,91 \text{ mH}$  e uma frequência de ressonância de aproximadamente  $377 \text{ Hz}$ . Devido a limitações dos componentes disponíveis do laboratório não foi possível uma maior aproximação do sétimo harmônico. O esquema elétrico por fase do filtro passivo é mostrado na Figura 3.3.

### 3.2 Controle do Conversor Série do Condicionador de Nove Chaves

Na topologia de nove chaves o controle das tensões na carga é realizado pela parte série do conversor. A ideia do controle é a monitoração das tensões da rede e da carga com o objetivo de garantir tensões nominais nos terminais da carga. Diferentemente do controle proposto em [65], os sensores utilizados na carga foram suprimidos. Para tanto, foi desenvolvido um estimador de tensões injetadas pelo conversor e assim pela soma da tensão medida na rede com o valor calculado pelo estimador, tem-se a tensão da carga. O diagrama de blocos do controle é mostrado na Figura 3.4.

Para a realização do controle as tensões da rede são medidas, dando informações tanto para o controle série quanto para o PLL, responsável por gerar a referência angular para o condicionador. Como o objetivo do controle é injetar sinais na rede de forma que a carga receba tensões nominais, foi desenvolvido um estimador das tensões injetadas pelo DVR. Em [65] faz-se uso de medição direta da tensão da carga, porém devido à limitações laboratoriais foi realizado um controle em aberto, com o uso das tensões de referência geradas pelo controle do DVR.

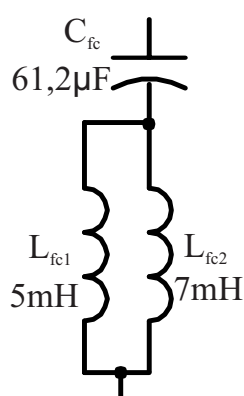


Figura 3.3: Esquema elétrico do filtro passivo.

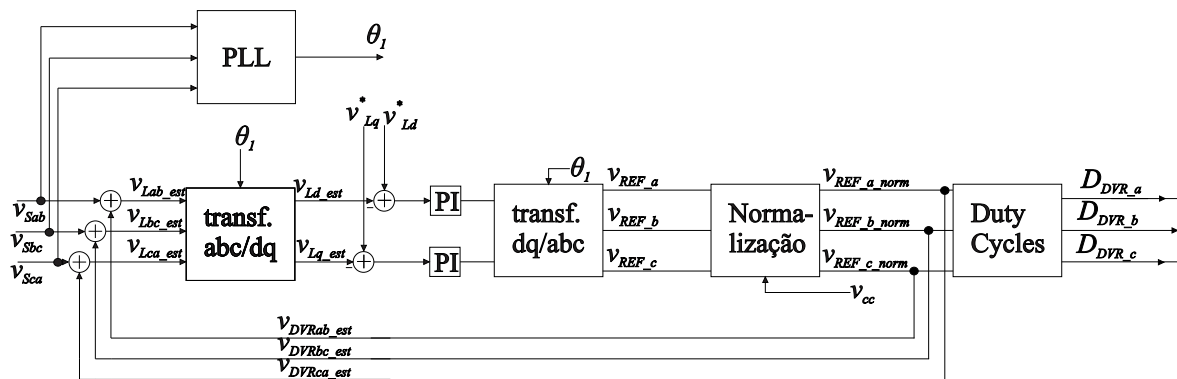


Figura 3.4: Diagrama de blocos do controle série.

Depois que as tensões da carga são devidamente estimadas, as mesmas são transformadas (usando referencial  $dq$ ) para valores contínuos para que se possa realizar efetivamente as ações de controle com uso de controladores PI. As saídas dos controladores de eixo  $d$  e  $q$  são levadas ao referencial  $abc$  por meio da transformada inversa representada na Figura 3.4. As saídas em referencial  $abc$  do controle são então normalizadas em relação à tensão medida no barramento CC e em seguida são produzidos os ciclos de trabalho das chaves da parte inferior (DVR, unidade *bottom*) de acordo com:

$$\begin{aligned}
 D_{DVR_a} &= v_{REF\_a\_norm} + 0,5 \cdot M_{dvr}; \\
 D_{DVR_b} &= v_{REF\_b\_norm} + 0,5 \cdot M_{dvr}; \\
 D_{DVR_c} &= v_{REF\_c\_norm} + 0,5 \cdot M_{dvr}.
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

$M_{dvr}$  limita o quanto da portadora pode ser utilizada pelo controle do DVR e o produto  $0,5 \cdot M_{dvr}$  é o *offset* dado à tensão de referência, assim centralizando o sinal de controle dentro da faixa de  $M_{dvr}$  (Figura 3.5). É importante destacar que todos os ciclos de trabalho são saturados dentro de suas respectivas faixas, evitando-se a sobre modulação e por conseguinte a não linearidade dos valores de saída.

Os ciclos de trabalho são então utilizados para geração dos pulsos de PWM pela comparação com uma portadora triangular de alta frequência, 20 kHz, e também para o cálculo das tensões de referência subtraídas do nível CC para realizar o controle de malha

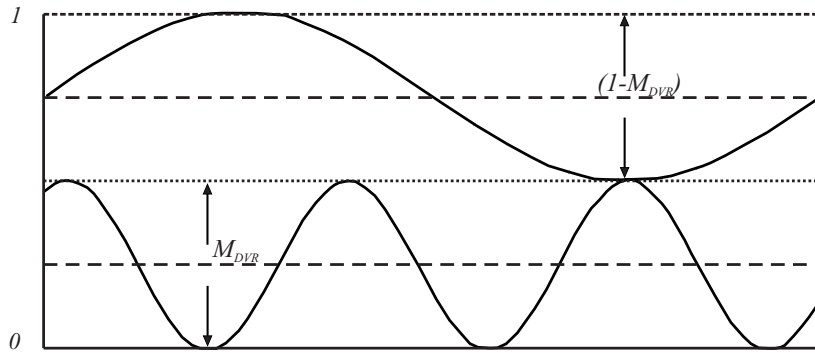


Figura 3.5: Ilustração da utilização de  $M_{dvr}$ .

aberta de acordo com as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 v_{DVR_a} &= D_{DVR_a} \cdot V_{cc} - 0,5 \cdot M_{dvr} \cdot V_{cc}; \\
 v_{DVR_b} &= D_{DVR_b} \cdot V_{cc} - 0,5 \cdot M_{dvr} \cdot V_{cc}; \\
 v_{DVR_c} &= D_{DVR_c} \cdot V_{cc} - 0,5 \cdot M_{dvr} \cdot V_{cc}.
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Nas equações (3.11), o primeiro termo após a igualdade transforma o ciclo de trabalho recebido no valor de tensão que o conversor deveria injetar, pois este valor é proporcional ao valor de tensão presente no barramento CC do conversor. Já o segundo termo é responsável pela eliminação da componente CC que foi injetada na geração dos ciclos de trabalho. A componente CC ocorre devido ao compartilhamento da portadora, como exemplificado pela Figura 3.5.

Após o cálculo das tensões de referencia sem componente CC, as tensões de fase são transformadas em tensões de linha, pois todas as medições são feitas para tensões de linha. Assim, são utilizadas as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 v_{DVR_{ab}} &= v_{DVR_a} - v_{DVR_b}; \\
 v_{DVR_{bc}} &= v_{DVR_b} - v_{DVR_c}; \\
 v_{DVR_{ca}} &= v_{DVR_c} - v_{DVR_a}.
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

Finalmente, com a tensão injetada pelo DVR estimada e com os valores das tensões da rede medidos chega-se aos valores das tensões na carga.



### 3.3 Sistema de Controle do Condicionador de Oito Chaves

Tendo por objetivo a redução de custos de implantação dos sistemas de qualidade de energia e com base na topologia de filtro híbrido proposta em [71] (Figura 3.6), chegou-se à estrutura de oito chaves mostrada na Figura 3.7. A estrutura proposta em [71] apresenta seis chaves semicondutoras e dois filtros passivos sintonizados no sétimo e décimo terceiro harmônicos. A estrutura de seis chaves compensa apenas harmônicos de corrente, enquanto a topologia de oito chaves compensa oscilações de tensão e harmônicos de corrente.

O controle das tensões na carga se mantém o mesmo que foi descrito na estrutura de nove chaves. São realizadas mudanças apenas no controle das correntes harmônicas, que são discutidas nesta seção. Assim como no condicionador de nove chaves, o condicionador de oito chaves realiza a leitura constante das correntes da carga e da rede, e também faz uso da mesma estrutura de PLL.

Como pode ser visualizado na Figura 3.7, para o controle das correntes existe uma chave a menos do que na estrutura de nove chaves. Portanto, o controle das correntes teve que ser

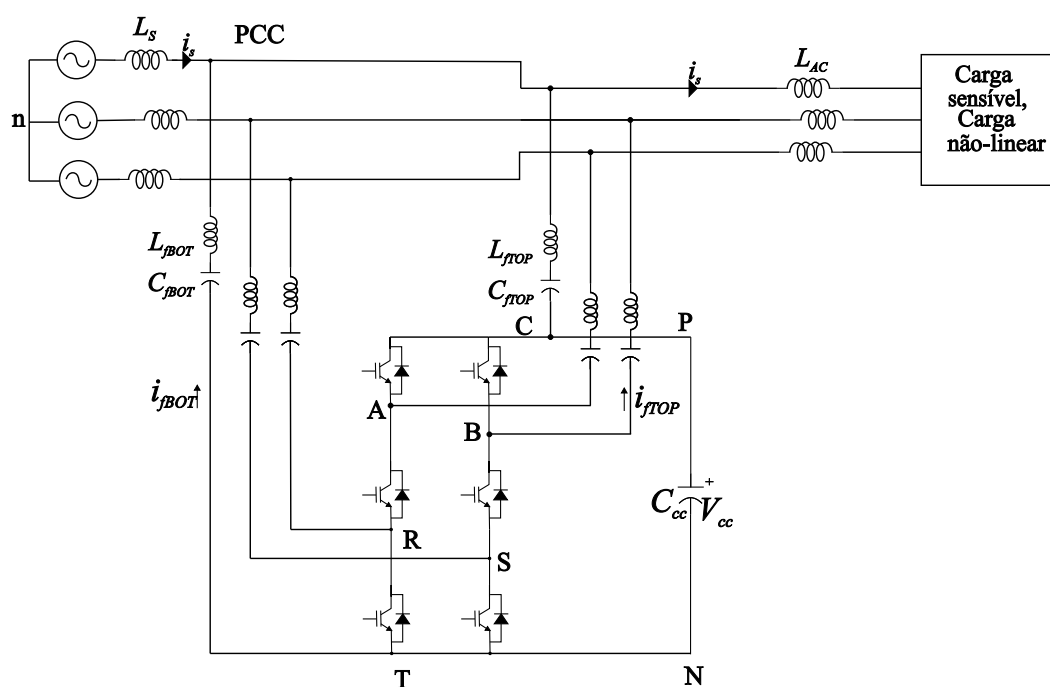


Figura 3.6: Topologia de filtro híbrido proposta em [71]

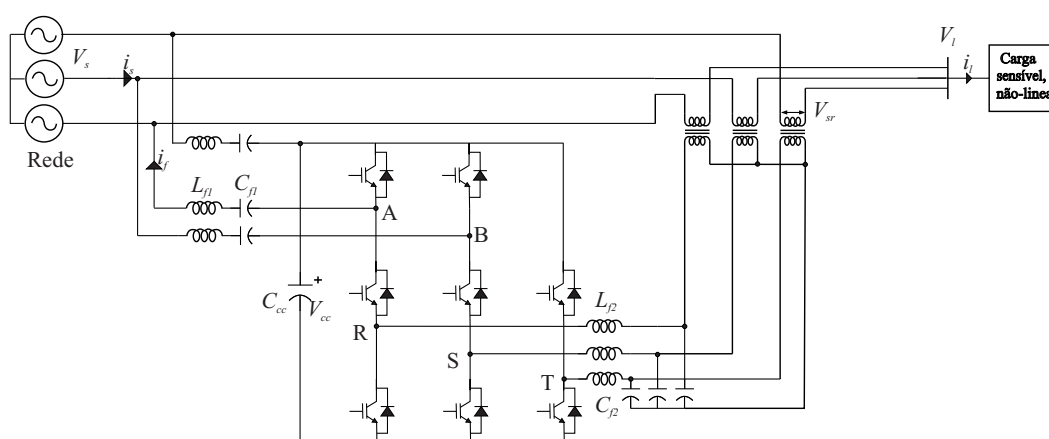


Figura 3.7: Condicionador de oito chaves proposto.

modificado para se adaptar à nova topologia. As alterações realizadas são na forma como são gerados os ciclos de trabalho para as chaves da unidade *top*. Devido à ausência de uma das chaves, agora são geradas duas tensões de linha na saída do controle e estes valores são utilizados na geração dos ciclos de trabalho das chaves restantes. Assim, as equações (3.9) são alteradas para:

$$\begin{aligned} D_{FH8_a} &= v_{REF\_ac\_norm} + 0,5 \cdot (1 - M_{dvr}); \\ D_{FH8_b} &= v_{REF\_bc\_norm} + 0,5 \cdot (1 - M_{dvr}). \end{aligned} \quad (3.13)$$

### 3.4 Simulação e Experimento dos Condicionadores Propostos

Há no mercado diversos *softwares* de simulação para engenharia, sendo que um dos mais comumente utilizados no ramo de processamento de energia e controle é o MATLAB/Simulink por apresentar uma biblioteca vasta de elementos e grande facilidade de comunicação com outros dispositivos, além da facilidade de construção de novos blocos de funções. Além das facilidades citadas, o MATLAB/Simulink versão R2010a se comunica com o dSPACE presente no laboratório do grupo de eletrônica de potência da UFPE. O dSPACE é uma plataforma de *hardware* com muitas aplicações que neste caso foi utilizada para comandar as chaves semicondutoras de acordo com os sinais enviados pelo controle.

Resultados experimentais serão apresentados a seguir para comprovar o funcionamento

prático das estruturas de nove e oito chaves. Os parâmetros utilizados nas simulações e experimentos para os condicionadores de nove e oito chaves são resumidos na Tabela 3.1.

•Condicionador de nove chaves resultados de simulação

O primeiro resultado obtido em simulação mostra as correntes da rede e da carga,

Tabela 3.1: Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Amplitude da tensão de linha	$V_s$	155V
Frequência da rede	$f_s$	60Hz
Tensão de referência do barramento CC	$V_{cc}$	170V
Capacitor do barramento CC	$C_{cc}$	4700 $\mu$ F
Capacitor do filtro híbrido (7 <sup>o</sup> harmônico)	$C_{f1}$	61,2 $\mu$ F
Indutor do filtro híbrido (7 <sup>o</sup> harmônico)	$L_{f1}$	2,91mH
Capacitor do DVR	$C_{f2}$	30,7 $\mu$ F
Indutor do DVR	$L_{f2}$	0,8mH
Indutor na entrada da carga	$L_{AC}$	1,32mH
Resistência da carga CC	$R_L$	33 $\Omega$

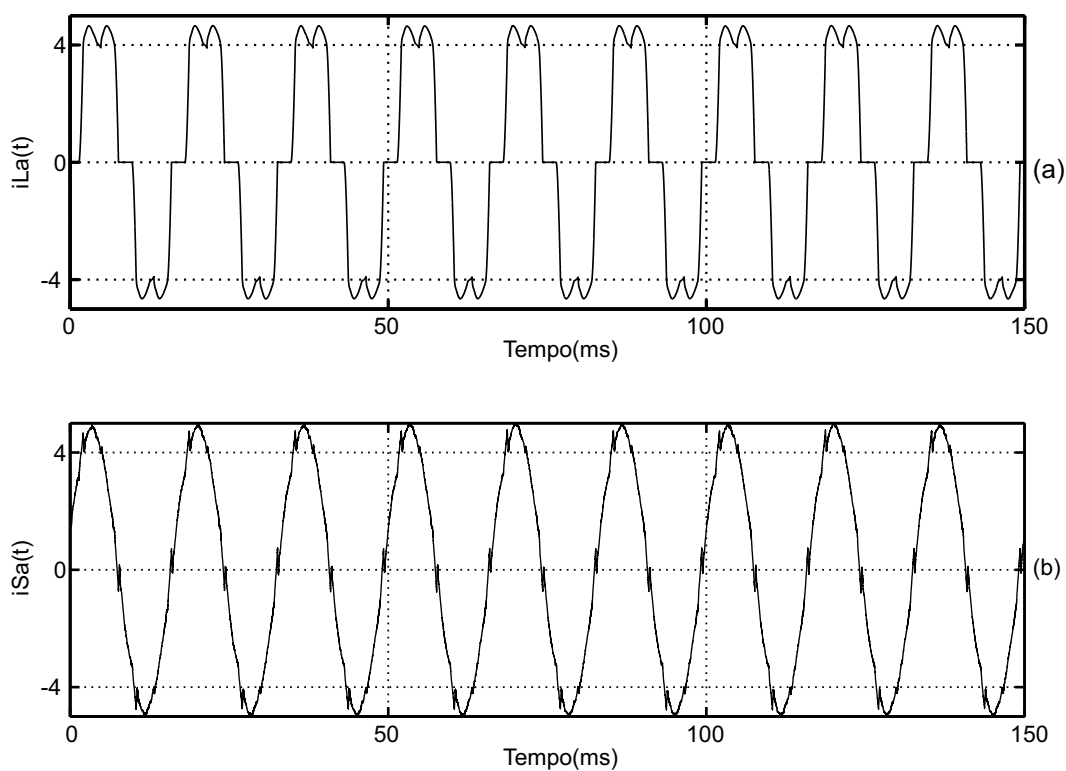


Figura 3.8: Nove chaves: simulação das correntes da rede e da carga com compensação de harmônicos.

demonstrando assim a eficácia do conversor na compensação de harmônicos de corrente. O resultado foi obtido sem afundamento de tensão na rede, vale ressaltar que a compensação de correntes harmônicas não é prioritária quando se tem perturbações nas tensões da rede (Figura 3.8). A distorção harmônica total da corrente de carga é de 26%, enquanto a corrente da rede apresenta distorção harmônica de 4,53%, representando um ganho significativo na qualidade das correntes e estando dentro do limite de 5% recomendado pela norma IEEE 519-1992.

O segundo resultado de simulação obtido foi para a mitigação de um afundamento de tensão de 20% em relação ao valor nominal da rede, durante um período de 100 ms. A amplitude nominal para as tensões de linha é de 155 V, e na situação de afundamento de 20% a tensão cai para 124 V de amplitude. As tensões na carga permanecem em 148 V de amplitude e a correção das tensões se deu em um ciclo da fundamental (Figura 3.9). Portanto, as tensões na carga são mantidas dentro dos limites aceitáveis estabelecidos pela curva ITIC (Figura 2.9). Portanto, as tensões foram devidamente corrigidas. Para o mesmo afundamento de tensão de 20% é mostrado o comportamento da tensão do barramento CC na Figura 3.10. Pelo gráfico a tensão do barramento se estabiliza com uma queda de menos de 5 V em relação ao valor de referência, retornando ao valor de referência logo após o término da perturbação.

O terceiro resultado de simulação foi obtido para 35% de afundamento da tensão nominal da rede (Figura 3.11). Nessas condições, o valor de amplitude da tensão na rede cai de 155 V para 100 V aproximadamente. Nesta situação, novamente as tensões na carga são mantidas dentro dos limites aceitáveis estabelecidos pela curva ITIC. A tensão no barramento CC durante a situação deste afundamento cai a 135 V aproximadamente (Figura 3.12). Esta redução da tensão do barramento se deve ao fato de que a estrutura com filtro híbrido limita a taxa de carregamento do barramento CC. Esta limitação se deve à sintonia do filtro LC passivo no sétimo harmônico o que reduz a capacidade de circulação de correntes na frequência fundamental na estrutura do filtro híbrido.

- Condicionador de nove chaves resultados experimentais

Seguindo o mesmo padrão das simulações, o resultado experimental das correntes apresenta as correntes da rede e da carga em regime permanente (Figura 3.13). O condicionador de nove chaves foi capaz de reduzir a distorção harmônica das correntes para 5,58%. Este resultado das correntes da rede é um pouco pior do que o resultado simulado devido aos efeitos práticos não modelados na simulação. Pode-se ainda procurar um ajuste dos ganhos dos controladores de modo a melhorar as características de controle de harmônicos.

O segundo resultado experimental obtido foi para uma afundamento de tensão de 20%, no caso dos experimentos detectou-se uma queda de tensão nos transformadores monofásicos da montagem de aproximadamente 15 V, como pode ser visualizado na Figura 3.14. Assim,

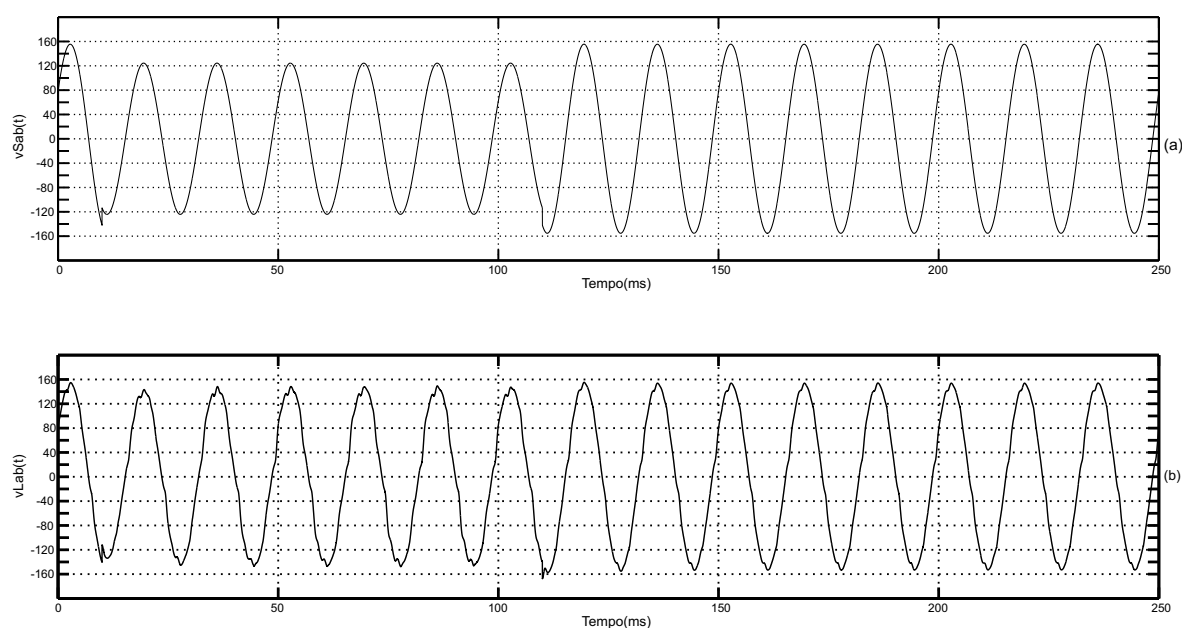


Figura 3.9: Nove chaves: simulação das tensões da rede e da carga com afundamento de 20%.

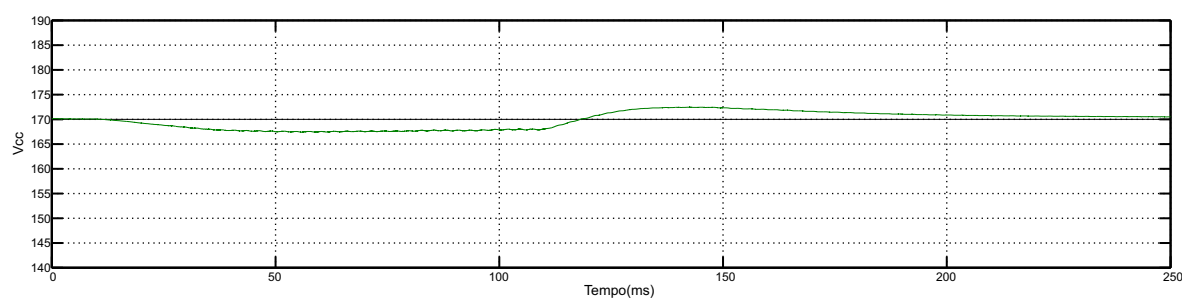


Figura 3.10: Nove chaves: tensão do barramento CC com afundamento de 20%.

em situação sem afundamento a amplitude da tensão na carga é de 140 V. Na situação com 20% de afundamento a tensão da rede cai para 124 V de amplitude e o condicionador de nove chaves consegue elevar as tensões para 135 V na carga.

O terceiro resultado experimental obtido foi para um afundamento de tensão de 35%. No experimento a perturbação foi devidamente corrigida pelo condicionador, como pode ser visualizado na Figura 3.15. Nesta situação a tensão da rede caiu a aproximadamente 100 V de amplitude e a tensão da carga se manteve dentro de patamares aceitáveis. A tensão é corrigida rapidamente ao nível anterior que era de 140 V, mesmo com um afundamento severo, o condicionador conseguiu uma resposta rápida, menos de um ciclo, na correção das tensões na carga.

#### 3.4.1 Condicionador de oito chaves

Seguindo o mesmo padrão dos resultados de simulação e experimentais do condicionador de nove chaves, o condicionador de oito chaves foi testado em situações de afundamento de tensão de 20% e 35% com a mesma carga não-linear e mesmas tensões da rede e do barramento CC.

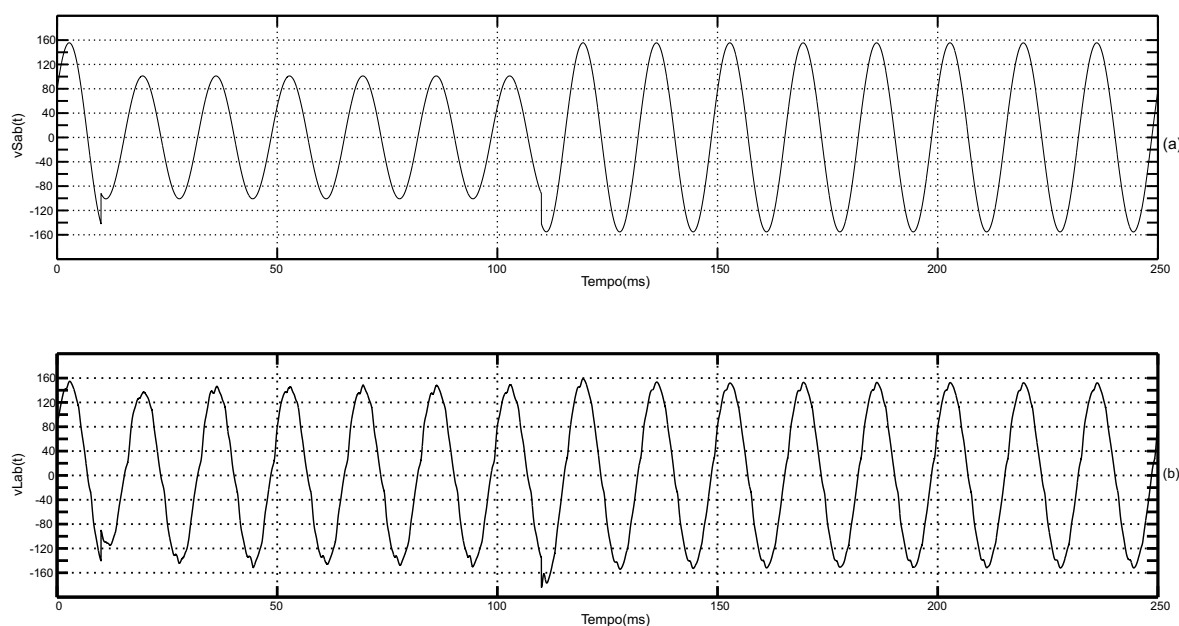


Figura 3.11: Nove chaves: simulação das tensões da rede e da carga com afundamento de 35%.

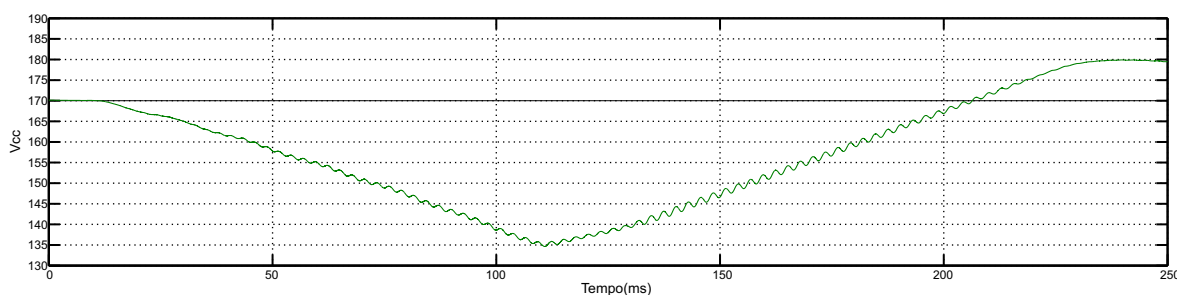


Figura 3.12: Nove chaves: tensão do barramento CC com afundamento de 35%.

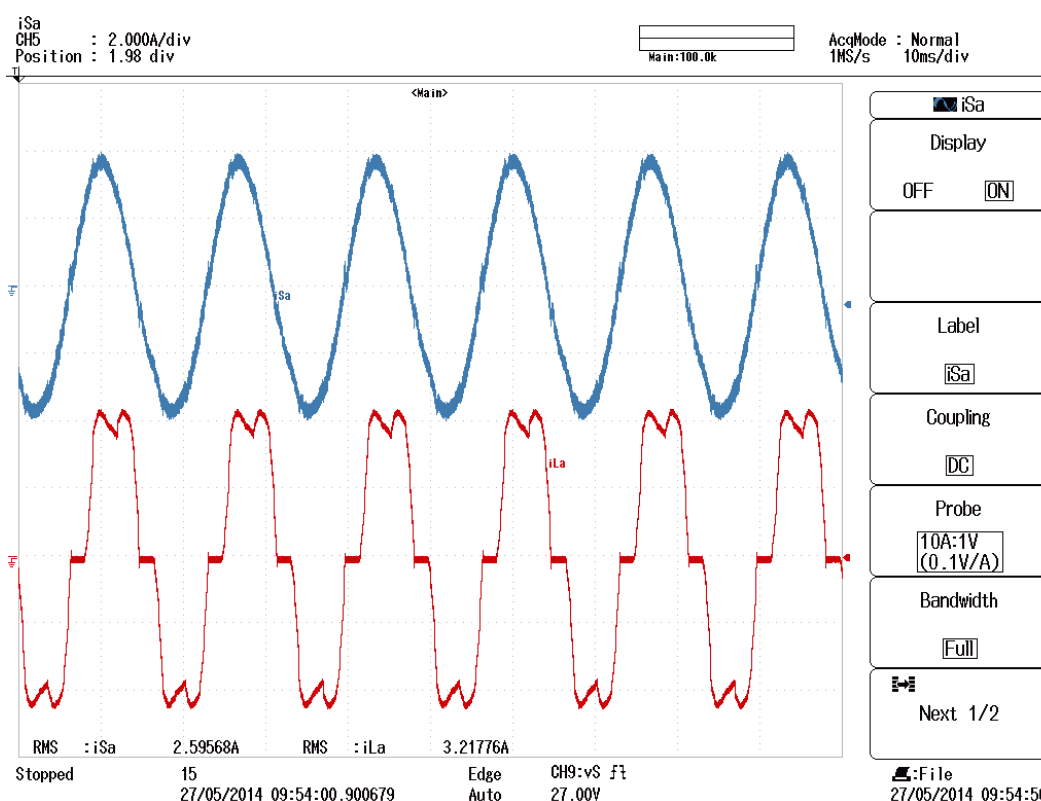


Figura 3.13: Nove chaves: experimento das correntes da rede e da carga com compensação de harmônicos.

- Condicionador de oito chaves resultados de simulação

O primeiro resultado de simulação mostrado é para as correntes da rede e da carga em regime permanente sem ocorrência de afundamento de tensão (Figura 3.16). Neste caso as correntes mostradas são da fase A e o THD obtido foi de 4,65%, já nas fases B e C chegou-se a um THD de 4,47% e 4,67%, respectivamente. Todos estes resultados dentro do limite aceitável estabelecido pela norma IEEE 519-1992.

O segundo resultado obtido foi a compensação de um afundamento de tensão de 20%

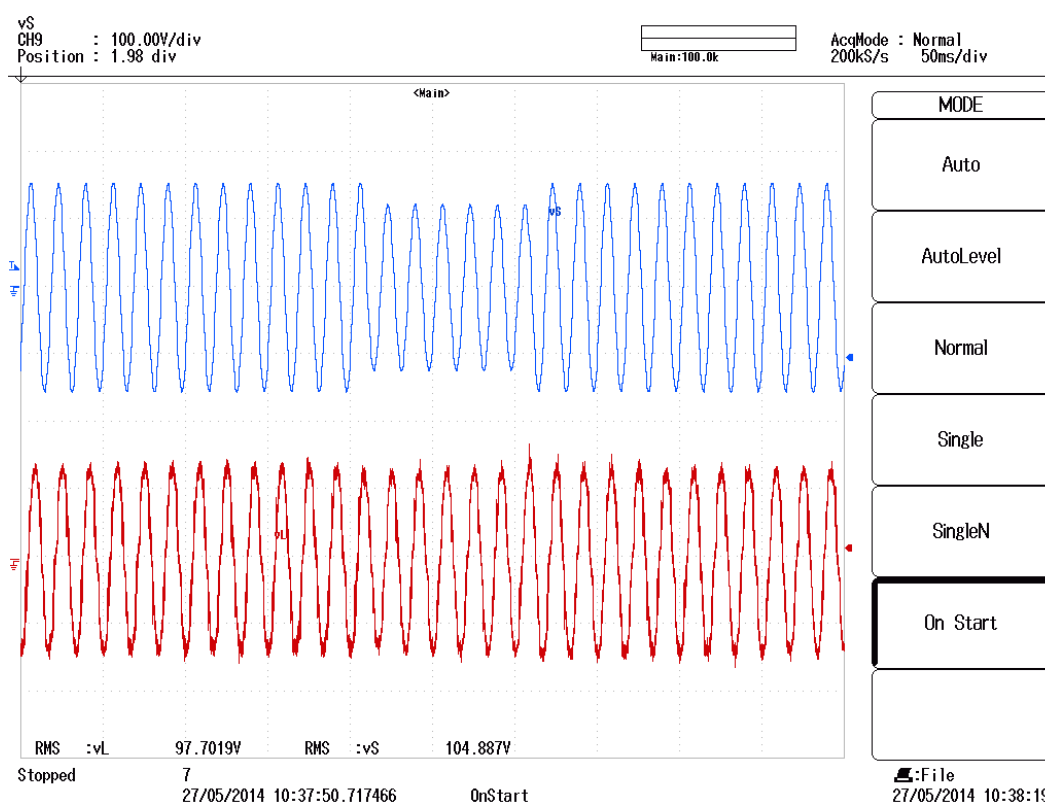


Figura 3.14: Nove chaves: experimento das tensões da rede e da carga com afundamento de 20%.

(Figura 3.17). O conversor elevou a tensão de linha a 145 V de amplitude em um ciclo, sendo a tensão de linha nominal da rede de 155 V. Pela análise da curva ITIC (Figura 2.8) conclui-se que a resposta do condicionador proposto foi satisfatória ao ponto de não provocar dano aos equipamentos sensíveis. Na situação de um afundamento de 20%, o comportamento do barramento CC é mostrado na Figura 3.18. Percebe-se que a tensão do barramento cai lentamente e assim se conclui que o condicionador de oito chaves também é capaz de trabalhar com afundamentos de tensão de duração mais longa, porém de pequena intensidade em torno de 20%. Afundamentos de tensão de 10 a 20% correspondem a mais 60% dos eventos de afundamento conforme estudo publicado em [72]. O filtro híbrido presente na estrutura de oito chaves limita a taxa de carregamento do barramento CC, porém mesmo assim a estrutura se mostra bastante eficiente na compensação de afundamentos de curta duração, que são os mais comuns na rede elétrica.

Outro resultado obtido foi com um afundamento de tensão de 35% na tensão da rede elétrica (Figura 3.19). Novamente o condicionador de oito chaves respondeu de forma



satisfatória elevando as tensões de linha para 140 V de amplitude ao final do primeiro ciclo do afundamento. Ao término da perturbação ocorre uma sobretensão devido ao retorno abrupto das tensões da rede elétrica ao seu valor nominal. A tensão de linha chega a 189 V de amplitude, porém como sua duração é inferior a meio ciclo não provocaria danos ao equipamento de acordo com a curva ITIC. O comportamento do barramento CC é mostrado na Figura 3.20. Devido à maior demanda por potência por parte do DVR e à limitação imposta pelo filtro híbrido, a tensão no barramento CC cai a 140 V, porém retorna ao valor de referência ao fim da perturbação.

- Condicionador de oito chaves resultados experimentais

Nos resultados experimentais o condicionador de oito chaves foi capaz de reduzir a distorção harmônica das correntes de 22,41% para 5,51% (Figura 3.21). O resultado foi um pouco pior do que o simulado, mas se devendo aos efeitos práticos não modelados na simulação.

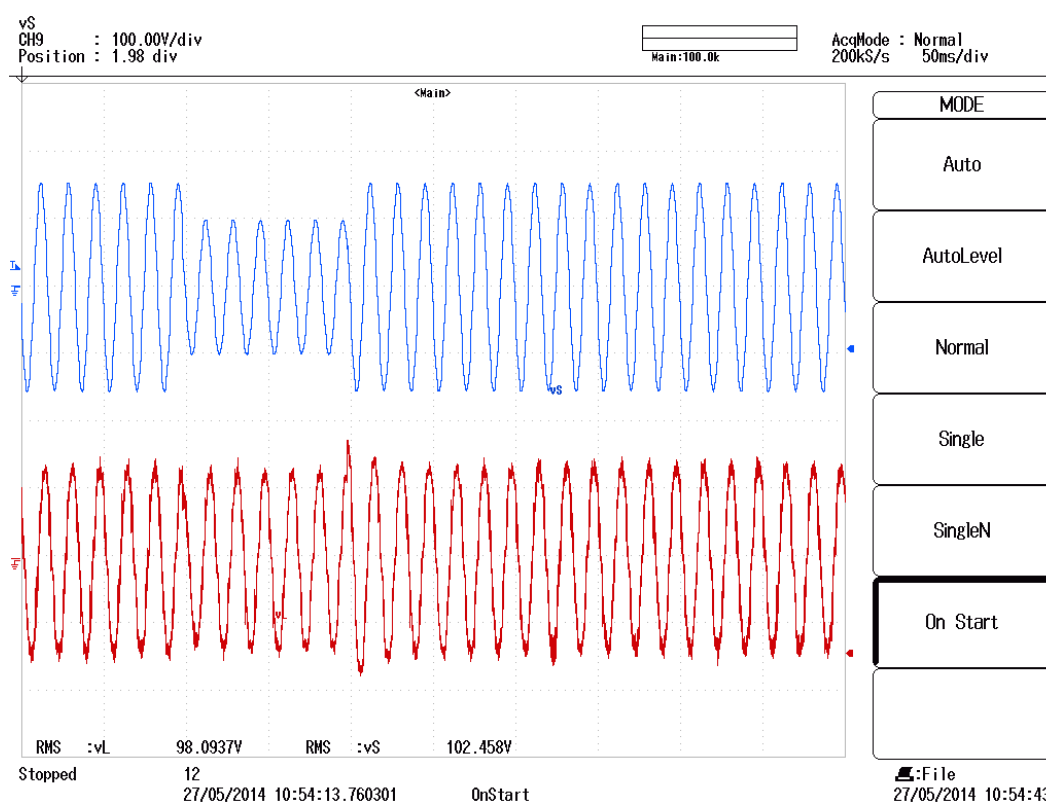


Figura 3.15: Nove chaves: experimento das tensões da rede e da carga com afundamento de 35%.

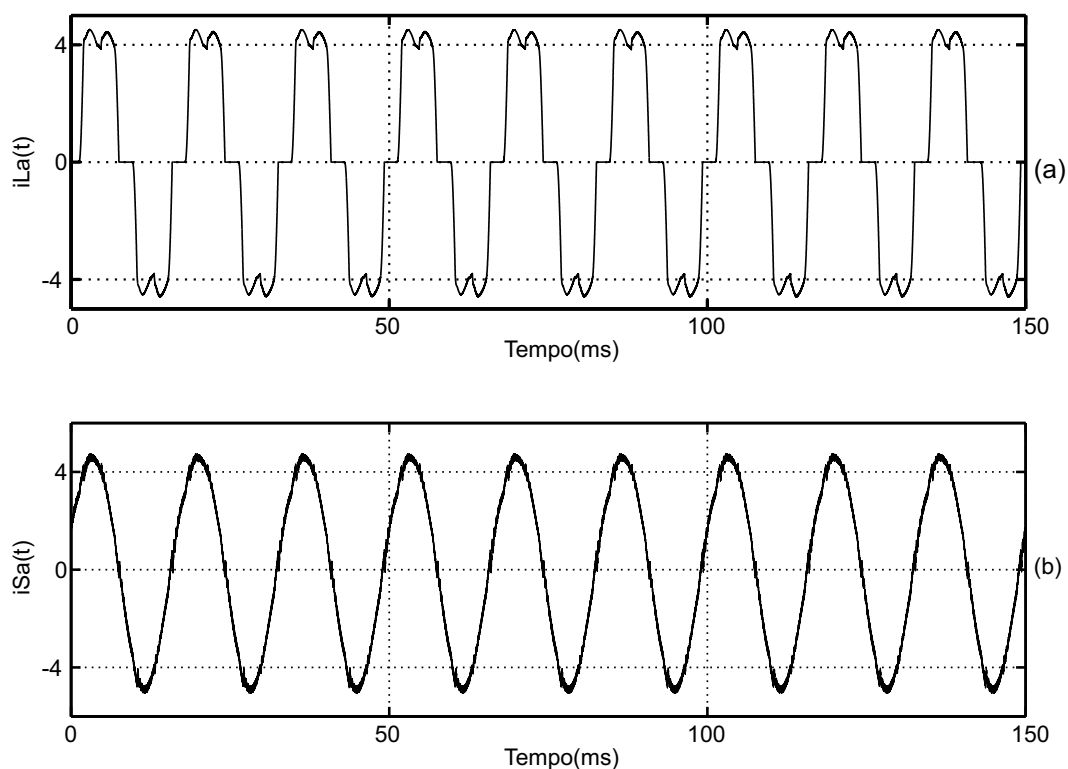


Figura 3.16: Oito chaves: simulação das correntes da rede e da carga com compensação de harmônicos.

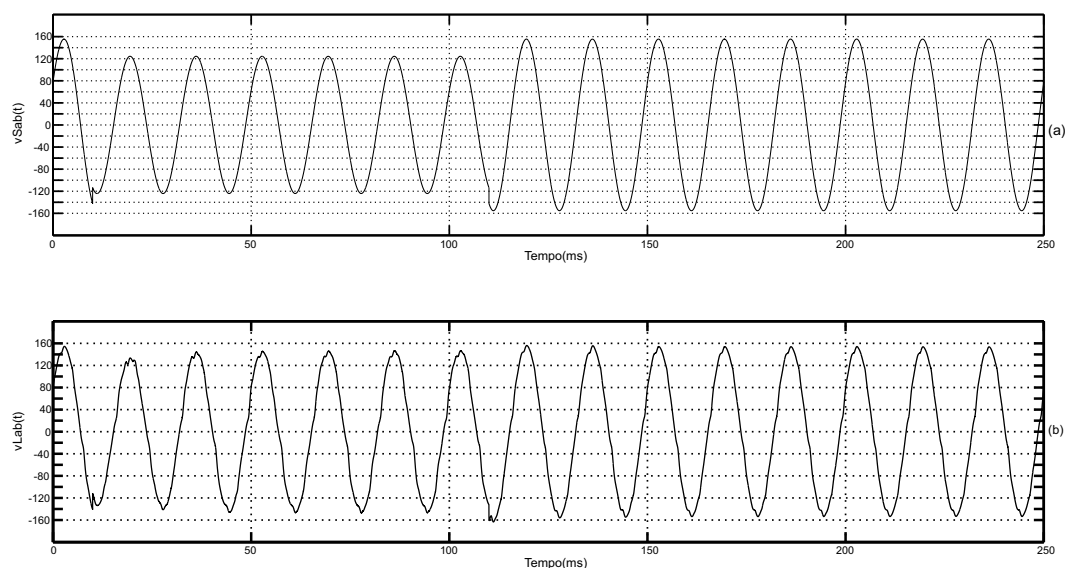


Figura 3.17: Oito chaves: simulação das tensões da rede e da carga com afundamento de 20%.

O segundo resultado obtido foi para um afundamento de 20% e é apresentado na Figura 3.22 a compensação das tensões também foi rápida e eficiente. As tensões na carga se mantiveram em torno de 140 V no experimento.

O terceiro resultado experimental obtido foi para um afundamento de tensão de 35% o

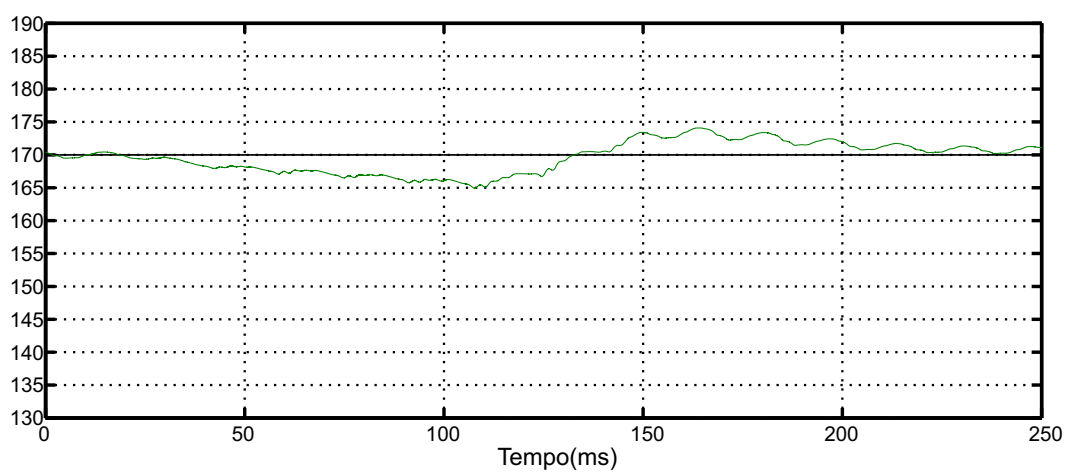


Figura 3.18: Oito chaves: tensão do barramento CC com afundamento de 20%.

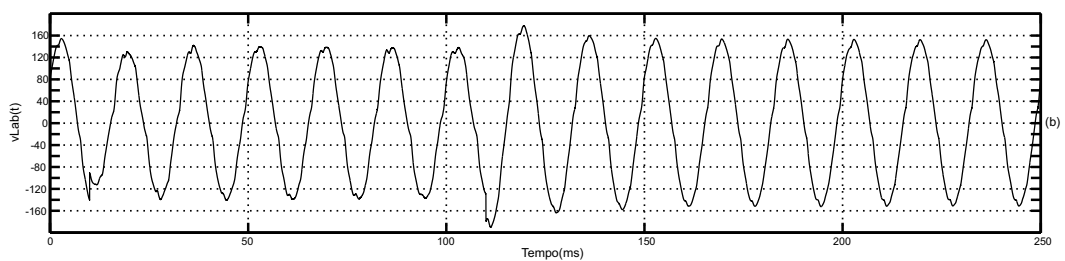
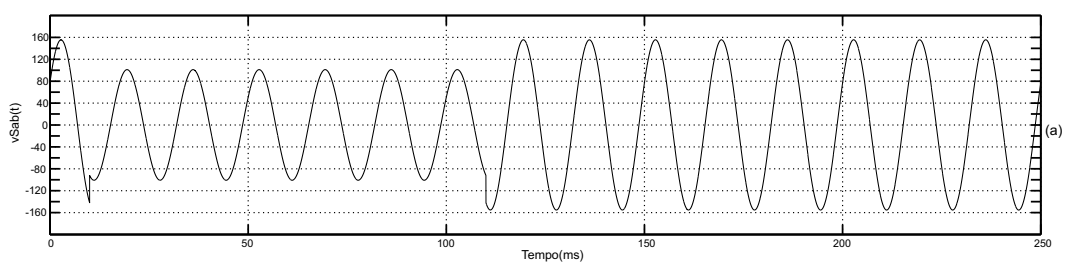


Figura 3.19: Oito chaves: simulação das tensões da rede e da carga com afundamento de 35%.

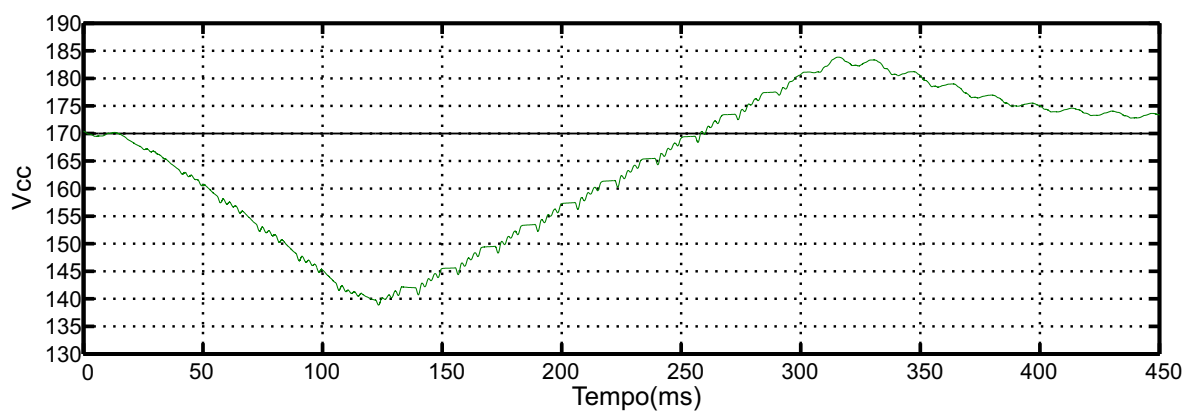


Figura 3.20: Oito chaves: tensão do barramento CC com afundamento de 35%.

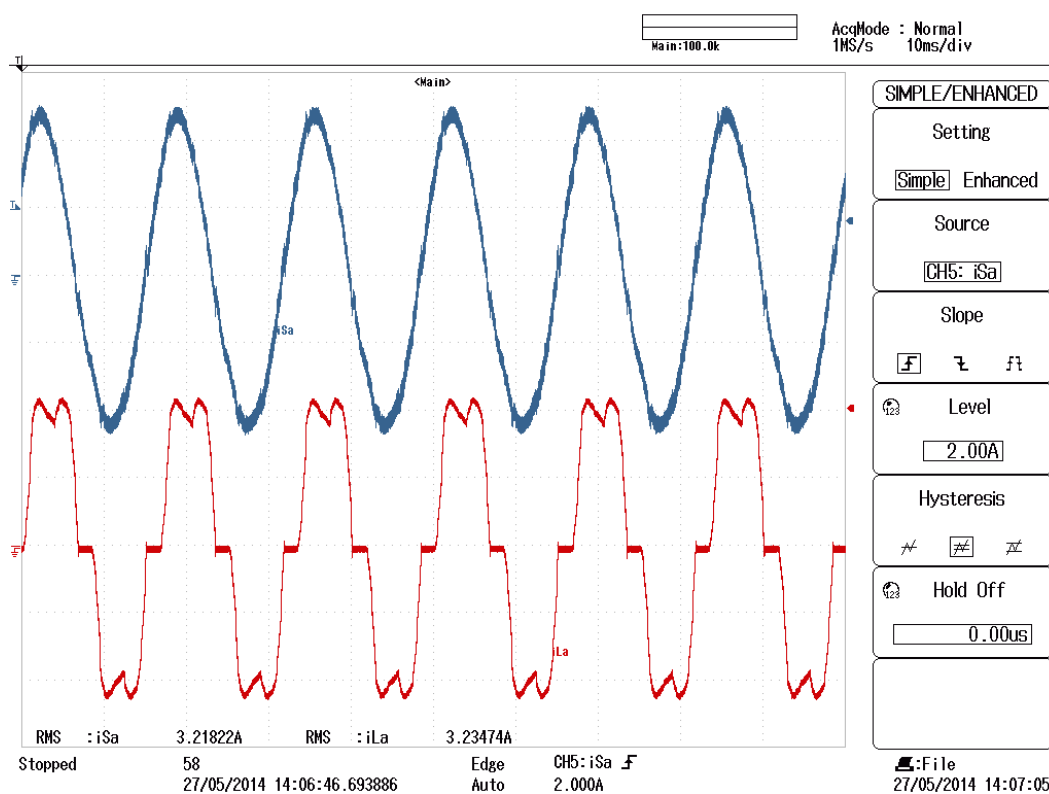


Figura 3.21: Oito chaves: experimento das correntes da rede e da carga com compensação de harmônicos.

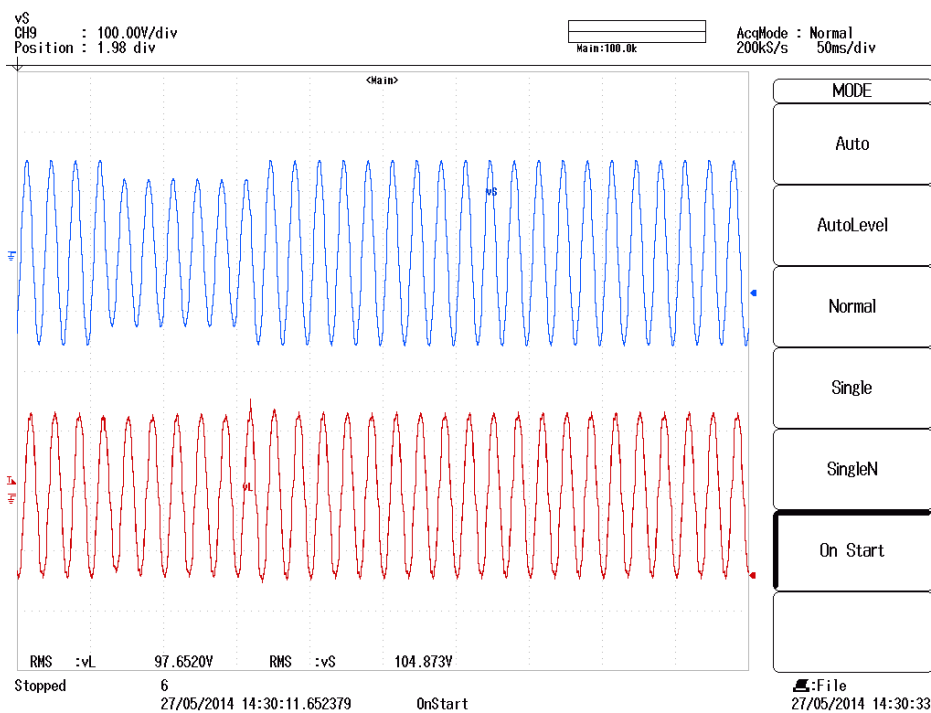


Figura 3.22: Oito chaves: experimento das tensões da rede e da carga com afundamento de 20%.

qual foi compensado como mostra a Figura 3.23. As tensões na carga se mantiveram no patamar de 140V, porém com uma elevação de tensão no retorno da rede, atingindo 165V, mas ná é capaz de danificar o equipamento tendo em vista a curva ITIC.

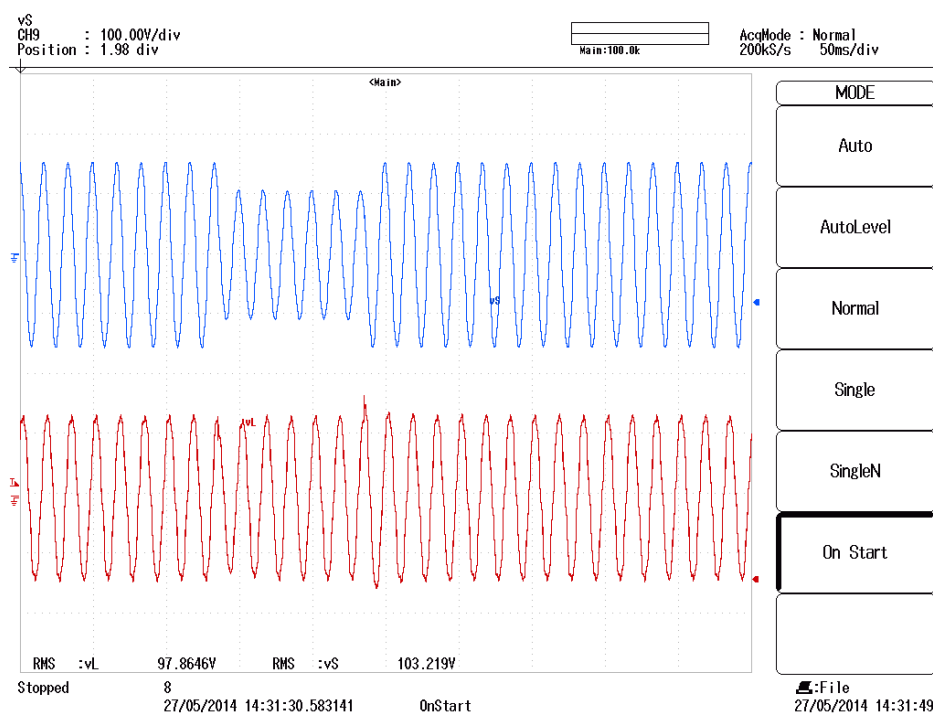


Figura 3.23: Oito chaves: experimento das tensões da rede e da carga com afundamento de 35%.

Nas duas situações de afundamento em que o condicionador de oito chaves foi testado, a compensação das tensões foi rápida e se mostrou satisfatória. Os resultados apresentados corroboram para demonstrar que a topologia de oito chaves pode ser aplicada em situações práticas.

### 3.5 Conclusões

Ao longo do capítulo foram demonstrados tanto os princípios de funcionamento dos conversores de oito e nove chaves quanto sua aplicação prática. A partir do que foi mostrado até o momento concluí-se que:

- A lógica de controle tanto do conversor de oito como de nove chaves é bastante simples tendo por base controladores PI e filtros implementados em *software*;

- Os conversores são alimentados pela própria rede, dispensando fonte auxiliares;
- A utilização do filtro híbrido reduz a tensão do barramento do DVR;
- Mesmo com a tensão do barramento reduzida em relação a um DVR comum os conversores foram capazes de injetar tensões de forma a mitigar as perturbações da rede elétrica;
- Os sistemas podem ser aplicados em diversos níveis de tensão, sendo necessário apenas redimensionamento dos componentes, sem alteração das lógicas de controle.



## **CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

Neste trabalho foi proposta uma topologia de conversor de oito chaves de baixo custo para controle da qualidade de energia. Estruturas desse tipo contribuem para a massificação do uso desses equipamentos que muitas vezes esbarram em seu custo elevado de implementação. A estrutura proposta apresenta diversas vantagens como o custo reduzido, facilidade de implementação, não utiliza fontes de alimentação auxiliares, sistema de controle simples, baixa tensão barramento CC, alocação dinâmica da portadora de acordo com a situação em que a rede se encontra, quantidade reduzida de componentes ativos. O sistema pode ser aplicado em diversos níveis de tensão de acordo com a necessidade do consumidor, bastando apenas o redimensionamento dos componentes sem necessidade de alterações no controle.

No Capítulo 2 foi realizado o estudo da estrutura de UPQC de nove chaves proposta em [65] que foi a base do desenvolvimento da estrutura de nove e oito chaves mostrando suas características e funcionamento. Apesar da integração das estruturas de controle de corrente e tensão, comprovou-se que o conversor é capaz de responder de modo satisfatório e que as modificações de controle permitem a superação dessa deficiência. Assim, a estrutura de nove chaves com filtro ativo proposta em [65] torna-se muito interessante tanto do ponto de vista técnico com econômico.

Com o aprofundamento do conhecimento a respeito da topologia de nove chaves

apresentada no Capítulo 2, foi desenvolvida, no Capítulo 3, a topologia de nove chaves com filtro híbrido no lado do controle das correntes, permitindo assim a redução da tensão do barramento CC do conversor e mantendo sua performance. Ainda no mesmo capítulo, foi proposta a estrutura de oito chaves que além da redução da tensão do barramento CC, elimina uma das chaves semicondutoras fazendo com que seu custo seja menor que a da estrutura proposta por [65].

Tanto o conversor de nove como o de oito chaves propostos neste trabalho foram capazes de diminuir consideravelmente as distorções nas correntes da fonte, assim como compensar afundamentos de tensão de forma rápida e precisa.

#### **4.1 Sugestões para trabalhos futuros**

Como sugestões de trabalhos futuros pode-se citar:

1. Desenvolver solução por meio de *software* que permita um aumento da taxa de carregamento do barramento CC;
2. Alterar a técnica de PWM para vetorial e avaliar a performance da topologia;
3. Estudar o uso da topologia de oito chaves na correção de fator de potência;
4. Desenvolver o algoritmos de controle para compensação de harmônicos de tensão;



## REFERÊNCIAS

- [1] E. Franco, “Qualidade de energia - causas, efeitos e soluções,” São Paulo, 2007, acesso em: 20 dez 2013. [Online]. Available: <http://iecom.dee.ufcg.edu.br>
- [2] T. Ise ; Y. Hayashi ; K. Tsuji, “Definitions of power quality levels and the simplest approach for unbundled power quality services,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 385 – 390, 2000.
- [3] “Ieee recommended practice for monitoring electric power quality (revision of ieee std 1159-1995),” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. c1 – 81, 2009.
- [4] *Estudos e implementações de topologias de restauradores dinâmicos de tensão*, 1st ed. Isidoro, 2007.
- [5] S. Srianthumrong, H. Akagi, “A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter,” *IEEE Trans on Ind. Appl.*, vol. 39, pp. 874–882, 2003.
- [6] S. Moran, “A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation,” *Proc. IEEE-IAS*, pp. 947 – 951, 1989.
- [7] *Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios*, 1st ed. Leonardo Bruno Garcia Campanhol, 2012.
- [8] V. Khadkikar , “Enhancing electric power quality using upqc: A comprehensive overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 27, pp. 2284 – 2297, 2012.
- [9] V. Khadkikar, A. Chandra, “Upqc-s: A novel concept of simultaneous voltage sag/swell

- and load reactive power compensations utilizing series inverter of upqc,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, pp. 2414–2425, 2011.
- [10] A. Nasiri, A. Emadi, “Different topologies for single-phase unified power quality conditioners,” *Proc. 38th Int. Appl. Soc. Annu. Meet. Ind. Appl. Conf.*, pp. 976–981, 2003.
- [11] A. Ghosh, G. Ledwich, “Power quality enhancement using custom power devices,” *MA: Kluwer*, 2002.
- [12] H. Akagi, “Trends in active power line conditioners,” *IEEE Trans on Power Electron*, vol. 9, pp. 263–268, 1994.
- [13] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement,” *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 46, pp. 960–971, 1999.
- [14] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, P. Mehta, “Active power filters: A review,” *IEE Electr. Power Appl*, vol. 147, pp. 403–413, 2000.
- [15] S. Moran, “A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation,” *Proc. Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. Conf.*, pp. 947–951, 1989.
- [16] F. Kamran, T. G. Habetler, “Combined deadbeat control of a seriesparallel converter combination used as a universal power filter,” *Proc. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 196–201, 1995.
- [17] S. Muthu, J. M. S. Kim, “Steady-state operating characteristics of unified active power filters,” *Proc. Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 199–205, 1997.
- [18] H. Fujita, H. Akagi, “The unified power quality conditioner: The integration of series and shunt-active filters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 315–322, 1998.
- [19] B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, B. Singh, “Fuzzy control algorithm for universal active filter,” *Proc. Power Quality Conf.*, vol. 13, pp. 73–80, 1998.
- [20] M. Aredes, K. Heumann, E. H. Watanabe, “An universal active power line conditioner,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 13, pp. 545–551, 1998.

- [21] M. C. Wong, C. J. Zhan, Y. D. Han, L. B. Zhao, "A unified approach for distribution system conditioning: Distribution system unified conditioner (ds-unicon)," *Proc. Power Eng. Soc. Winter Meet.*, pp. 2757–2762, 2000.
- [22] M. Hu, H. Chen, "Modeling and controlling of unified power quality conditioner," *Proc. Adv. Power Syst. Control, Operation Manage.*, pp. 431–435, 2000.
- [23] D. Graovac, V. Katic, A. Rufer, "Power quality compensation using universal power quality conditioning system," *Proc. Adv. Power Syst. Control, Operation Manage.*, vol. 20, pp. 58–60, 2000.
- [24] Y. Chen, X. Zha, J. Wang, H. Liu, J. Sun, H. Tang, "Unified power quality conditioner (upqc): The theory, modeling and application," *Proc. Int. Conf. Power Syst. Technol.*, pp. 1329–1333, 2000.
- [25] S. Chen, G. Joos, "Rating issues of unified power quality conditioners for load bus voltage control in distribution systems," *Proc. Power Eng. Soc. Winter Meet.*, pp. 944–949, 2001.
- [26] A. Elnady, A. Goauda, M. M. A. Salama, "Unified power quality conditioner with a novel control algorithm based on wavelet transform," *Proc. Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, pp. 1041–1045, 2001.
- [27] E. H. Watanabe, M. Aredes, "Power quality considerations on shunt/series current and voltage conditioners," *Proc. 10th Int. Conf. Harmonics Quality Power*, pp. 595–600, 2002.
- [28] A. Ghosh, A. K. Jindal, A. Joshi, "Inverter control using output feedback for power compensating devices," *Proc. Convergent Technol. Conf.*, pp. 48–52, 2003.
- [29] ———, "A unified power quality conditioner for voltage regulation of critical load bus," *Proc. Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, pp. 471–476, 2004.
- [30] J. Prieto, P. Salmeron, R. S. Herrera, "A unified power quality conditioner for wide load range: Practical design and experimental results," *Proc. IEEE Russia Power Technol.*, pp. 1–7, 2005.

- [31] N. Jayanti, M. Basu, M. Conlon, K. Gaughan, "Performance comparison of a left shunt upqc and a right shunt upqc applied to enhance fault-ride-through capability of a fixed speed wind generator," *Proc.Eur. Power Electron. Appl.*, pp. 1–9, 2007.
- [32] M. Davari, S. M. Ale-Emran, H. Yazdanpanahi, G. B. Gharehpetian, "Modeling the combination of upqc and photovoltaic arrays with multiinput single output dc dc converter," *Proc. Power Syst. Conf. Expo.*, pp. 1–7, 2009.
- [33] N. Farokhnia, S. H. Fathi, H. R. Toodeji, "Voltage sag and unbalance mitigation in distribution systems using multi-level upqc," *Proc.Power Quality Conf.*, pp. 1–5, 2010.
- [34] H. Ryoo, G. Rim, T. Kim, D. Kisek, "Digital-controlled single-phase unified power quality conditioner for non-linear and voltage sensitive load," *Proc. 30th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 24–29, 2004.
- [35] H. Toodeji, S. H. Fathi, G. B. Gharehpetian, "Power management and performance improvement in integrated system of variable speed wind turbine and upqc," *Proc. Int. Conf. Clean Electr. Power*, pp. 609–614, 2009.
- [36] A. K. Jindal, A. Ghosh, A. Joshi, "Interline unified power quality conditioner," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 364–372, 2007.
- [37] P. Li, Q. Bai, B. Zhao, Y. Yang, "Power quality control center and its control method," *Proc. Transmiss. Distrib. Conf. Exhib.*, pp. 1–6, 2005.
- [38] P. Li, Q. Bai, G. Li, "Coordinated control strategy for upqc and its verification," *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, 2006.
- [39] B. Han, B. Bae, S. Baek, G. Jang, "New configuration of upqc for medium-voltage application," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, pp. 1438–1444, 2006.
- [40] I. Rubilar, J. Espinoza, J. Munoz, L. Moran, "Dc link voltage unbalance control in three-phase upqcs based on npc topologies," *Proc. 42nd Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. Ind. Appl. Conf.*, pp. 597–602, 2007.

- [41] V. Khadkikar, A. Chandra, "A novel structure for three-phase fourwire distribution system utilizing unified power quality conditioner (upqc)," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, pp. 1897–1902, 2009.
- [42] S. W. Park, I. Y. Chung, J. H. Choi, S. I. Moon, J. E. Kim, "Control schemes of the inverter-interfaced multi-functional dispersed generation," *Proc. Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, pp. 1924–1929, 2003.
- [43] B. Han, B. Bae, H. Kim, S. Baek, "Combined operation of unified power-quality conditioner with distributed generation," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, pp. 330–338, 2006.
- [44] R. Mastromauro, M. Liserre, A. Dellaquila, "Single-phase gridconnected photovoltaic systems with power quality conditioner functionality," *Proc. Power Electron. Appl.*, pp. 619–623, 2007.
- [45] M. Vilathgamuwa, H. Y. Zhang, S. S. Choi, "Modelling, analysis and control of unified power quality conditioner," *Proc. Harmonics Quality Power*, pp. 1035–1040, 1998.
- [46] M. Gong, H. Liu, H. Gu, D. Xu, "Active voltage regulator based on novel synchronization method for unbalance and fluctuation compensation," *Proc. 28th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 1374–1379, 2002.
- [47] J. Eakburanawat, P. Darapong, U. Yangyuen, S. Po-ngam, "A simple control scheme of single phase universal active filter for power quality improvement," *Proc. IEEE TENCON*, pp. 248–251, 2004.
- [48] V. Khadkikar, A. Chandra, A. Barry, T. Nguyen, "Analysis of power flow in upqc during voltage sag and swell conditions for selection of device ratings," *Proc. Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, pp. 867–872, 2006.
- [49] ———, "Conceptual study of unified power quality conditioner (upqc)," *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 1088–1093, 2006.
- [50] B. R. Lin, C. L. Huang, "Implementation of a shunt-series compensator for nonlinear and voltage sensitive load," *Proc. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 1–5, 2006.

- [51] J. Le, Y. Xie, Z. Zhi, C. Lin, "A nonlinear control strategy for upqc," *Proc. Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 2067–2060, 2008.
- [52] M. F. Farias, P. E. Battaiotto, M. G. Cendoya, "Wind farm to weakgrid connection using upqc custom power device," *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 1745–1750, 2010.
- [53] T. Zhili, Z. Dongjiao, "Design of dc voltage controller for upqc by using its small signal model," *Proc. Electr. Control Eng.*, pp. 3572–3575, 2010.
- [54] V. Khadkikar, A. Chandra, A. O. Barry, "Power quality enhancement utilising single-phase unified power quality conditioner: Digital signal processor-based experimental validation," *IET Power Electron.*, vol. 4, pp. 323–331, 2011.
- [55] R. Rajasree, S. Premalatha, "Unified power quality conditioner (upqc) control using feed forward (ff)/ feedback (fb) controller," *Proc. Int. Conf. Comput., Commun. Electr. Technol. Conf.*, vol. 4, pp. 364–369, 2011.
- [56] M. Basu, S. P. Das, G. K. Dubey, "Performance study of upqc-q for load compensation and voltage sag mitigation," *Proc. IEEE 28th Annu. Conf. Ind. Electron. Soc.*, pp. 698–703, 2002.
- [57] ———, "Investigation on the performance of upqc-q for voltage sag mitigation and power quality improvement at a critical load point," *IET Generation, Transmiss. Distrib.*, vol. 2, pp. 414–423, 2008.
- [58] M. Yun, W. Lee, I. Suh, D. Hyun, "A new control scheme of unified power quality compensator-q with minimum power injection," *Proc. 30th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 51–56, 2004.
- [59] W. C. Lee, D. M. Lee, T. K. Lee, "New control scheme for a unified power-quality compensator-q with minimum active power injection," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, pp. 1068–1076, 2010.
- [60] M. Basu, M. Farrell, F. Conlon, K. Gaughan, E. Coyle, "Optimal control strategy of upqc for minimum operational losses," *Proc. 39th Int. Univ. Power Eng.*, pp. 246–250, 2004.

- [61] Y. Kolhatkar, R. Errabelli, S. Das, "A sliding mode controller based optimum upqc with minimum va loading," *Proc. Power Eng. Soc.Gen. Meet.*, pp. 871–875, 2005.
- [62] D. Kisck, V. Navrapescu, M. Kisck, "Single-phase unified power quality conditioner with optimum voltage angle injection for minimum va requirement," *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 2043–2048, 2007.
- [63] G. S. Kumar, P. H. Vardhana, B. K. Kumar, M. K. Mishra, "Minimization of va loading of unified power quality conditioner (upqc)," *Proc. Power Eng., Energy Electr. Drives*, pp. 552–557, 2009.
- [64] G. S. Kumar, B. K. Kumar, M. M. Kumar, "Optimal va loading of upqc during mitigation of unbalanced voltage sags with phase jumps in three-phase four-wire distribution system," *Proc. Int. Conf. Power Syst. Technol.*, pp. 1–8, 2010.
- [65] L.Zang, P. Chiang, , "An integrated nine-switch power conditioner for power quality enhancement and voltage sag mitigation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 1177 – 1190, 2012.
- [66] *Apostila da Disciplina de Conversores Estáticos*, 1st ed. Alessandro Luiz Batschauer, 2012.
- [67] *Fundamentos de Sistemas Multimidia Parte 1-Aquisicao, Codificacao e Exibicao de Dados*. Luiz Fernando Gomes Soares, 2007.
- [68] *Eletrônica de potência Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. Muhammad H. Rashid, 1999.
- [69] T. Kominami , Y. Fujimoto, "A novel three-phase inverter for independent control of two three-phase loads," *Proc. IEEE-IECON*, pp. 1559 – 1564, 2007.
- [70] M. , J. Newman, D. G. Holmes, J. G. Nielsen, e F. Blaabjerg, "A dynamic voltage restorer (dvr) with selective harmonic compensation at medium voltage level," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 41, pp. 1744 – 1753, 2005.

- [71] L. R. Limongi, L. R. S. Filho, L. G. B. Genu, F. Bradashia, M. C. Cavalcanti, "Transformerless hybrid power filter based on a six-switch two-leg inverter for improved harmonic compensation performance," *IEEE Trans on Ind. Appl.*, 2014.
- [72] E. A. Mertens Jr., L. F. S. Dias, F. A. Fernandes, B. D. Bonatto, J. P. G. Abreu, H. Arango, "Evaluation and trends of power quality indices in distribution systems," *Proc. International Conference Eletrical Power Quality and Utilisation*, 2007.