

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



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Topologias de Filtros Híbridos de Potência sem
Transformador Baseadas no Inversor Nove-Chaves**

Luiz Guilherme Batista Genu

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

Topologias de Filtros Híbridos de Potência
sem Transformador Baseadas no Inversor
Nove-Chaves

por

LUIZ GUILHERME BATISTA GENU

Dissertação 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: Leonardo Rodrigues Limongi, *Dott. Ric.*

Recife, Julho de 2014.

Catálogo na fonte
Bibliotecário Vimário Carvalho da Silva, CRB-4 / 1204

G341t Genu, Luiz Guilherme Batista.
Topologias de filtros híbridos de potência sem transformador baseadas no inversor Nove-chaves. / Luiz Guilherme Batista Genu. - Recife: O Autor, 2014.
63 folhas, il., gráfs. e tabs.

Orientador: Leonardo Rodrigues Limongi, Dott. Ric..

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

Inclui Referências, lista de figuras, de nomenclaturas e símbolos e de tabelas.

1. Engenharia Elétrica. 2. Energia. 3. Potência. 4. Filtro ativo. 5. Harmônicos de corrente. I. Limongi, Leonardo Rodrigues. (orientador) II. Título.

621.3 CDD (22. ed.)

UFPE
BCTG/2014-323



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

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

LUIZ GUILHERME BATISTA GENU

TÍTULO

***“TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS DE POTÊNCIA SEM
TRANSFORMADOR BASEADAS NO INVERSOR NOVE-CHAVES”***

A comissão examinadora composta pelos professores: LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE, MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE, MAURÍCIO AREDES, COPPE/UFRJ e FABRÍCIO BRADASCHIA, DEE/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **LUIZ GUILHERME BATISTA GENU **APROVADO.****

Recife, 29 de julho de 2014.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGEE

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI
Orientador e Membro Titular Interno

MAURÍCIO AREDES
Membro Titular Externo

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Membro Titular Interno

FABRÍCIO BRADASCHIA
Membro Titular Externo

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer à Deus. Também aos meus pais, Luiz e Socorro, pela motivação e suporte, e aos meus irmãos Felipe e Steffânia. À minha noiva Nairanna Carvalho, pela atenção, carinho e grande ajuda na confecção das figuras desse texto. À todos os membros do GEPAE, que contribuíram de forma direta ou indireta ao longo do percurso que resultou na presente dissertação, em especial ao meu orientador, Leonardo Limongi, pela oportunidade de desenvolver este trabalho e pelo grande auxílio sem o qual a conclusão deste não seria possível. Ao meu grande amigo Luís Rodrigues, co-responsável tanto nos experimentos como na montagem do protótipo. Ao professor Marcelo Cavalcanti, pela oportunidade de mudança na área de pesquisa e por suas sugestões ao texto. Agradeço ainda aos professores Maurício Aredes e Fabrício Bradaschia pelas contribuições e observações pertinentes ao texto. Ao CNPq pelo apoio financeiro. A todos muito obrigado.

LUIZ GUILHERME BATISTA GENU

Universidade Federal de Pernambuco

29 de Julho de 2014

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS DE POTÊNCIA
SEM TRANSFORMADOR BASEADAS NO INVERSOR
NOVE-CHAVES**

Luiz Guilherme Batista Genu

Julho/2014

Orientador: Leonardo Rodrigues Limongi, *Dott. Ric.*

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Qualidade de energia, Harmônicos de corrente, Filtro ativo de potência.

Número de páginas: 63

Equipamentos sensíveis e cargas não-lineares estão fortemente presentes nos setores industriais/comerciais e no ambiente doméstico. Por isso, ocorrências que afetam hoje o fornecimento de energia elétrica, tornaram-se inaceitáveis. Entre os muitos problemas relacionados à qualidade de energia elétrica, a circulação de correntes harmônicas na rede elétrica sempre esteve em lugar de destaque. O presente trabalho apresenta duas topologias de filtros híbridos de potência que misturam filtros ativos de baixa potência com filtros passivos. Com isso, estas soluções tornam-se mais atrativas em termos econômicos se comparadas com os filtros ativos puros e apresentem melhor desempenho em relação às soluções passivas puras. As soluções apresentadas são ambas derivadas do inversor Nove-Chaves com o objetivo de apresentar uma capacidade de compensação superior as estruturas já existentes na literatura. As duas topologias foram avaliadas tanto por meio de simulações como por meio de um protótipo conectado à rede elétrica.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for
the degree of Master in Electrical Engineering

**TRANSFORMELESS HYBRID POWER FILTERS
TOPOLOGIES BASED ON NINE-SWITCH INVERTER**

Luiz Guilherme Batista Genu

July/2014

Supervisor: Leonardo Rodrigues Limongi, *Dott. Ric.*

Area of Concentration: Energy Processing

Keywords: Power Quality, Current harmonics, Active power filter.

Number of pages: 63

Sensitive equipment and non-linear loads are strongly present in industrial/commercial and domestic environment. Therefore, instances currently affecting the supply of electricity, have become unacceptable. Among many problems related to power quality, the circulation of harmonic currents in the power systems has always been prominently. This work presents two topologies of hybrid power filters that mix low power active filters with passive filters. Thus, these solutions become more attractive when compared with the pure active filters, and also show better performance than the pure passive solutions. The proposed solutions are both derived from the Nine-Switch inverter with the goal of present a higher compensation capability when compared with existing topologies in literature. Both topologies have been evaluated with simulations and experimental results.

CONTEÚDO

LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABELAS	xii
LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS	xiii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Filtragem Ativa: Estado da Arte	2
1.2 Topologias de Filtros Híbridos Baseadas no Inversor Nove-Chaves	6
1.3 Esboço da Dissertação e Principais Resultados	7
2 FILTRO HÍBRIDO SEM TRANSFORMADOR UTILIZANDO O INVERSOR NOVE-CHAVES	9
2.1 O Inversor NSI	10
2.1.1 Modulação no Inversor NSI	11
2.2 Projeto dos Filtros Passivos	14
2.3 Controle do Filtro Híbrido	18
2.3.1 Controle da Unidade <i>Top</i>	18
2.3.2 Controle da Unidade <i>Bottom</i>	23
2.4 Realização Experimental do Filtro Híbrido Baseado no Inversor NSI	24
2.4.1 Resultados de Simulação	28
2.4.2 Resultados Experimentais	30
2.5 Conclusões	30
3 FILTRO HÍBRIDO SEM TRANSFORMADOR UTILIZANDO O INVERSOR DE SEIS-CHAVES E DOIS BRAÇOS	35

3.1 O Inversor SSTL	37
3.1.1 Modulação no Inversor SSTL	38
3.2 Projeto dos Filtros Passivos	41
3.3 Controle do Filtro Híbrido	44
3.4 Realização Experimental do Filtro Híbrido Baseado no Inversor SSTL .	46
3.4.1 Resultados de Simulação	47
3.4.2 Resultados Experimentais	49
3.5 Conclusões	54
4 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	55
Referências Bibliográficas	58

LISTA DE FIGURAS

1.1	Filtro Ativo com topologia convencional.	3
1.2	Topologia de HPF proposta por [15].	4
1.3	Topologia de HPF proposta por [30].	4
1.4	Topologia de HPF proposta por [31].	5
1.5	Topologia de HPF proposta por [33].	6
1.6	Inversor NSI.	7
2.1	Filtro híbrido baseado no inversor NSI.	10
2.2	Inversor NSI.	11
2.3	Diagrama de blocos da modulação do inversor NSI.	14
2.4	Circuito equivalente CC do filtro híbrido baseado no inversor NSI.	16
2.5	Circuito equivalente para frequência fundamental do inversor NSI.	17
2.6	Diagrama de controle do filtro híbrido baseado no inversor NSI.	19
2.7	Implementação do filtro passa-faixa.	21
2.8	Diagrama em blocos simplificado da configuração experimental.	25
2.9	Visão geral da bancada experimental.	26
2.10	Modulação seno-triângulo no inversor NSI.	28
2.11	Simulação com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> desligadas. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	29
2.12	Simulação com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ligadas. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	30

2.13	Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor NSI com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> desligadas. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	31
2.14	Resultados experimentais DHT da corrente da carga i_L	31
2.15	Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor NSI com apenas a unidade <i>top</i> ligada. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	32
2.16	Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do filtro híbrido baseado no inversor NSI, com apenas a unidade <i>top</i> ligada.	32
2.17	Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor NSI com apenas a unidade <i>bottom</i> ligada. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	33
2.18	Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do filtro híbrido baseado no inversor NSI, com apenas a unidade <i>bottom</i> ligada.	33
2.19	Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor NSI com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ligadas. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	34
2.20	Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor NSI, com ambas unidades ligadas.	34
3.1	Filtro híbrido baseado no inversor SSTL.	36
3.2	Inversor SSTL	37
3.3	Diagrama de blocos da modulação do inversor SSTL.	41
3.4	Circuito equivalente CC do inversor SSTL.	42
3.5	Circuito equivalente do inversor SSTL para frequência fundamental.	44
3.6	Diagrama de controle do filtro híbrido baseado no inversor SSTL.	45
3.7	Diagrama em blocos simplificado da configuração experimental.	47
3.8	Simulação com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> desligadas. Grandezas: (1)- Corrente da rede i_S [A]; (2)- Corrente da carga i_L [A]; (3)- Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; (4)- Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	48

3.9	Simulação com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ligadas. Grandezas: (1)- Corrente da rede i_S [A]; (2)- Corrente da carga i_L [A]; (3)- Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; (4)- Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	49
3.10	Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> desligadas. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	50
3.11	Resultados experimentais DHT da corrente da carga i_L	50
3.12	Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com apenas a unidade <i>top</i> ligada. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	51
3.13	Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do filtro híbrido baseado no inversor SSTL, com apenas a unidade <i>top</i> ligada.	51
3.14	Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com apenas a unidade <i>bottom</i> ligada. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	52
3.15	Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do filtro híbrido baseado no inversor SSTL, com apenas a unidade <i>bottom</i> ligada.	52
3.16	Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ligadas. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$ [A].	53
3.17	Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor SSTL, com ambas unidades ligadas.	53

LISTA DE TABELAS

2.1	Possíveis combinações das chaves no inversor NSI.	11
2.2	Parâmetros do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor NSI	27
2.3	DHT das correntes do HPF baseado no inversor NSI	30
3.1	Possíveis combinações das chaves no inversor SSTL.	37
3.2	Parâmetros do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor SSTL	46
3.3	DHT das correntes do HPF baseado no inversor SSTL	54

LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS

$C_{F_{bot}}$	Capacitor do filtro <i>LC</i> da unidade <i>bottom</i> .
$C_{F_{top}}$	Capacitor do filtro <i>LC</i> da unidade <i>top</i> .
DHT	Distorção harmônica total.
f_S	Frequência da rede.
$f_{samp.}$	Frequência de chaveamento.
f_{sw}	Frequência de amostragem.
HPF	<i>Hybrid power filter</i> .
$i_{F_{bot}}$	Componente de corrente fornecida pela unidade <i>bottom</i> .
$i_{F_{top}}$	Componente de corrente fornecida pela unidade <i>top</i> .
i_{La}	Corrente na carga na fase <i>a</i> .
i_{Lb}	Corrente na carga na fase <i>b</i> .
i_{Lc}	Corrente na carga na fase <i>c</i> .
i_{Sa}	Corrente na rede na fase <i>a</i> .
i_{Sb}	Corrente na rede na fase <i>b</i> .
i_{Sc}	Corrente na rede na fase <i>c</i> .
L_S	Indutância equivalente da rede no ponto de conexão dos HPFs com a rede.
L_{AC}	Indutor de conexão entre a carga não-linear e a rede.
$L_{F_{bot}}$	Indutância do filtro <i>LC</i> da unidade <i>bottom</i> .
$L_{F_{top}}$	Indutância do filtro <i>LC</i> da unidade <i>top</i> .
NSI	<i>Nine switch inverter</i> .
PCC	<i>Point of common coupling</i> .

R_L	Resistor do lado CC da carga não-linear.
$SAPF$	<i>Shunt active power filter.</i>
$SSTL$	<i>Six-switch two-leg.</i>
$V_{C_{Fbot}}$	Componente de tensão CC sob os capacitores da unidade <i>bottom</i> .
$V_{C_{Fbot}}^{nominal}$	Tensão nominal, componente CC mais a fundamental, sob os capacitores da unidade <i>bottom</i> .
$V_{C_{Ftop}}$	Componente de tensão CC sob os capacitores da unidade <i>top</i> .
$V_{C_{Ftop}}^{nominal}$	Tensão nominal, componente CC mais a fundamental, sob os capacitores da unidade <i>top</i> .
V_{dc}	Tensão no barramento CC.
v_{Sa}	Tensão na rede, no ponto de conexão dos HPFs com a rede, na fase <i>a</i> .
v_{Sb}	Tensão na rede, no ponto de conexão dos HPFs com a rede, na fase <i>b</i> .
v_{Sc}	Tensão na rede, no ponto de conexão dos HPFs com a rede, na fase <i>c</i> .
VSI	<i>Voltage source inverter.</i>

1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, os avanços na tecnologia dos dispositivos semicondutores iniciaram uma verdadeira revolução na eletrônica de potência. O aumento da confiabilidade desses dispositivos tem impulsionado um crescente interesse em conversores de potência e há uma clara indicação de que esta tendência vai continuar [1]-[5]. Existe um grande número de aplicações importantes relacionadas a conversores eletrônicos de potência. Algumas dessas aplicações desempenham papel fundamental em áreas estratégicas como na garantia da qualidade de energia elétrica.

A questão da qualidade de energia está se tornando cada vez mais importante para os consumidores em todos os níveis. Atualmente, equipamentos sensíveis e cargas não-lineares estão compartilhando o mesmo ambiente nos setores industriais/comerciais e nas residências. Ocorrências que afetam o fornecimento de energia elétrica, que eram raras e já foram consideradas aceitáveis por empresas e usuários de energia elétrica, são agora constantes e muitas vezes consideradas um problema.

Entre os muitos problemas que afetam a qualidade de energia, a circulação de correntes harmônicas na rede elétrica ocupa lugar de destaque. Isto ocorre porque esses harmônicos podem causar distorção na tensão, dependendo da impedância da rede, perdas adicionais em elementos do sistema, como transformadores, e mau funcionamento de equipamentos eletrônicos. Por estas razões normas, como a IEEE 519, recomendam limites para as

correntes harmônicas injetadas por cargas não-lineares, dependendo de sua potência nominal e da impedância da rede [6].

Filtros passivos têm sido tradicionalmente usados para evitar a circulação de harmônicas na rede elétrica. Estas soluções são muito simples e de baixo custo, mas o seu desempenho depende fortemente da impedância da rede, podendo levar a indesejáveis ressonâncias com o sistema elétrico.

1.1 Filtragem Ativa: Estado da Arte

Nos últimos anos, o surgimento de chaves semicondutoras de potência elevada e suficientemente rápidas possibilitou um crescente interesse na filtragem ativa. Entre as muitas topologias de condicionadores de energia, o filtro ativo de potência paralelo (*Shunt Active Power Filter* - SAPF) é, atualmente, considerado uma solução bem estabelecida, em aplicações de baixas/médias potências, para reduzir as correntes harmônicas a limites aceitáveis, fornecendo ainda algumas características adicionais como compensação de potência reativa, etc [5]-[14]. O SAPF é basicamente um inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) trifásico com um grande capacitor conectado ao barramento CC, Figura 1.1. Esse inversor é conectado ao ponto de acoplamento comum (*Point of Common Coupling* - PCC) através de indutâncias. Para se obter correntes senoidais na rede, o SAPF deve operar como uma fonte de corrente gerando as correntes harmônicas solicitadas pela carga. A filtragem ativa é bastante vantajosa em situações em que se deseje uma rápida resposta dinâmica a variações de carga. A maior desvantagem do SAPF são os altos custos das partes ativas (chaves semicondutoras) necessárias para compensar as correntes harmônicas [7].

Uma alternativa à utilização do SAPF é lançar mão de topologias híbridas, conhecidas como filtros híbridos de potência (*Hybrid Power Filter* - HPF), que misturam filtros ativos de baixa potência com filtros passivos com o objetivo de reduzir os custos em relação aos filtros ativos, ao mesmo tempo que melhorar o desempenho em relação aos filtros passivos [15]-[29]. Em [15], Figura 1.2, é apresentada uma topologia de HPF

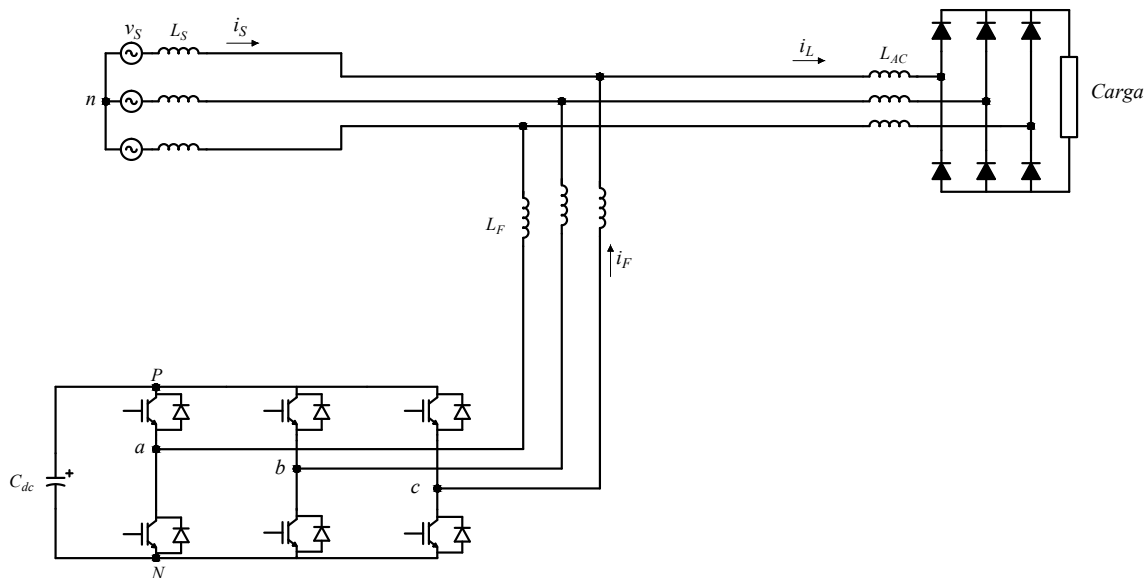


Figura 1.1: Filtro Ativo com topologia convencional.

que consiste na utilização de filtros passivos conectados em paralelo e um filtro ativo conectado em série ao sistema através de um transformador. Para evitar a conexão de um transformador em série com o sistema, foi proposto em [17], uma topologia que consiste na conexão série entre filtro passivo e ativo através de um transformador. Essa solução normalmente utiliza um inversor com uma potência nominal entre 5% e 8% da potência total da carga, percentual bastante inferior ao nível de potência dos conversores utilizados no SAPF, o que os torna bastante atrativos. O princípio de operação dos HPFs consiste sempre em melhorar as características de filtragem dos filtros passivos evitando, no entanto, ressonâncias indesejáveis com a rede/carga. Muitas das topologias de filtros híbridos têm como desvantagem, um grande número de componentes passivos e utilização de transformadores, o que influencia diretamente no peso, tamanho e custo desses filtros.

Por estes motivos, a redução do número de componentes em filtros híbridos tem sido objeto de muitas pesquisas. Em [30], Figura 1.3, foi apresentado um filtro híbrido composto por um VSI de baixa potência conectado ao PCC através de um filtro LC série sem a utilização de um transformador. O filtro LC, sintonizado na 7^a componente harmônica, tem sua característica de filtragem melhorada pelo filtro ativo e, assim, consegue absorver outras componentes harmônicas (principalmente a 5^a harmônica). Uma característica importante

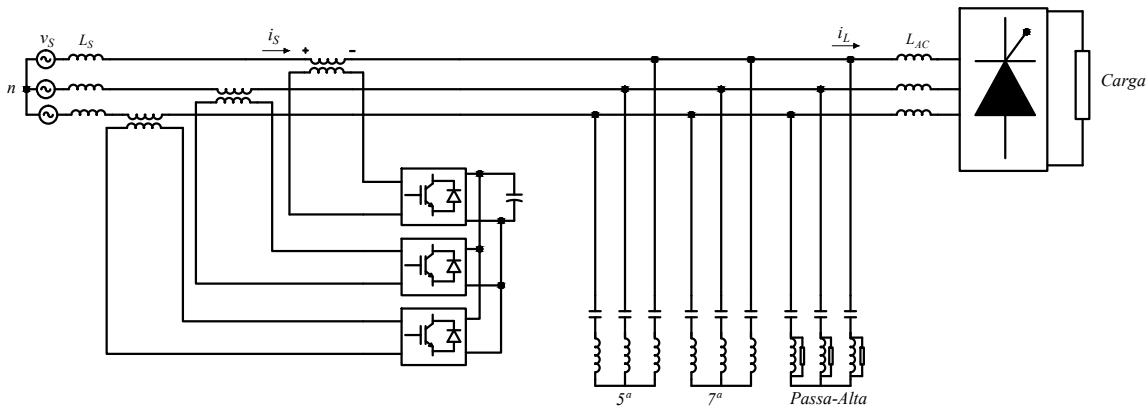


Figura 1.2: Topologia de HPF proposta por [15].

desta topologia é que o barramento CC do inversor funciona com uma tensão muito abaixo do pico da tensão de linha da rede, fazendo com que o custo das partes ativas seja bastante reduzido assim como as perdas.

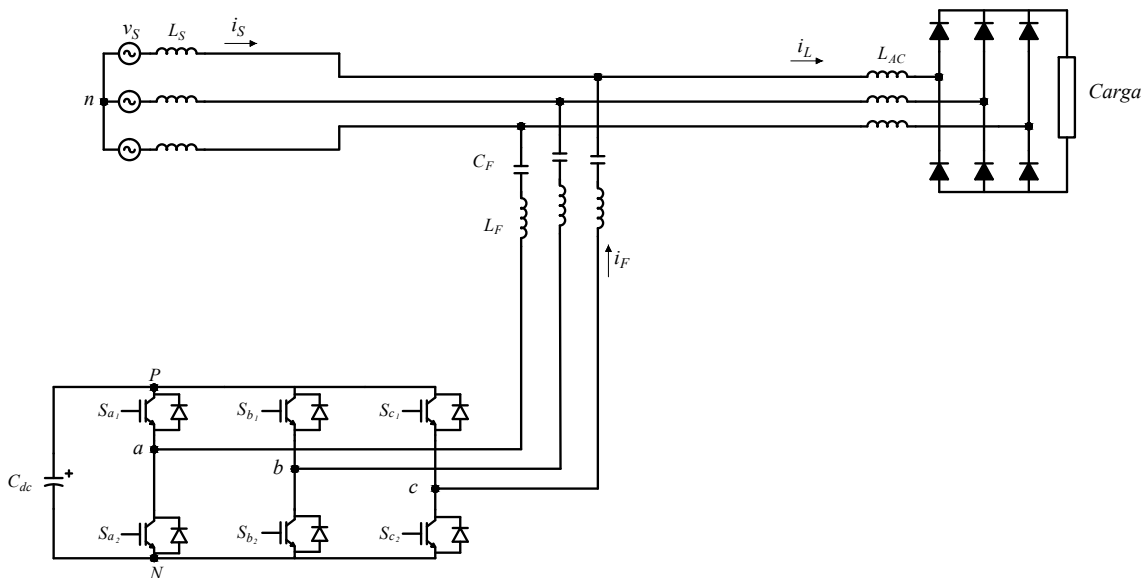


Figura 1.3: Topologia de HPF proposta por [30].

Uma versão de [30], com um número reduzido de chaves, foi proposta em [31], Figura 1.4. A redução do número de chaves foi alcançada ao eliminar um braço do VSI e conectar a fase remanescente no pólo negativo do barramento CC. Isso é possível porque os capacitores do filtro LC bloqueiam a circulação de correntes CC que seriam geradas por essa conexão. Como vantagem tem-se um inversor mais confiável, com menor custo e complexidade.

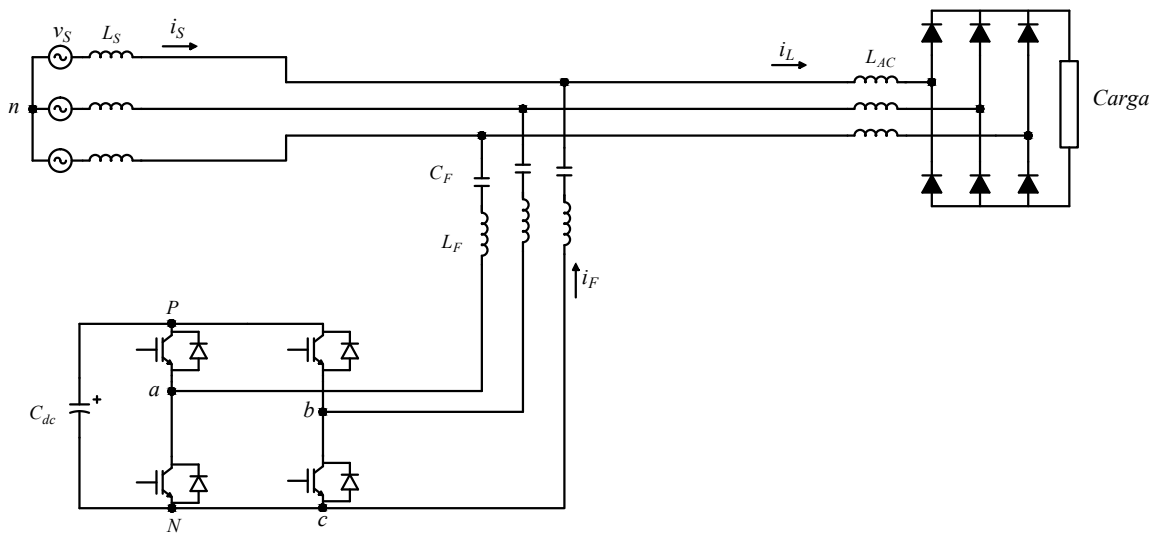


Figura 1.4: Topologia de HPF proposta por [31].

Há, ainda na literatura, topologias de filtro ativo e filtro híbrido que utilizam configurações com dois ou mais inversores, com o objetivo de melhorar as características de compensação, resposta dinâmica, reduzir o *ripple* de comutação, etc [32],[33]. Em [32], é proposta uma configuração utilizando dois filtros ativos operando em paralelo. Um inversor é controlado utilizando uma ação de controle *feedback* para melhorar a resposta em regime permanente. O segundo inversor, por sua vez, é controlado utilizando uma ação de controle *feedforward*, com o objetivo de melhorar a resposta dinâmica do sistema. Além disso, o *ripple* de comutação é reduzido ao utilizar uma estratégia adequada de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM). Em [33] Figura 1.5, uma topologia utilizando dois filtros híbridos operando em paralelo (formando uma configuração *back-to-back* de [31]) é proposta, com o objetivo de melhorar a compensação de harmônicos de corrente e, além disso, compensar potência reativa. Neste caso, ambas as saídas do conversor *back-to-back* são conectadas ao PCC através de dois conjuntos de filtros LC série sintonizados na 7^a e 13^a harmônicas. A grande vantagem desta topologia vem da sua maior capacidade de compensação e seu número reduzido de chaves.

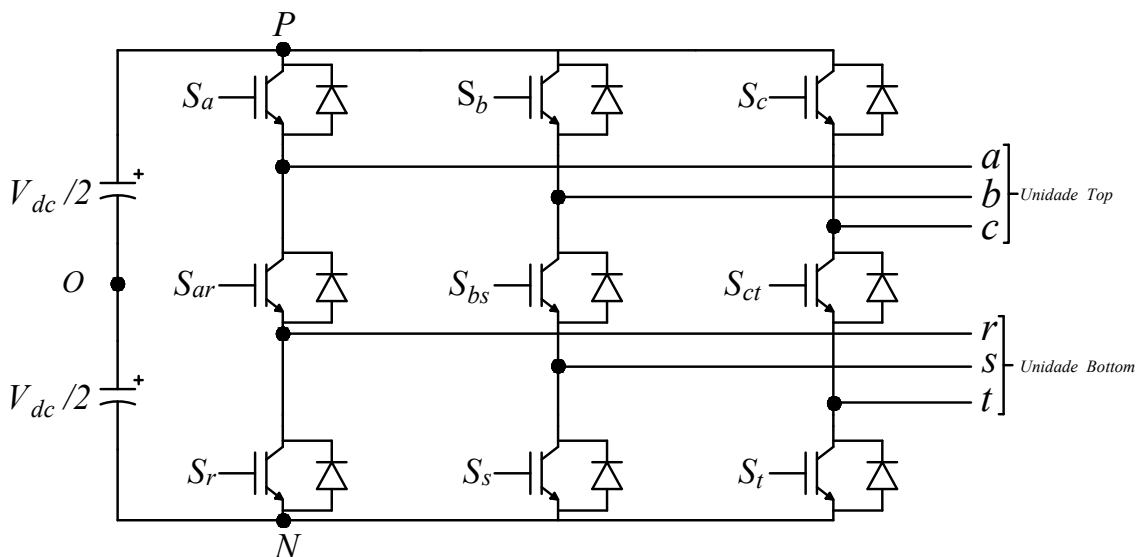


Figura 1.6: Inversor NSI.

apenas um conjunto de filtros LC série sintonizado na 7^a harmônica, exatamente como acontece em [33].

A segunda topologia utiliza uma versão com o número reduzido de chaves do inversor NSI, batizado aqui de inversor de Seis-Chaves e Dois Braços (*Six-Switch Two-Leg - SSTL*). Como o inversor SSTL deriva do inversor NSI, este também possui dois conjuntos de saídas trifásicas (unidades *top* e *bottom*) que são conectadas ao PCC através de dois conjuntos de filtros LC, um conjunto sintonizado nas vizinhanças da 7^a harmônica e o outro sintonizados na vizinhança da 13^a harmônica. O objetivo é também obter característica de compensação superior com respeito a [30] e [31], mas desta vez com um número reduzido de chaves em relação a [33].

1.3 Esboço da Dissertação e Principais Resultados

A dissertação está dividida em quatro capítulos, o **Capítulo 1** de introdução, e outros três como segue:

Capítulo 2 - Neste capítulo, apresenta-se a topologia do inversor NSI e sua aplicação como HPF sem transformador. Além disso, as expressões do PWM seno-triângulo

são apresentadas, assim como os requisitos necessários para o projeto dos filtros LC que fazem parte da estrutura proposta. Apresenta-se, ainda, a estratégia de controle utilizada e resultados de simulação do sistema proposto. Por último, é apresentada a configuração experimental utilizada para obtenção dos resultados que confirmam as hipóteses apresentadas.

Capítulo 3 - Neste capítulo, apresenta-se a topologia do inversor SSTL e sua aplicação como HPF sem transformador. Segue-se a mesma sequência apresentada no Capítulo 2, em que, inicialmente, são derivadas as expressões de PWM, depois é apresentado o projeto dos filtros LC, estratégia de controle utilizada e, por último, os resultados de simulação e experimentais.

Capítulo 4 - Neste capítulo são apresentadas as conclusões deste trabalho e as perspectivas de trabalhos futuros.

2

FILTRO HÍBRIDO SEM TRANSFORMADOR UTILIZANDO O INVERSOR NOVE-CHAVES

Este capítulo apresenta uma topologia de filtro híbrido de potência baseada no inversor Nove-Chaves (*Nine-Switch Inverter* - NSI). A novidade consiste em ter um inversor com dois conjuntos de saídas trifásicas, denominadas unidades *top* (saídas *abc*) e *bottom* (saídas *rst*), conectadas à rede elétrica através de dois conjuntos de filtros LC série, como mostra a Figura 2.1. A unidade *top* é conectada ao PCC através de filtros LC sintonizados na 7^a componente harmônica e é responsável por compensar as componentes harmônicas 5^a e 7^a, além de controlar a tensão do barramento CC em um valor desejado. Similarmente, a unidade *bottom* é conectada ao PCC através de filtros LC sintonizados na 13^a componente harmônica, sendo responsável por compensar as componentes harmônicas 11^a e 13^a. Portanto, espera-se que a topologia proposta apresente uma capacidade de compensação superior com respeito a outras topologias, como [30]. Como o inversor NSI é não convencional, o filtro híbrido proposto apresenta algumas peculiaridades que precisam ser notadas. Primeiramente, a conexão das duas unidades, *top* e *bottom*, ao PCC poderia gerar naturalmente a circulação de corrente CC entre as saídas das unidades. No entanto, os capacitores dos filtros passivos, $C_{F_{top}}$ e $C_{F_{bot}}$, bloqueiam a circulação de corrente CC e evitam o curto-circuito do barramento CC. Em segundo lugar, foi mostrado em trabalhos anteriores que o índice de modulação do inversor NSI é a metade do apresentado pelo VSI convencional. Como consequência, é preciso duplicar a tensão do barramento CC para conseguir impor tensões nas saídas *top*

e *bottom* de mesma amplitude quando comparadas àquelas geradas pelo VSI convencional. A inserção do filtro passivo LC série, que transforma o sistema em um HPF, faz com que essa desvantagem do inversor NSI seja bastante atenuada, uma vez que os níveis de tensão requeridos nos HPFs são bastante reduzidos quando comparados com o SAPF.

Nas próximas seções é apresentada uma discussão sobre o inversor NSI, de onde são derivadas as expressões da estratégia de PWM. São discutidos, ainda, os requisitos necessários para o projeto dos filtros LC, além da estratégia de controle proposta para as duas unidades do inversor NSI. Esse controle foi todo realizado em referencial estacionário $\alpha\beta$, evitando sistemas de referências síncronos com o vetor tensão da rede e o consequente uso de sistemas de malha travada em fase (*Phase-Locked Loop* - PLL). A partir daí, são apresentados resultados de simulação, utilizando o MATLAB/Simulink, e resultados experimentais, com o objetivo de comprovar a eficácia da topologia proposta.

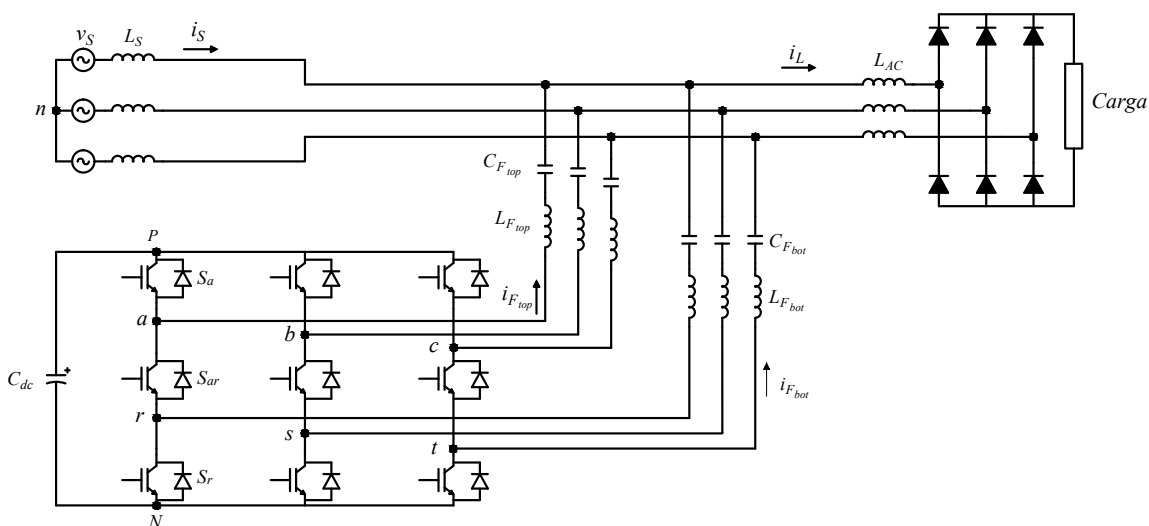


Figura 2.1: Filtro híbrido baseado no inversor NSI.

2.1 O Inversor NSI

A topologia do inversor NSI, proposta em [34], é mostrada na Figura 2.2. Este inversor possui três braços, onde cada um deles é composto por três chaves. As chaves S_x , em que $x = \{a, b, c\}$, fazem parte da unidade *top*. As chaves S_y , em que $y = \{r, s, t\}$, fazem parte da unidade *bottom*. Já as chaves S_{xy} são usadas simultaneamente pelas unidades *top* e *bottom*.

Cada unidade pode ser controlada de forma a fornecer dois conjuntos de saídas distintas, ou seja, é possível alimentar duas cargas trifásicas diferentes simultaneamente, exatamente como ocorre em um conversor *back-to-back* de dois níveis. Em relação a topologia do conversor *back-to-back*, o inversor NSI apresenta a vantagem de utilizar três chaves a menos. Há, no entanto, algumas restrições na operação do inversor NSI que devem ser respeitadas. Na Tabela 2.1, são mostradas as três combinações possíveis para os estados das chaves em um mesmo braço sendo que, qualquer outro estado resulta em curto-circuito no barramento CC ou na ausência de uma referência para a tensão de saída.

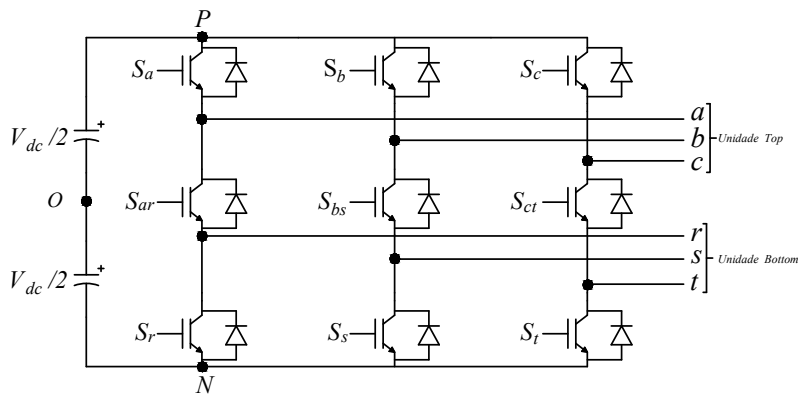


Figura 2.2: Inversor NSI.

Tabela 2.1: Possíveis combinações das chaves no inversor NSI.

Estado do Inversor	S_x	S_{xy}	S_y	v_{xo}	v_{yo}
1	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
2	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
3	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$

2.1.1 Modulação no Inversor NSI

Considerando a Tabela 2.1, é possível inferir que a chave S_x controla a tensão de saída v_{xo} , sendo $x = \{a, b, c\}$, através de:

$$v_{xo} = (2S_x - 1) \frac{V_{dc}}{2}, \quad (2.1)$$

em que $S_x = 0$ e $S_x = 1$ representam os estados aberto e fechado da chave, respectivamente. As razões de trabalho das chaves S_x são calculadas através do valor médio de (2.1) em um período de chaveamento, que resulta em:

$$D_x = \frac{1}{2} + \frac{v_{xo}^*}{V_{dc}}, \quad (2.2)$$

em que v_{xo}^* é a tensão de referência imposta ao terminal de saída x , que deve ser igual ao valor médio \bar{v}_{xo} se a frequência de chaveamento for suficientemente alta. Analogamente, a chave S_y controla a tensão de saída v_{yo} sendo $y = \{r, s, t\}$, através de:

$$v_{yo} = (1 - 2S_y) \frac{V_{dc}}{2}, \quad (2.3)$$

em que $S_y = 0$ e $S_y = 1$ representam chave aberta e fechada, respectivamente. As razões de trabalho das chaves S_y são calculadas através do valor médio de (2.3) em um período de chaveamento:

$$D_y = \frac{1}{2} - \frac{v_{yo}^*}{V_{dc}} \quad (2.4)$$

em que v_{yo}^* é a tensão de referência imposta ao terminal de saída y , a qual deve ser igual ao valor de \bar{v}_{yo} , valor médio, se a frequência de chaveamento for suficientemente alta.

Note que as chaves S_x e S_y têm comportamentos complementares: $S_x = 1$ implica v_{xo} positiva, $S_y = 1$ implica v_{yo} negativa e vice-versa. Por essa razão, as razões de trabalho D_y apresentam sinal oposto quando comparadas com D_x . Após analisar a Tabela 2.1, vê-se que a inequação $v_{xo} \geq v_{yo}$ é respeitada para todos os estados possíveis. Considerando o valor médio em um período de chaveamento, encontra-se que $\bar{v}_{xo} \geq \bar{v}_{yo}$ deve ser respeitada, e se a frequência de chaveamento é suficientemente elevada tem-se que:

$$v_{xo}^* \geq v_{yo}^* \quad (2.5)$$

Sabendo que a inequação (2.5) deve ser respeitada, é impossível para o inversor NSI reproduzir duas tensões senoidais quaisquer nas saídas x e y , pois, em algum ponto, a tensão de referência v_{yo}^* se tornaria maior que v_{xo}^* . No entanto, isto pode ser contornado por meio de um escalonamento nas tensões de referência v_{xo}^* e v_{yo}^* , com o objetivo de garantir que sempre $v_{xo}^* \geq 0$ e $v_{yo}^* \leq 0$, respeitando a inequação (2.5). Logo, as tensões de referência podem ser

definidas como:

$$\begin{cases} v_x^* = \widehat{V}_x \cdot \sin(\omega_x t + \varphi_x) + \widehat{V}_x^{max} \\ v_y^* = \widehat{V}_y \cdot \sin(\omega_y t + \varphi_y) - \widehat{V}_y^{max} \end{cases}, \quad (2.6)$$

em que \widehat{V}_x e \widehat{V}_y são as amplitudes da tensões v_{xo}^* e v_{yo}^* , respectivamente, o que depende do índice de modulação escolhido. Adicionalmente, \widehat{V}_x^{max} e \widehat{V}_y^{max} são as máximas amplitudes alcançadas pelas tensões de referência, na região linear do índice de modulação, ou seja, $m_a \leq 1$.

Portanto, definindo as tensões de referência a partir de (2.6), é possível garantir que $v_{xo}^* \geq 0$ e $v_{yo}^* \leq 0$ para toda faixa do índice de modulação, já que $\widehat{V}_x^{max} \geq \widehat{V}_x$ e $\widehat{V}_y^{max} \geq \widehat{V}_y$ a restrição (2.5) é respeitada. Substituindo (2.6) em (2.2) e (2.4), encontra-se:

$$D_x = \frac{1}{2} + \frac{\widehat{V}_x \cdot \sin(\omega_x t + \varphi_x)}{V_{dc}} + \frac{\widehat{V}_x^{max}}{V_{dc}} \quad (2.7)$$

$$D_y = \frac{1}{2} - \frac{\widehat{V}_y \cdot \sin(\omega_y t + \varphi_y)}{V_{dc}} + \frac{\widehat{V}_y^{max}}{V_{dc}}. \quad (2.8)$$

Considerando que $0 \leq \{D_x, D_y\} \leq 1$, caso se deseje que a tensão do barramento CC se divida igualmente entre as unidades *top* e *bottom*, encontra-se:

$$\widehat{V}_x^{max} = \widehat{V}_y^{max} = \frac{V_{dc}}{4}, \quad (2.9)$$

o que significa que a máxima amplitude das tensões de referência na região linear de modulação para ambas as unidades *top* e *bottom* é limitada a $\frac{V_{dc}}{4}$. Em [45], exemplifica-se uma aplicação do inversor NSI onde não é interessante que o máximo índice de modulação para ambas as unidades seja igual, pois a unidade série do UPQC pode funcionar com uma tensão bastante reduzida em relação a unidade paralela.

É importante mencionar que, em um VSI convencional modulado por uma técnica de modulação senoidal, toda tensão do barramento CC é usada para sintetizar tanto o semi-ciclo positivo como o negativo da tensão de referência senoidal, levando a uma máxima amplitude da tensão de referência na região linear de modulação igual a $\frac{V_{dc}}{2}$. No inversor NSI, duas tensões de referência devem ser sintetizadas, levando em conta ainda a restrição (2.5), ou seja, apenas metade da tensão do barramento CC, $\frac{V_{dc}}{2}$, é usada para sintetizar tanto

o semi-ciclo positivo como negativo de cada tensão de referência, o que leva a uma máxima amplitude de $\frac{V_{dc}}{4}$ como mostrado em (2.9).

Substituindo (2.9) em (2.7) e (2.8), encontra-se as expressões finais das razões de trabalho das chaves S_x e S_y :

$$\begin{cases} D_x = \frac{3}{4} + \frac{\hat{V}_x \cdot \sin(\omega_x t + \varphi_x)}{V_{dc}} \\ D_y = \frac{3}{4} - \frac{\hat{V}_y \cdot \sin(\omega_y t + \varphi_y)}{V_{dc}} \end{cases} \quad (2.10)$$

As expressões (2.10) apresentam apenas as razões de trabalho das chaves S_x e S_y do inversor NSI. Pela Tabela (2.1), vê-se que os estados das chaves S_{xy} são definidos pela operação lógica *exclusive or* dos estados das chaves S_x e S_y , ou seja, $S_{xy} = XOR(S_x, S_y)$. A Figura 2.3 ilustra a implementação da modulação do inversor NSI.

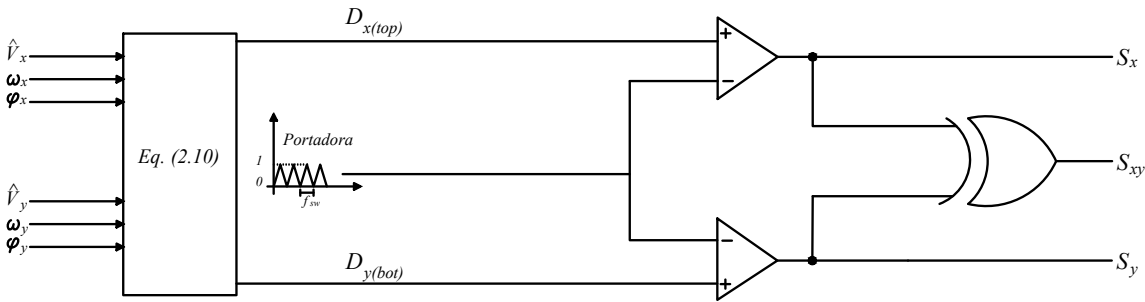


Figura 2.3: Diagrama de blocos da modulação do inversor NSI.

2.2 Projeto dos Filtros Passivos

As características de projeto do filtro LC, ou seja, a frequência de ressonância, o fator de qualidade, a tensão nominal e a potência reativa, têm uma importante influência na performance do filtro híbrido. Usualmente, as indutâncias e capacitâncias do filtro são definidas com base em quatro requisitos:

1. As frequências de ressonância, $\omega_{F_{top}} = 1/\sqrt{L_{F_{top}}C_{F_{top}}}$ e $\omega_{F_{bot}} = 1/\sqrt{L_{F_{bot}}C_{F_{bot}}}$, devem ser escolhidas próximas as frequências harmônicas a serem compensadas, ou seja, os filtros passivos, sozinhos, devem ser capazes de absorver parcialmente as componentes harmônicas desejadas;

2. Com o objetivo de garantir baixos valores de impedância para as componentes harmônicas próximas da frequência de ressonância, os fatores de qualidade, $Q_{F_{top}} = (1/R_{F_{top}})(\sqrt{L_{F_{top}}/C_{F_{top}}})$ e $Q_{F_{bot}} = (1/R_{F_{bot}})(\sqrt{L_{F_{bot}}/C_{F_{bot}}})$, devem ser baixos. Como os valores $R_{F_{top}}$ e $R_{F_{bot}}$ devem ser os menores possíveis para reduzir as perdas no filtro híbrido, o objetivo é então minimizar as relações $L_{F_{top}}/C_{F_{top}}$ e $L_{F_{bot}}/C_{F_{bot}}$;
3. A tensão nominal de cada capacitor deve ser superior a um valor específico que depende da tensão barramento CC e das tensões da rede;
4. As capacitâncias, $C_{F_{top}}$ e $C_{F_{bot}}$, devem ser escolhidas para garantir uma capacidade específica de compensação de potência reativa por meio dos filtros passivos.

Estes requisitos citados podem ser utilizados para projetar qualquer filtro híbrido. Com o objetivo de explicar os requisitos três e quatro, a interação entre as duas unidades deve ser analisada tanto para componente CC como para a frequência fundamental. O circuito equivalente para componente CC é mostrado na Figura 2.4. Com este circuito, é possível determinar a componente de tensão CC presente nos capacitores que compõem os filtros passivos. Como a rede elétrica não apresenta nenhuma componente contínua de tensão, a mesma é substituída por um curto-circuito neste modelo equivalente. Além disso, os indutores dos filtros, $L_{F_{top}}$ e $L_{F_{bot}}$, podem ser desprezados em regime permanente pois os mesmos comportam-se como um curto-circuito.

Após se obter as razões de trabalho por meio de (2.10), as tensões nas saídas do inversor podem ser calculadas através dos valores médios de (2.1) e (2.3) em um período de chaveamento. Logo, as tensões na unidade *top* são calculadas por:

$$\bar{v}_{xo} = (2D_x - 1) \frac{V_{dc}}{2} = \hat{V}_x \cdot \sin(\omega_x t + \varphi_x) + \frac{V_{dc}}{4}, \quad (2.11)$$

e as tensões da unidade *bottom* são:

$$\bar{v}_{yo} = (1 - 2D_y) \frac{V_{dc}}{2} = \hat{V}_y \cdot \sin(\omega_y t + \varphi_y) - \frac{V_{dc}}{4}. \quad (2.12)$$

Observe que, os valores para componente CC, das senóides são nulos. Portanto, no circuito equivalente CC, \bar{v}_{xo} é igual a $\frac{V_{dc}}{4}$, e \bar{v}_{yo} é igual a $-\frac{V_{dc}}{4}$.

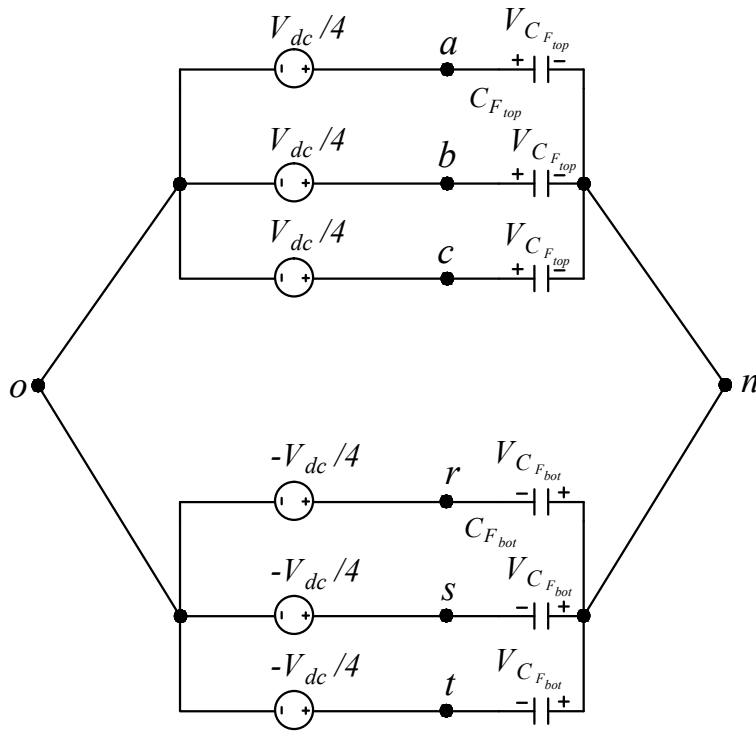


Figura 2.4: Circuito equivalente CC do filtro híbrido baseado no inversor NSI.

Da análise acima, constrói-se o modelo equivalente CC da Figura 2.4. Todas as fontes CC tem a mesma tensão $\frac{V_{dc}}{4}$. Logo, todos os capacitores da unidade *top* possuem a mesma tensão CC, $V_{C_{F_{top}}}$. Analogamente, todos os capacitores da unidade *bottom* possuem a mesma componente CC, $V_{C_{F_{bot}}}$. Utilizando um divisor de tensão no circuito equivalente CC encontra-se as expressões para a componente CC sob os capacitores:

$$V_{C_{F_{top}}} = \left(\frac{C_{F_{bot}}}{C_{F_{top}} + C_{F_{bot}}} \right) \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.13)$$

$$V_{C_{F_{bot}}} = \left(\frac{C_{F_{top}}}{C_{F_{top}} + C_{F_{bot}}} \right) \frac{V_{dc}}{2}$$

Note que o capacitor com menor capacitância irá apresentar a maior componente CC. No entanto, (2.13) define apenas as componentes CC presentes nos capacitores dos filtros passivos. Há também uma componente de tensão na frequência fundamental que deve ser levada em consideração.

O circuito equivalente para a frequência fundamental do filtro híbrido é mostrado na Figura 2.5. Como o inversor NSI compensa apenas componentes harmônicas, suas tensões de saída, mostradas em (2.11) e (2.12) só possuem componentes harmônicas e CC, ou seja, suas

componentes fundamentais (\bar{v}_{xo1} e \bar{v}_{yo1}) são nulas. Além disso, na frequência fundamental, a impedância do indutor pode ser desprezada quando comparada com a do capacitor. Portanto, as tensões da rede ficam aplicadas diretamente sobre os capacitores do conjunto LC. Em resumo, a tensão nominal de cada capacitor do filtro LC deve ser maior que o valor de pico da tensão da rede (fase-terra), \widehat{V}_s , mais a componente CC definida em (2.13). Dessa forma a tensão que os capacitores do filtro LC deve suportar é calculada por meio de:

$$\begin{cases} V_{C_{Ftop}}^{nominal} = \widehat{V}_s + \left(\frac{C_{Fbot}}{C_{Ftop}+C_{Fbot}}\right)\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{C_{Fbot}}^{nominal} = \widehat{V}_s + \left(\frac{C_{Ftop}}{C_{Ftop}+C_{Fbot}}\right)\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (2.14)$$

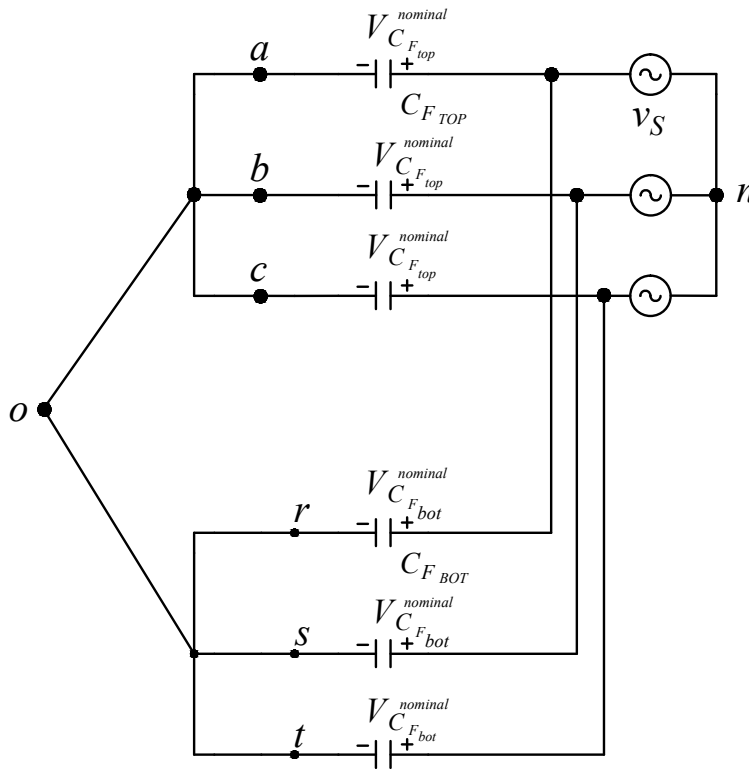


Figura 2.5: Circuito equivalente para frequência fundamental do inversor NSI.

Pelo circuito equivalente mostrado na Figura 2.5 é possível ver que os capacitores das unidades *top* e *bottom* conectados à mesma fase de saída estão em paralelo. Logo, teoricamente máxima potência reativa que o filtro híbrido pode fornecer é:

$$Q_C = 3\omega_1(C_{Ftop} + C_{Fbot})\widehat{V}_s^2, \quad (2.15)$$

em que ω_1 é a frequência da fundamental e \widehat{V}_s é a amplitude das tensões da rede no PCC, desprezando a queda de tensão na impedância da rede. A restrição de potência reativa definida em (2.15) é a quarta condição que deve ser seguida no projeto dos filtros passivos.

2.3 Controle do Filtro Híbrido

O diagrama em blocos do controle do inversor NSI é mostrado na Figura 2.6. É possível identificar três sub-sistemas principais: o controle da unidade *top*; o controle da unidade *bottom*; e a unidade de controle compartilhada, que é usada no controle das unidades *top* e *bottom*. Cada unidade de controle contém malhas com ações de controle *feedback* e *feedforward*, exatamente como proposto em [30]. A diferença em relação a [30] é que, neste trabalho, o controle é realizado em referencial estacionário $\alpha\beta$ em vez de síncrono. Embora as duas abordagens sejam similares, existem algumas vantagens em realizar a estratégia de controle neste referencial:

- A implementação em referencial $\alpha\beta$ simplifica a estratégia porque não há necessidade de um robusto PLL e transformações em referencial síncrono com o vetor tensão da rede;
- O controle proposto não distingue sequência positiva e negativa, podendo compensar ambas simultaneamente, diferentemente da filtragem em referencial dq que extrai apenas sinais na sequência selecionada. Em [30], por exemplo, o referencial dq extrai apenas a 5^a harmônica de sequência negativa e compensa apenas esta.

2.3.1 Controle da Unidade *Top*

Como pode ser visto na Figura 2.6, a unidade *top* é conectada à rede através de um filtro LC sintonizado na 7^a harmônica. Esta unidade de controle precisa medir as correntes da rede $i_{S_{abc}}$ e da carga $i_{L_{abc}}$ para executar o controle *feedback* e *feedforward*, respectivamente. A unidade *top* também é responsável pela regulação da tensão do barramento CC.

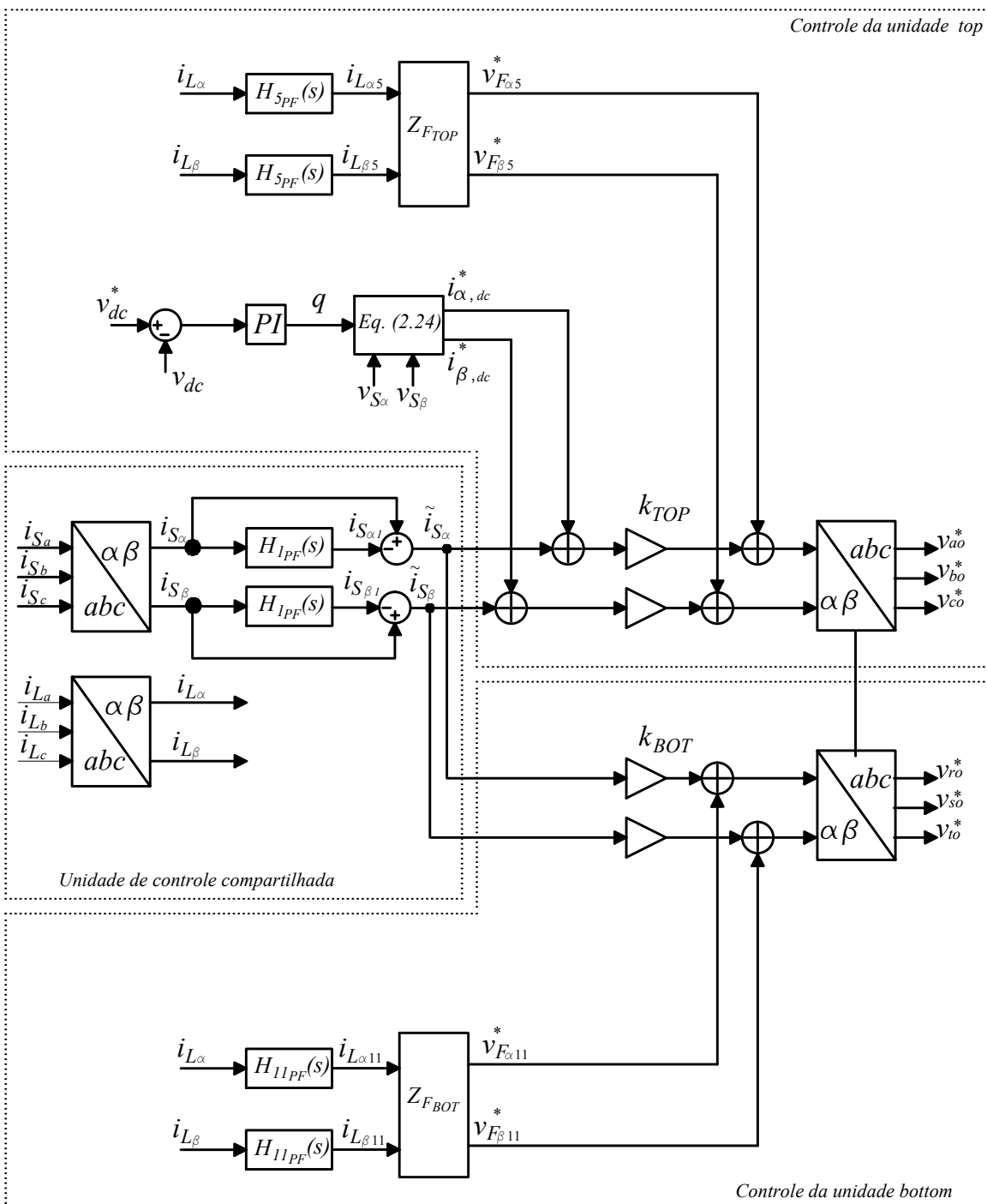


Figura 2.6: Diagrama de controle do filtro híbrido baseado no inversor NSI.

Ação de Controle *Feedback*

Na ação de controle *feedback*, o primeiro passo é isolar as componentes harmônicas que circulam na rede. Para mostrar que a realização do controle no referencial estacionário $\alpha\beta$ é equivalente a feita em referencial síncrono dq , parte-se do referencial dq para depois

mostrar-se a referida equivalência. No referencial dq síncrono com o vetor tensão da rede, tem-se que as componentes oscilantes que aparecem neste referencial são resultado da circulação de componentes harmônicas no sistema. Já as componentes constantes são geradas pelas componentes na frequência fundamental presentes na rede. Neste caso, um filtro passa-altas, com frequência de corte baixa, pode ser usado para fazer a separação entre a componente fundamental e as componentes harmônicas. Esses passos podem ser representados, matematicamente, da seguinte forma:

$$\vec{i}_{\alpha\beta h} = \left(H_{HP}(s) \vec{i}_{\alpha\beta} e^{-j\omega_h t} \right) e^{j\omega_h t}, \quad (2.16)$$

em que $H_{HP}(s)$ é a função de transferência de 1ª ordem do filtro passa alta, $\vec{i}_{\alpha\beta} = (i_\alpha + ji_\beta)$ é o vetor corrente da rede em referencial estacionário, $e^{-j\omega_h t}$ representa a transformação dq a qual leva $\vec{i}_{\alpha\beta}$ para o referencial dq síncrono com o vetor tensão da rede ($\vec{i}_{dq} = \vec{i}_{\alpha\beta} e^{-j\omega_h t}$) e $e^{j\omega_h t}$ representa a transformação dq inversa.

De forma análoga, foi mostrado, em [46], que uma função transferência realizada em referencial estacionário($\alpha\beta$) é equivalente a uma função transferência realizada em referencial síncrono(dq) da seguinte forma:

$$H_{ac}(s) = H_{dc} \left(\frac{s^2 + \omega_h^2}{2s} \right), \quad (2.17)$$

ou seja, um controle realizado em referencial estacionário usando a função $H_{ac}(s)$ possui a mesma resposta em frequência de um controle realizado em referencial síncrono usando $H_{dc}(s)$. Se, em referencial síncrono, $H_{dc}(s)$ é um filtro passa-alta, com frequência de corte ω_c :

$$H_{dc}(s) = H_{HP}(s) = \frac{s}{s + \omega_c}, \quad (2.18)$$

o uso da transformação dada em (2.17) resulta em:

$$H_{ac}(s) = \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_h^2}, \quad (2.19)$$

em que $h = 1$ e $\omega_1 = 2\pi 60$ rad/s, quando se deseja isolar a fundamental de 60Hz. Esta expressão pode ser reescrita e rebatizada como:

$$H_{hRF}(s) = H_{ac}(s) = 1 - \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_h^2}. \quad (2.20)$$

em que:

$$H_{hPF}(s) = \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_h^2}. \quad (2.21)$$

Os índices RF e PF são usados para identificar os termos rejeita-faixa e passa-faixa, respectivamente. Portanto, o filtro passa-alta em referencial síncrono é equivalente a um filtro rejeita-faixa em referencial estacionário, sintonizado na frequência de giro do referencial síncrono. Assim, ambos os filtros cumprem o papel de isolar a componente fundamental da corrente. Funções similares a (2.21), que é implementada como mostra a Figura 2.7, são utilizadas em controladores de corrente, [7], sendo designadas como *integradores ressonantes* ou *integradores para sinais senoidais*. Aparecem também em sistemas de sincronização com a rede [7]. No controle aqui empregado, no entanto, são utilizados apenas como simples filtros passa-faixa e rejeita-faixa em referencial estacionário.

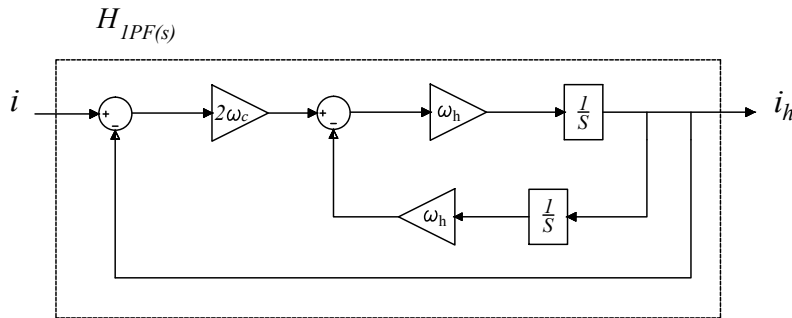


Figura 2.7: Implementação do filtro passa-faixa.

Portanto, chega-se a conclusão que (2.16) é equivalente a:

$$\vec{i}_{\alpha\beta} = H_{hRF}(s) \vec{i}_{\alpha\beta}, \quad (2.22)$$

em que não é necessária a utilização da transformação dq .

Uma vez que as componentes harmônicas foram determinadas, utiliza-se apenas um ganho proporcional k_{TOP} para produzir as tensões de referência:

$$\vec{v}_{\alpha\beta TOP}^* = k_{TOP} \vec{i}_{S\alpha\beta}. \quad (2.23)$$

O ganho k_{TOP} irá produzir o efeito de uma resistência virtual em série com a impedância da rede, bloqueando a circulação de harmônicas na rede e forçando-os a circular pelo filtro passivo, exatamente como descrito em [30]. O sinal $\vec{v}_{\alpha\beta TOP}^*$ é somado às tensões de

referência produzidas pelo controle *feedforward* resultando nas tensões de referência v_{abc}^* da unidade *top*.

Controle da Tensão do Barramento CC

A unidade *top* é também responsável por manter a tensão do barramento CC em um valor necessário ao funcionamento do filtro híbrido. A estratégia usada para controlar a tensão no barramento é baseada na definição de potência ativa, que define o valor de potência ativa necessária para controlar o barramento CC (q). O controle é realizado através de um controlador PI. Como a implementação do controle é feita em referencial $\alpha\beta$, em vez de dq , é necessária uma transformação inversa para encontrar as correntes de referência que controlam a tensão do barramento. A transformação inversa necessária, [47], é:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,dc}^* \\ i_{\beta,dc}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{S\alpha}^2 + v_{S\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & -v_{S\beta} \\ v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

em que $v_{S\alpha}$ e $v_{S\beta}$ são obtidas através das tensões v_{Sabc} por meio de uma transformação de Clarke e q é saída do controlador PI da Figura 2.6. As tensões $v_{S\alpha}$ e $v_{S\beta}$ também passam por filtros passa-faixa, idênticos ao da Figura 2.7, sintonizados na frequência fundamental da rede com o objetivo de eliminar qualquer harmônico na tensão da rede que possa interferir no controle do barramento CC. Da mesma forma como acontece em [30], trata-se a componente de potência ativa necessária para controlar a tensão do barramento como uma componente de eixo de quadratura q devido a presença do capacitor do filtro LC, que rotaciona em 90° a relação entre tensão e corrente na definição de potência ativa.

Ação de Controle *Feedforward*

Essa ação de controle é utilizada para compensar apenas a componente de 5^a harmônica da unidade *top*. O propósito é fazer com que o filtro LC, que naturalmente possui baixa impedância para a 7^a harmônica, apresente também baixa impedância para a 5^a harmônica, evitando que tal componente circule pela rede. Portanto, é necessário compensar a queda

natural de tensão no filtro LC devido a 5^a harmônica da corrente de carga, de forma que a ação *feedforward* anule a impedância natural do filtro LC para a 5^a harmônica. Essa queda de tensão em regime permanente é:

$$\vec{v}_{F\alpha\beta 5}^* = Z_{F_{TOP}5} \vec{i}_{L\alpha\beta 5} = (R_{F_{top}} + jX_{F_{TOP}}) \vec{i}_{L\alpha\beta 5}, \quad (2.25)$$

em que $X_{F_{TOP}} = \omega_5 L_{F_{top}} - \frac{1}{\omega_5 C_{F_{top}}}$.

A tensão sintetizada pelo inversor deve ser igual a $\vec{v}_{F\alpha\beta 5}^*$, com o objetivo de compensar a queda de tensão sobre o filtro LC, tornando o filtro LC um caminho de baixa impedância para a 5^a harmônica. Sendo assim, a tensão *feedforward* de referência, em forma matricial, pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} v_{F\alpha 5}^* \\ v_{F\beta 5}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{F_{top}} & -X_{F_{TOP}} \\ X_{F_{TOP}} & R_{F_{top}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha 5} \\ i_{L\beta 5} \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Para extrair a componente de 5^a harmônica da corrente de carga, utiliza-se a mesma estratégia empregada na ação de controle *feedback*. No entanto, o objetivo agora é obter a 5^a harmônica em vez de retirá-la. Por esse motivo, utiliza-se o filtro passa-faixa definido em (2.21), repetido a seguir:

$$H_{hPF}(s) = \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_h^2}. \quad (2.27)$$

em que $h = 5$, ou seja, $\omega_h = \omega_5 = 5\omega_1$.

2.3.2 Controle da Unidade *Bottom*

A unidade *bottom* é conectada ao PCC através de um filtro LC série sintonizado na 13^a harmônica, como mostra a Figura 2.1. O controle utiliza tanto as correntes da rede como da carga para executar o controle *feedback* e *feedforward*, respectivamente.

Ação de Controle *Feedback*

É utilizado um procedimento análogo ao controle *feedback* da unidade *top*, como mostrado na Figura 2.6. No entanto, não existe controle do barramento CC. O ganho k_{BOT}

pode ser escolhido com um valor diferente de k_{TOP} , resultando nas seguintes tensões de referência:

$$\vec{v}_{\alpha\beta BOT}^* = k_{BOT} \vec{i}_{S\alpha\beta} \quad (2.28)$$

Ação de Controle *Feedforward*

O controle *feedforward* é utilizado para compensar a componente de 11^a harmônica de maneira análoga à 5^a harmônica na unidade *top*. Neste caso, (2.27) é sintonizado na 11^a harmônica, com $h = 11$ e $\omega_h = \omega_{11} = 11\omega_1$. Assim, a componente de 11^a harmônica da corrente na carga é:

$$\vec{i}_{L\alpha\beta 11} = H_{11PF}(s) \vec{i}_{L\alpha\beta}, \quad (2.29)$$

e a queda de tensão a ser compensada no filtro LC série é dada por:

$$\vec{v}_{F\alpha\beta 11}^* = Z_{F_{BOT}11} \vec{i}_{L\alpha\beta 11} = (R_{F_{bot}} + jX_{F_{BOT}}) \vec{i}_{L\alpha\beta 11}, \quad (2.30)$$

em que $X_{F_{BOT}} = \omega_{11}L_{F_{bot}} - \frac{1}{\omega_{11}C_{F_{bot}}}$.

2.4 Realização Experimental do Filtro Híbrido Baseado no Inversor NSI

A Figura 2.8 mostra um diagrama em blocos simplificado da configuração experimental para testes do filtro híbrido proposto. As grandezas medidas do sistema são as correntes da rede $i_{S_{abc}}$, da carga $i_{L_{abc}}$, as tensões do PCC $v_{S_{abc}}$ e a tensão V_{dc} do barramento CC. Os parâmetros do protótipo são apresentados na Tabela 2.2 e a visão geral da bancada experimental é mostrada na Figura 2.9.

A plataforma utilizada para o controle do protótipo foi o sistema modular *dSPACE* que utiliza a placa DS1005, exclusivamente dedicada ao processamento de sinais, e outras placas adicionais que são dedicadas a tarefas específicas, dentre as quais: a placa DS5101, para geração dos sinais de PWM, a placa DS2004, para conversão analógica digital, e a placa DS4002, para entradas e saídas digitais. Todas as placas estão abrigadas num gabinete de

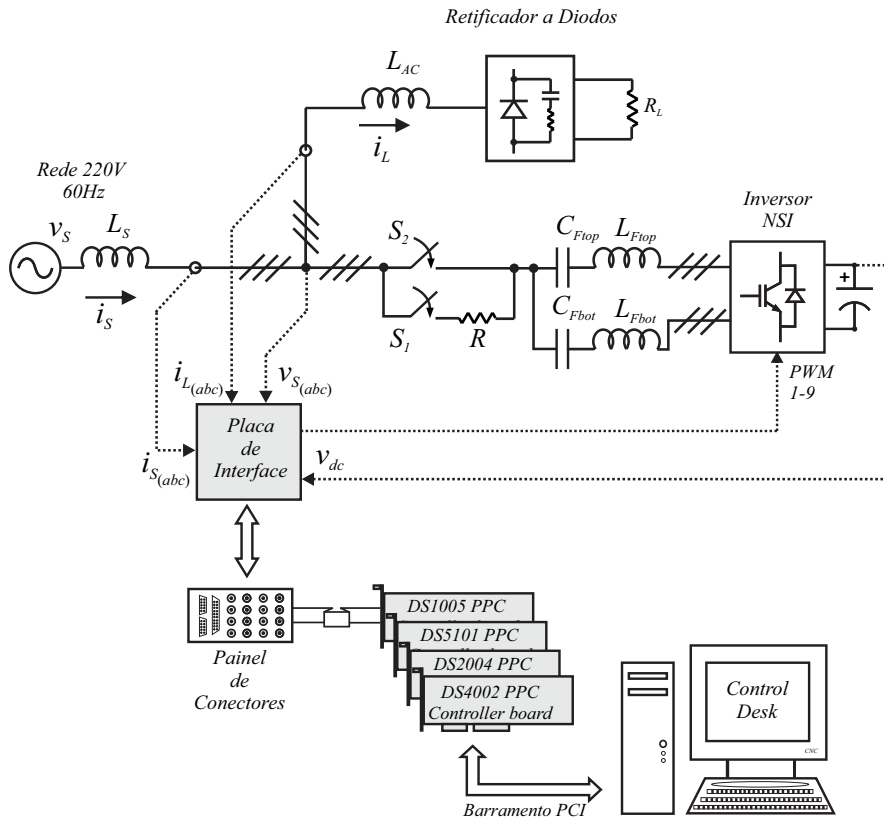


Figura 2.8: Diagrama em blocos simplificado da configuração experimental.

expansão PX10 que estabelece comunicação bidirecional, utilizando fibras óticas, com um computador com uma placa dedicada DS817.

Baseado nos requisitos de projeto dos filtros passivos descritos na seção 2.2, os valores de $L_{F_{top}}$ and $C_{F_{top}}$, mostrados na Tabela 2.2, resultam em uma frequência de ressonância de $406,2Hz$, ou seja, na vizinhança da 7^a harmônica. De forma similar, os valores de $L_{F_{bot}}$ and $C_{F_{bot}}$ resultam em uma frequência de ressonância de $719,3Hz$, o que significa em torno da 13^a harmônica. Uma vez que os valores das capacitâncias dos filtros LC série estão definidos, é possível determinar os valores das componentes CC que aparecem em cada um dos capacitores utilizando (2.13), que resultam em $V_{C_{F_{top}}} = -V_{dc}/3$ and $V_{C_{F_{bot}}} = V_{dc}/6$. Os valores da componente fundamental nos capacitores são os mesmos, uma vez que a rede é equilibrada, iguais a tensão fase neutro da rede \widehat{V}_{S-FN} .

Em geral, topologias de filtros híbridos que usam filtros passivos LC em série com uma parte ativa funcionam com uma tensão no barramento CC bem inferior à amplitude das

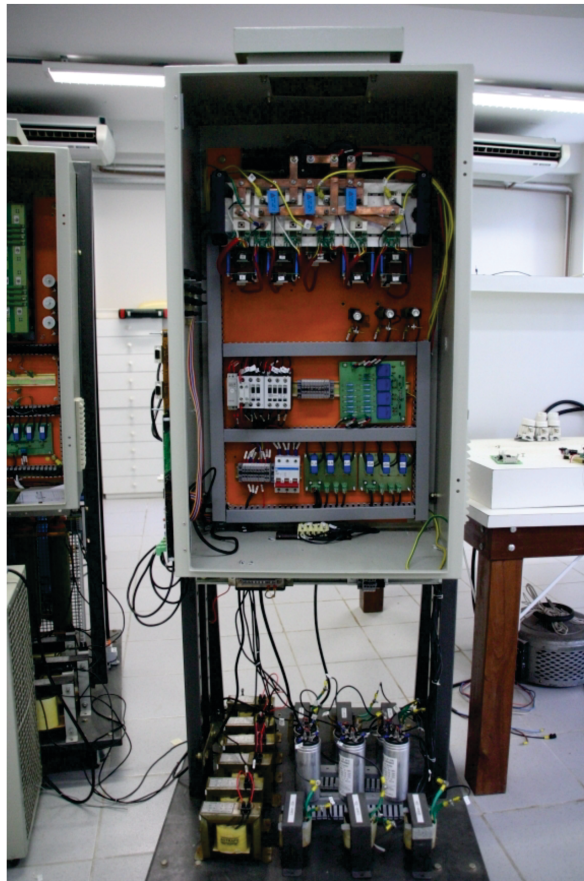


Figura 2.9: Visão geral da bancada experimental.

tensões de linha da rede em que o mesmo está conectado. Devido à essa característica e à própria natureza do inversor NSI, é preciso se certificar que, durante a inserção do filtro ativo à rede elétrica, a tensão do barramento CC não assuma valores excessivamente altos. O carregamento inadvertido do barramento CC pelo inversor NSI se dá através dos diodos, em anti-paralelo com as chaves, que compõem o próprio inversor. Para evitar esse carregamento prematuro a níveis elevados, as chaves S_x e S_{xy} são mantidas fechadas enquanto as chaves S_y são mantidas abertas durante a inicialização. Isso faz com que o barramento CC fique isolado da rede. A partir daí, a chave S_1 é acionada e ambos os conjuntos LC das unidades *top* e *bottom* são carregados por meio de um resistor de pré-carga R de 470Ω . Após um período transitório, selecionado por meio de um temporizador, a chave S_2 é ligada, provocando um curto-circuito na resistência R e conectando efetivamente o sistema à rede elétrica. Procedimento similar foi relatado em [48] para o filtro híbrido proposto por Srianthumrong *et. al.* [30].

Tabela 2.2: Parâmetros do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor NSI

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da rede (fase-fase)	\widehat{V}_{S-FF}	220V
Frequência da rede	f_S	60Hz
Frequência de amostragem/chaveamento	$f_{sw}, f_{samp.}$	20kHz
Tensão no barramento CC	V_{dc}	120V
Capacitor do barramento CC	C_{dc}	4700 μ F
Capacitor do filtro LC - unidade <i>top</i> (7 ^o harmônico)	$C_{F_{top}}$	30,7 μ F
Indutor do filtro LC - unidade <i>top</i> (7 ^o harmônico)	$L_{F_{top}}$	5mH
Capacitor do filtro LC - unidade <i>bottom</i> (13 ^o harmônico)	$C_{F_{bot}}$	61,2 μ F
Indutor do filtro LC - unidade <i>bottom</i> (13 ^o harmônico)	$L_{F_{bot}}$	0,8mH
Frequência de ressonância unidade <i>top</i>	$f_{F_{top}}$	406,2Hz
Frequência de ressonância unidade <i>bottom</i>	$f_{F_{bot}}$	719,3Hz
Indutor de conexão carga não-linear	L_{AC}	2,5mH
Resistor do lado CC da carga não-linear	R_L	33 Ω

A Figura 2.10 mostra os pulsos de PWM gerados pela modulação seno-triângulo em um braço do inversor NSI. De acordo com a estratégia de PWM usada, o ciclo de trabalho da unidade *top* deve ocupar a faixa entre 0,5 e 1 da portadora triangular e a unidade *bottom* a faixa entre 0 e 0,5, de forma que os ciclos de trabalho das unidade *top* e *bottom* nunca se cruzem. Os pulsos, que são gerados a partir da comparação entre a portadora e os ciclos de trabalho, são mostrados na mesma Figura 2.10. Vale lembrar que os pulsos para as chaves S_{xy} são gerados a partir da operação *XOR* entre os pulsos da unidade *top* e *bottom*. Para garantir que não ocorra um curto-circuito no barramento CC, faz-se necessário implementar uma estratégia de tempo morto para o inversor NSI. A Tabela 2.1 mostra que, em qualquer momento, tem-se sempre duas chaves no estado ligado e uma no estado desligado. As transições de estado, portanto, envolvem sempre uma das chaves que está ligada e a chave que está desligada. Sendo assim, como o tempo de abertura de um IGBT é, em geral, maior que o de fechamento, é possível que a chave que estava desligada se feche antes que a chave que estava ligada se abra, provocando um curto-circuito no barramento CC. Para se implementar a estratégia de tempo morto, é suficiente fazer com que as transições de *off* para *on*, em qualquer das chaves em um braço qualquer, sofra um atraso suficiente para se evitar

um curto-circuito no barramento CC. De acordo com os dados dos IGBTs utilizados para a construção do inversor NSI, foi adotado um tempo morto igual a $1 \mu s$.

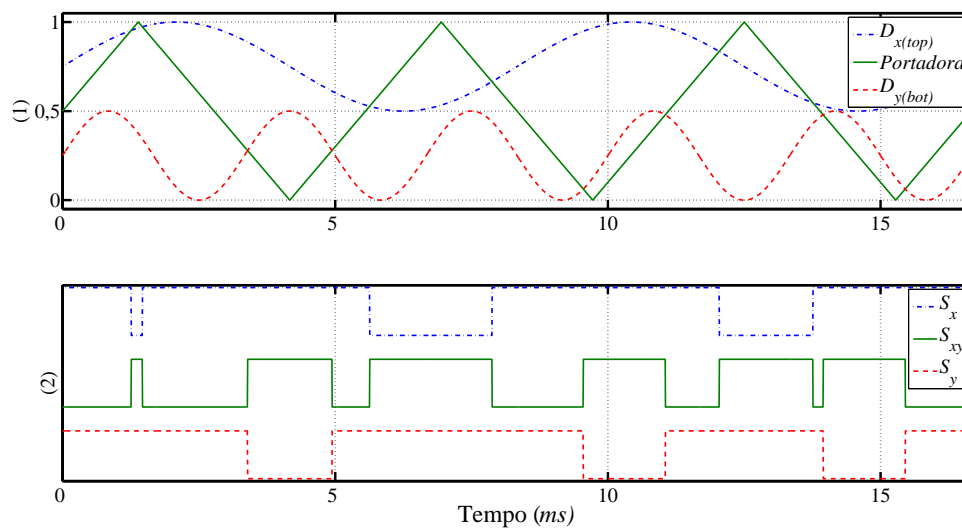


Figura 2.10: Modulação seno-triângulo no inversor NSI.

2.4.1 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação foram obtidos utilizando o MATLAB/*Simulink*. O modelo de simulação foi construído para se parecer o máximo possível com a bancada experimental. Para isso, foram usados os parâmetros da Tabela 2.2 e modeladas as estratégias de tempo morto, partida do sistema, etc. Além disso, os blocos de potência foram simulados através das bibliotecas *SimPowerSystems* do *Matlab/Simulink* enquanto o controle foi realizado utilizando *código C* através de uma *S-Function* do *Simulink*. Esse método possibilita que o código de controle utilizado na simulação seja usado integralmente no controle da bancada experimental através do sistema *dSPACE*.

As simulações do filtro híbrido utilizando o inversor NSI são mostradas nas Figuras 2.11 e 2.12. Todas as figuras apresentam as formas de onda para a fase *a* na seguinte ordem: corrente da rede i_S , corrente da carga i_L , corrente do filtro da unidade *top* $i_{F_{top}}$ e corrente do filtro da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$.

A performance em regime permanente é apresentada em dois diferentes cenários: ambas

as unidades desligadas e a as duas unidades do filtro híbrido funcionando em conjunto. A performance do filtro com ambas unidades desligadas, ou seja, funcionando apenas os filtros passivos sintonizados da 7^a e 13^a harmônicas, é mostrada na Figura 2.11. A Figura 2.12 mostra os resultados de simulação com ambas as unidades, *top* e *bottom*, em pleno funcionamento. Nesse caso, obtém-se o melhor resultado, com a corrente da rede apresentando o menor índice de distorção entre os dois casos apresentados. Através da ferramenta *FFT Analysis* do MATLAB, foram obtidos a distorção harmônica total (DHT) da corrente da carga i_L da ordem de 26,6% e a DHT da corrente da rede i_S de 2,8%, considerando o caso em que ambas as unidades, *top* e *bottom* estão em pleno funcionamento.

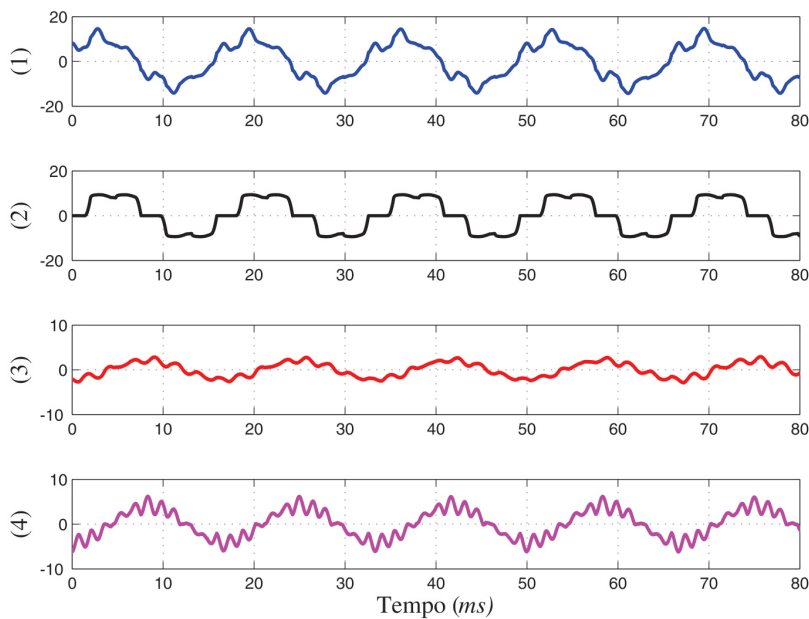


Figura 2.11: Simulação com as unidades *top* e *bottom* desligadas. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

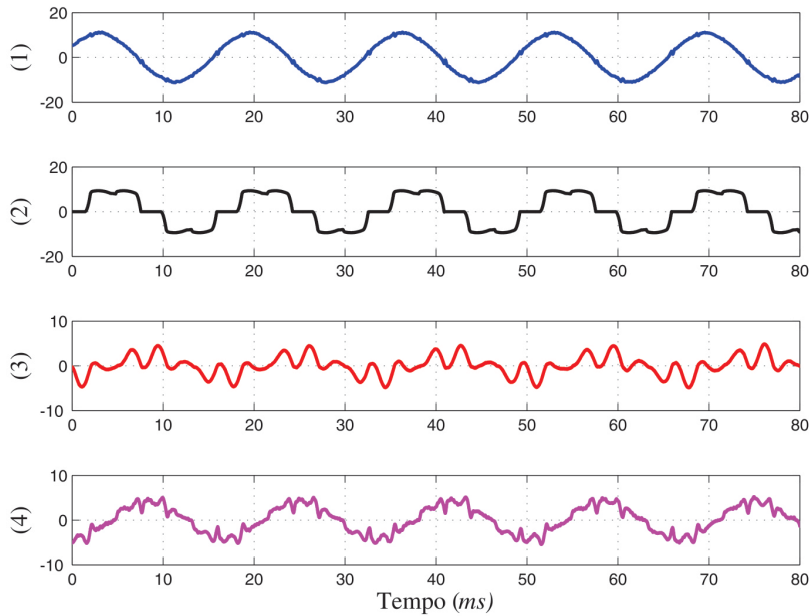


Figura 2.12: Simulação com as unidades *top* e *bottom* ligadas. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

2.4.2 Resultados Experimentais

As Figuras 2.13 a 2.20 mostram os resultados experimentais obtidos na bancada de testes. Em cada figura as grandezas para a fase *A*, estão dispostas da mesma forma em que foram apresentadas nos resultados de simulação: corrente da rede i_S , corrente da carga i_L , corrente do filtro da unidade *top* $i_{F_{top}}$ e corrente do filtro da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$. A performance do filtro com ambas unidades desligadas, ou seja, funcionando apenas os filtros passivos sintonizados da 7^a e 13^a harmônicas, é mostrada na Figura 2.13. Nesse caso, a DHT é da ordem de 25%, como mostra a Figura 2.14 (em que é também apresentada a contribuição individual de cada componente harmônica até a 13^a ordem). A contribuição da unidade *top* pode ser observada nas Figuras 2.15 e 2.16, onde a DHT da fase *a* foi reduzida para 6%. Analogamente, a performance da unidade *bottom* pode ser observada nas Figuras 2.17 e 2.18, que resultou na redução da DHT para 6,3%. A performance das duas unidades operando em conjunto é apresentada nas Figuras 2.19 e 2.20. A DHT da corrente da rede foi reduzida para apenas 1,9% e todas as componentes harmônicas foram fortemente atenuadas quando comparadas com a Figura 2.14.

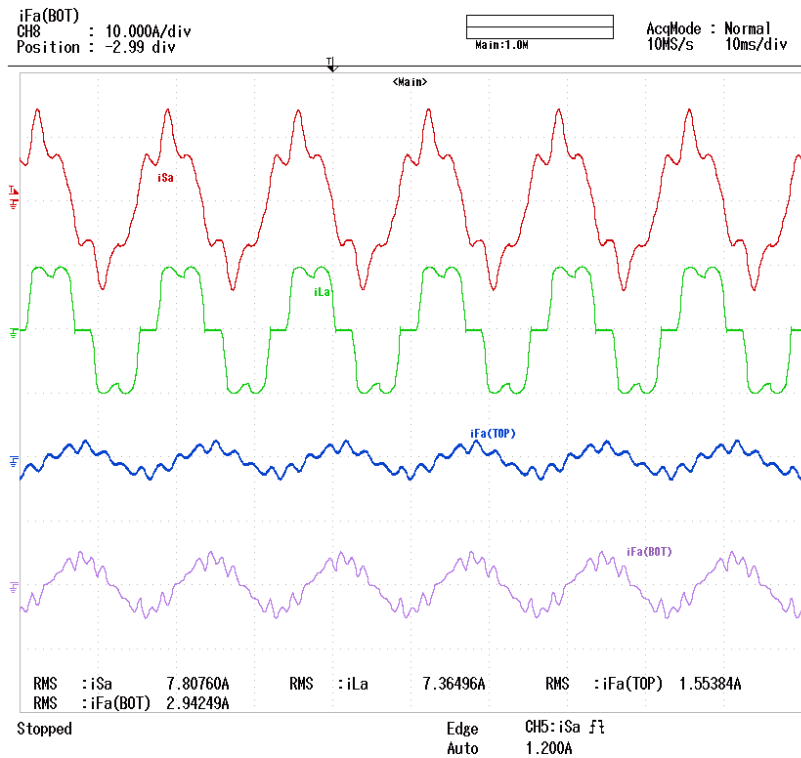


Figura 2.13: Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor NSI com as unidades *top* e *bottom* desligadas. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

HARMONICS TABLE			
Amp	A	B	C
THD% _f	24.2	24.4	25.9
H5% _f	22.5	23.6	24.5
H7% _f	8.4	5.5	7.7
H11% _f	2.5	1.8	2.2
H13% _f	0.4	0.9	0.9

693V 60Hz 3Ø IT EN50160
 U A U&A HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN

Figura 2.14: Resultados experimentais DHT da corrente da carga i_L .

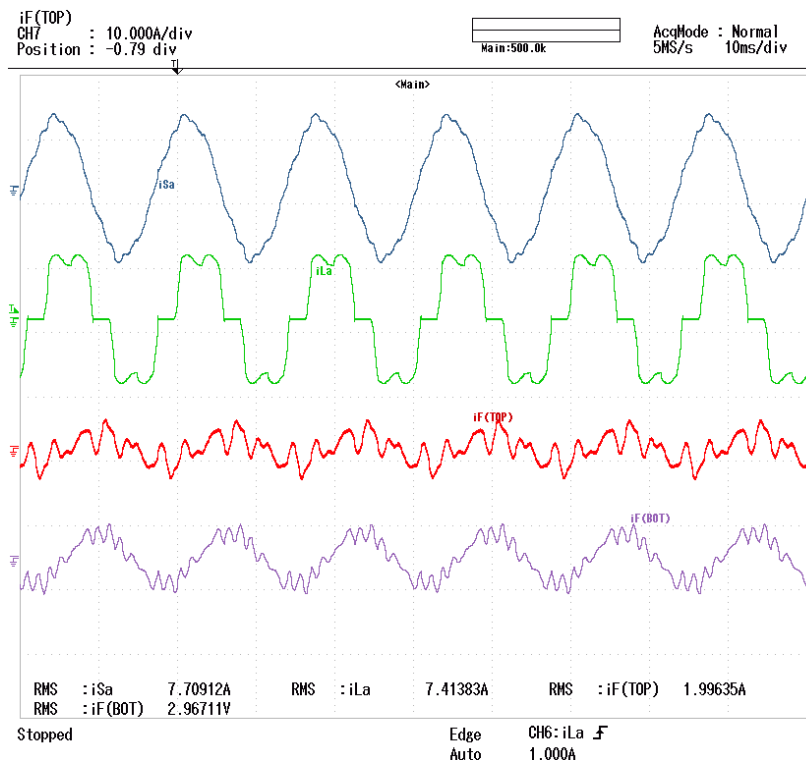


Figura 2.15: Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor NSI com apenas a unidade *top* ligada. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

HARMONICS TABLE			
Amp	A	B	C
THD%f	6.0	5.7	6.6
H5%f	4.8	4.9	5.2
H7%f	0.7	0.2	0.5
H11%f	2.9	2.1	3.1
H13%f	1.4	1.1	1.5

0:00:12 U P U & A
 693V 60Hz 3Ø IT EN50160
 U & A HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN

Figura 2.16: Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do filtro híbrido baseado no inversor NSI, com apenas a unidade *top* ligada.

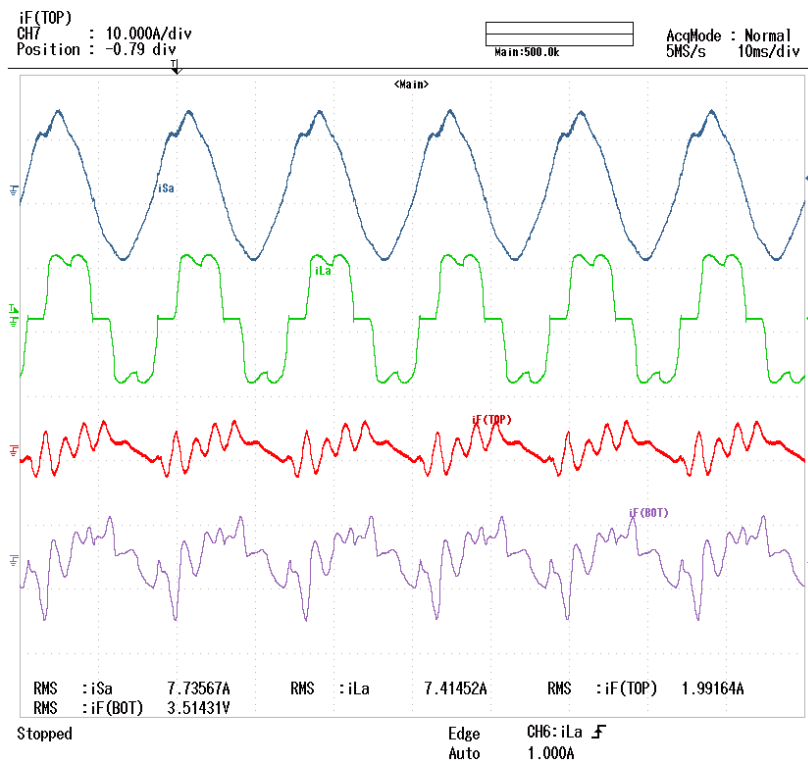


Figura 2.17: Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor NSI com apenas a unidade *bottom* ligada. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

HARMONICS TABLE			
Amp	A	B	C
THD%f	6.3	4.8	5.3
H5%f	4.9	3.6	4.2
H7%f	2.4	2.2	1.0
H11%f	0.3	0.2	0.2
H13%f	0.1	0.2	0.3

693V 60Hz 3Ø IT EN50160
 U A W
 U&A HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN

Figura 2.18: Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do filtro híbrido baseado no inversor NSI, com apenas a unidade *bottom* ligada.

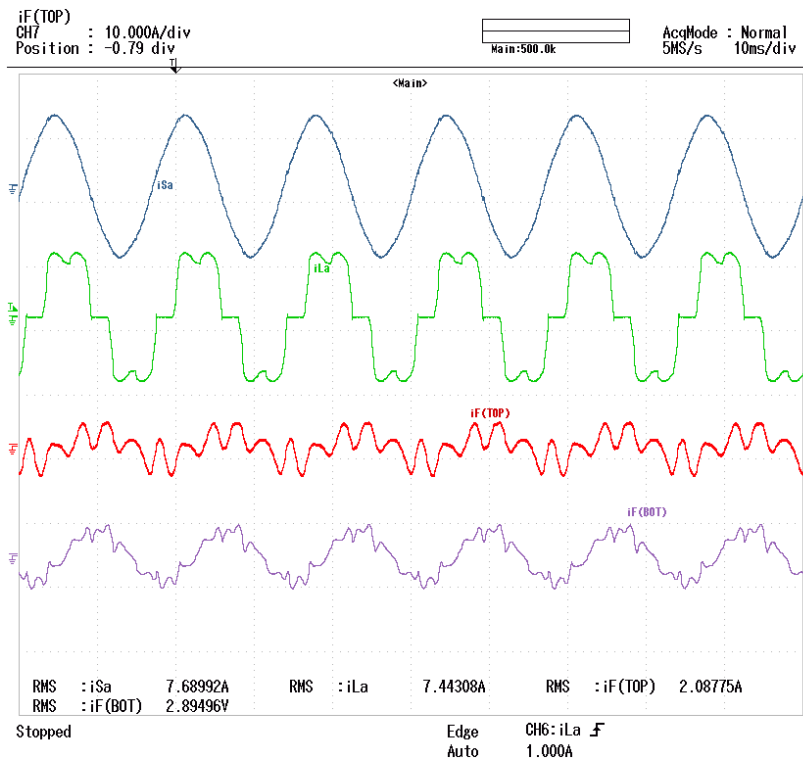


Figura 2.19: Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor NSI com as unidades *top* e *bottom* ligadas. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

HARMONICS TABLE			
Amp	A	B	C
THD%f	1.7	1.7	1.9
H5%f	1.2	1.4	1.5
H7%f	0.6	0.5	0.7
H11%f	0.2	0.2	0.1
H13%f	0.2	0.2	0.3

693V 60Hz 3Ø IT EN50160
 U A W HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN
 U&A

Figura 2.20: Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor NSI, com ambas unidades ligadas.

3

FILTRO HÍBRIDO SEM TRANSFORMADOR UTILIZANDO O INVERSOR DE SEIS-CHAVES E DOIS BRAÇOS

Este capítulo propõe uma topologia de filtro híbrido que utiliza um inversor derivado do inversor NSI, batizado de inversor de Seis-Chaves e Dois Braços (*Six-Switch Two-Leg - SSTL*) [49]. Assim como acontece no inversor NSI, esta topologia possui dois conjuntos de saídas trifásicas, denominadas unidades *top* (saídas *abc*) e *bottom* (saídas *rst*), conectadas à rede através de dois conjuntos de filtros LC série, como mostra a Figura 3.1. O inversor SSTL consiste basicamente na retirada de um braço do inversor NSI, conectando a saída *c* no pólo positivo do barramento CC e a saída *t* no pólo negativo. Os filtros LC utilizados na conexão do inversor SSTL ao PCC são os mesmos utilizados na conexão do inversor NSI, ou seja, os que estão conectados à unidade *top* estão sintonizados na vizinhança da 7^a harmônica e esta unidade é responsável por compensar os harmônicos de 5^a e 7^a ordem e os filtros conectados à unidade *bottom* estão sintonizados na vizinhança da 13^a harmônica, sendo esta unidade responsável por compensar os harmônicos de 11^a e 13^a ordem. A motivação é apresentar um filtro híbrido de potência que ofereça dupla compensação como [33], mas, desta vez, com um número menor de chaves seis em vez de oito. Este filtro híbrido possui as mesmas peculiaridades do HPF que utiliza o inversor NSI e mais uma, já que é uma topologia com um número reduzido de chaves. A remoção de um braço do inversor NSI poderia levar a

um desbalanço de tensão no barramento CC se a fase do braço removido fosse conectada ao terminal o da Figura 3.2. A solução, portanto, é a conexão das fases remanescentes nos pólos positivo ou negativo do barramento CC. Isso é possível porque os capacitores dos filtros LC, $C_{F_{top}}$ e $C_{F_{bot}}$, bloqueiam tanto a circulação de componente CC gerada por essa conexão, como o curto-circuito no barramento CC.

Este capítulo trata de uma estrutura análoga ao inversor NSI, sendo apresentadas, primeiramente, uma discussão sobre o inversor SSTL e uma estratégia de PWM seno-triângulo para o mesmo. Além disso, são discutidos os requisitos necessários para o projeto dos filtros LC, além da estratégia de controle proposta para as duas unidades, *top* e *bottom*, do inversor SSTL. O controle proposto para esta topologia também foi realizado em referencial estacionário $\alpha\beta$, evitando sistemas de referenciais síncronos com o vetor tensão da rede e o conseqüente uso de PLL. A partir daí, são apresentados os resultados de simulação, utilizando o MATLAB/Simulink, resultados experimentais, com o objetivo comprovar a eficácia da topologia proposta.

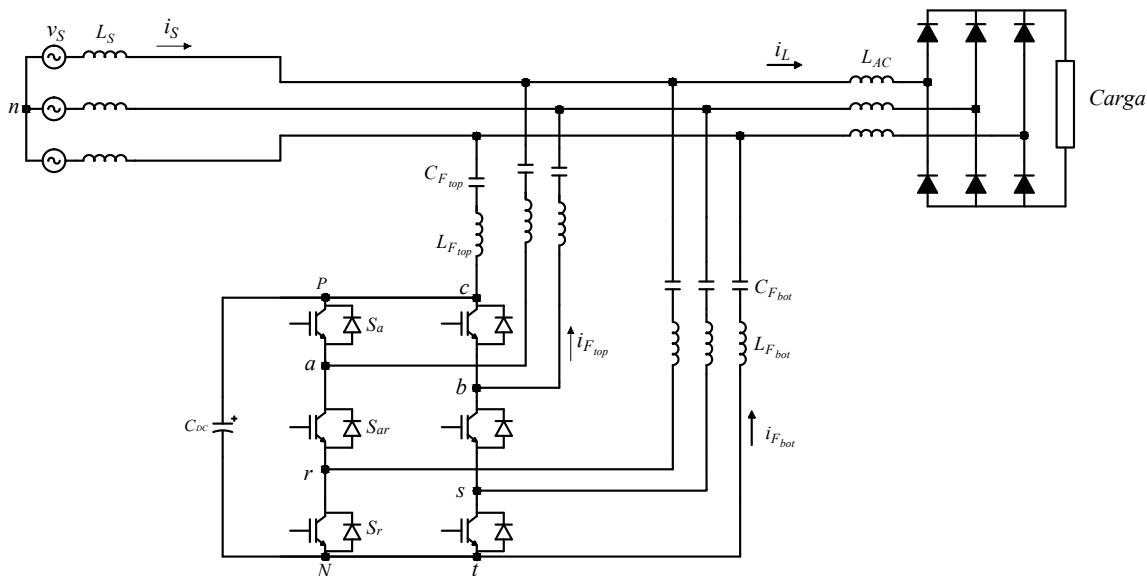


Figura 3.1: Filtro híbrido baseado no inversor SSTL.

3.1 O Inversor SSTL

A topologia do inversor SSTL, é mostrada na Figura 3.2. Este inversor possui dois braços, onde cada um deles é composto por três chaves. As chaves S_x , em que $x = \{a, b\}$, fazem parte da unidade *top*. As chaves S_y , em que $y = \{r, s\}$, fazem parte da unidade *bottom*. Já as chaves S_{xy} são usadas simultaneamente pelas unidades *top* e *bottom*. Em relação à topologia do inversor *back-to-back* de dois níveis, o inversor SSTL apresenta a vantagem de utilizar seis chaves a menos e em relação ao inversor NSI, três a menos. Há, no entanto, algumas restrições na operação do inversor SSTL que devem ser respeitadas. Os estados do inversor SSTL, mostrados na Tabela 3.1, são válidos para os dois braços e são idênticos aos apresentados na Tabela 2.1 do inversor NSI.

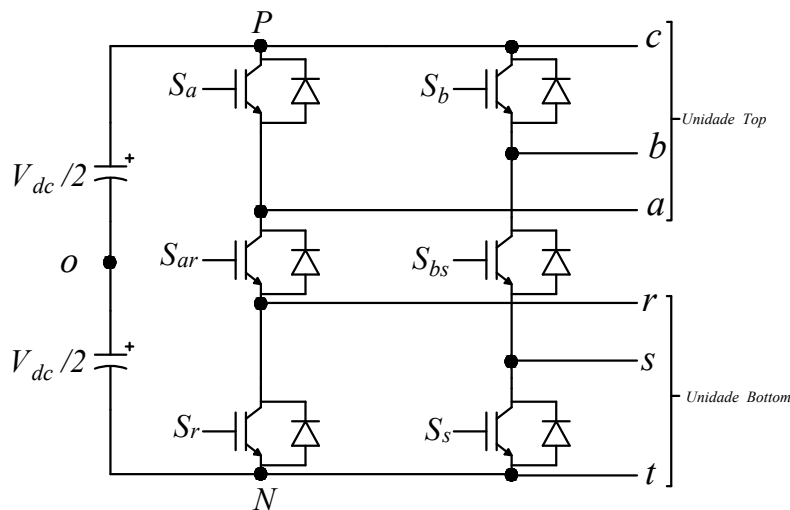


Figura 3.2: Inversor SSTL

Tabela 3.1: Possíveis combinações das chaves no inversor SSTL.

Estado do Inversor	S_x	S_{xy}	S_y	v_{xo}	v_{yo}	v_{xc}	v_{yt}
1	<i>on</i>	<i>on</i>	<i>off</i>	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	V_{dc}
2	<i>off</i>	<i>on</i>	<i>on</i>	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-V_{dc}$	0
3	<i>on</i>	<i>off</i>	<i>on</i>	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0

3.1.1 Modulação no Inversor SSTL

Observando a Figura 3.2, é intuitivo pensar que, com a remoção de um braço no inversor NSI, as razões de trabalho das chaves remanescentes (D_a , D_b , D_r e D_s) devam refletir a síntese das tensões de linha v_{ac}^* , v_{bc}^* , v_{rt}^* e v_{st}^* , em vez de tensões de fase como em (2.10). Logo, a abordagem será um pouco diferente para se obter as razões de trabalho do inversor SSTL.

Considerando a Tabela 3.1 e a Figura 3.1, é possível inferir que a chave S_x controla as tensões de linha v_{xc} , onde $x = \{a, b\}$, através de:

$$v_{xc} = (S_x - 1)V_{dc}, \quad (3.1)$$

em que $S_x = 0$ e $S_x = 1$ representam os estados aberto e fechado das chaves, respectivamente. As razões de trabalho das chaves S_x são calculadas através do valor médio de (3.1) em um período de chaveamento, que resulta em:

$$D_x = 1 + \frac{v_{xc}^*}{V_{dc}}, \quad (3.2)$$

em que v_{xc}^* é a tensão de linha de referência imposta entre os terminais de saída x e c , que é igual ao valor médio \bar{v}_{xc} se a frequência de chaveamento for suficientemente alta.

Analogamente, a chave S_y controla a tensão de linha v_{yt} , onde $y = \{r, s\}$, através de:

$$v_{yt} = (1 - S_y)V_{dc}, \quad (3.3)$$

em que $S_y = 0$ e $S_y = 1$ representam chaves aberta e fechada, respectivamente. As razões de trabalho das chaves S_y são calculadas através do valor médio de (3.3) em um período de chaveamento:

$$D_y = 1 - \frac{v_{yt}^*}{V_{dc}}, \quad (3.4)$$

em que v_{yt}^* é a tensão de linha de referência imposta entre os terminais de saída y e t , a qual é igual ao valor médio \bar{v}_{yt} se a frequência de chaveamento for suficientemente alta.

Note que, na Tabela 3.1 as chaves S_x e S_y têm comportamentos complementares: $S_x = 1$ implica v_{xo} positiva enquanto, $S_y = 1$ implica v_{yo} negativa e vice-versa. Por essa razão, as razões cíclicas D_y apresentam sinal oposto quando comparadas com D_x . Após analisar

a Tabela 3.1, vê-se que a inequação $v_{xo} \geq v_{yo}$ é respeitada para todos os estados possíveis. Considerando o valor médio em um período de chaveamento, encontra-se que $\bar{v}_{xo} \geq \bar{v}_{yo}$ deve ser respeitada, e considerando que a frequência de chaveamento é suficientemente elevada tem-se que:

$$v_{xo}^* \geq v_{yo}^*, \quad (3.5)$$

que é a mesma relação obtida no inversor NSI. Por outro lado, é interessante rearranjar esta inequação em termos de tensões de linha, de forma a definir os limites das tensões de referência v_{xc}^* e v_{yt}^* nas razões de trabalho em (3.2) e (3.4). Sendo assim:

$$v_{xo}^* \geq v_{yo}^* \Rightarrow v_{xc}^* + v_{co}^* \geq v_{yt}^* + v_{to}^*. \quad (3.6)$$

Através da Figura 3.2, observa-se que $v_{co}^* = V_{dc}/2$ e $v_{to}^* = -V_{dc}/2$. Logo:

$$v_{xc}^* + \frac{V_{dc}}{2} \geq v_{yt}^* - \frac{V_{dc}}{2}. \quad (3.7)$$

Com o objetivo de atender a inequação (3.7) para quaisquer tensões v_{xc}^* e v_{yt}^* , faz-se com que o lado esquerdo da inequação seja sempre maior que zero e o lado direito seja sempre menor que zero, ou seja:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{xc}^* \geq -\frac{V_{dc}}{2} \\ v_{yt}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} \end{array} \right. . \quad (3.8)$$

Levando em consideração ainda que $\{D_x, D_y\} \leq 1$ nas expressões das razões de trabalho (3.2) e (3.4), é possível inferir:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{xc}^* \leq 0 \\ v_{yt}^* \geq 0 \end{array} \right. . \quad (3.9)$$

Combinando (3.8) e (3.9), encontra-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{V_{dc}}{2} \leq v_{xc}^* \leq 0 \\ 0 \leq v_{yt}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} \end{array} \right. \quad (3.10)$$

Analizando as inequações (3.10), vê-se que é impossível também para o inversor SSTL sintetizar duas tensões senoidais quaisquer sem nenhuma componente CC. Analogamente ao inversor NSI, este problema pode ser contornado por meio de um escalonamento nas tensões de referência v_{xc}^* e v_{yt}^* . Sendo \widehat{V}_{xc} e \widehat{V}_{yt} as amplitudes das tensões de referência v_{xc}^* e v_{yt}^* , respectivamente, que dependem do índice de modulação escolhido, as tensões de referência podem ser escritas como:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{xc}^* = \widehat{V}_{xc} \cdot \sin(\omega_{xc}t + \varphi_{xc}) - \frac{V_{dc}}{4} \\ v_{yt}^* = \widehat{V}_{yt} \cdot \sin(\omega_{yt}t + \varphi_{yt}) + \frac{V_{dc}}{4} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Portanto, definindo as tensões de referência a partir de (3.11), é possível garantir que as condições (3.10) sempre se mantêm se $\widehat{V}_{xc}^{max} = \widehat{V}_{yt}^{max} = \frac{V_{dc}}{4}$, que definem as máximas amplitudes das tensões de linha do inversor SSTL. Substituindo-se (3.11) em (3.2) e (3.4), encontra-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} D_x = \frac{3}{4} + \frac{\widehat{V}_{xc} \cdot \sin(\omega_{xc}t + \varphi_{xc})}{V_{dc}} \\ D_y = \frac{3}{4} - \frac{\widehat{V}_{yt} \cdot \sin(\omega_{yt}t + \varphi_{yt})}{V_{dc}} \end{array} \right. , \quad (3.12)$$

que apresentam apenas as razões de trabalho das chaves S_x e S_y do inversor SSTL. Analogamente ao inversor NSI, o estado das chaves intermediárias S_{xy} é definido pela operação lógica *exclusive or* dos estados das chaves S_x e S_y , ou seja, $S_{xy} = XOR(S_x, S_y)$. A Figura 3.3 ilustra a implementação da modulação do inversor SSTL.

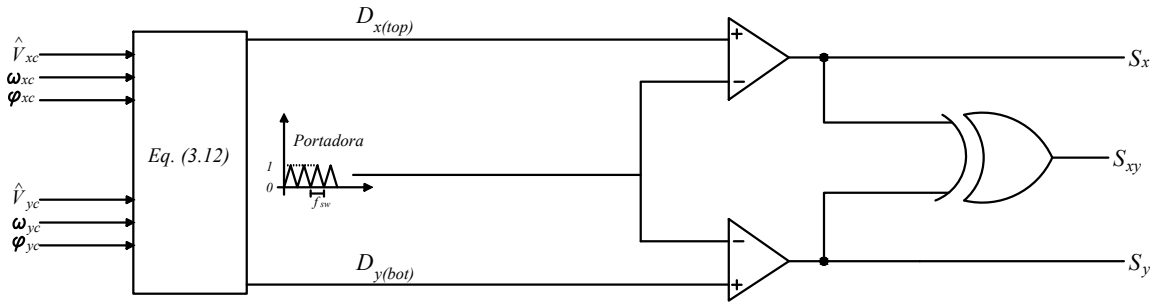


Figura 3.3: Diagrama de blocos da modulação do inversor SSTL.

3.2 Projeto dos Filtros Passivos

Os requisitos de projeto dos filtros LC, presentes no filtro híbrido de potência baseado no inversor SSTL, são os mesmos quatro apresentados no capítulo anterior. No entanto, o requisito três, que se refere a suportabilidade a tensão dos capacitores, é diretamente impactado pela retirada do braço no inversor NSI. Sendo assim tal requisito, deve ser novamente analisado.

O circuito equivalente para a componente CC é mostrado na Figura 3.4. Com este circuito, é possível determinar a componente de tensão CC presente nos capacitores que compõem os filtros passivos. Como a rede não apresenta nenhuma componente contínua de tensão, a mesma é substituída por um curto-circuito neste modelo equivalente. Além disso, os indutores dos filtros, $L_{F_{top}}$ e $L_{F_{bot}}$, podem ser desprezados em regime permanente, pois os mesmos comportam-se como curto-circuito.

Após se obter as razões de trabalho por meio de (3.12), as tensões nas saídas do inversor podem ser calculadas através dos valores médios de (3.1) e (3.3) em um período de chaveamento. Logo, as tensões na unidade *top* são calculadas por:

$$\bar{v}_{xc} = (D_x - 1) V_{dc} = \widehat{V}_{xc} \cdot \sin(\omega_{xc}t + \varphi_{xc}) - \frac{V_{dc}}{4}, \quad (3.13)$$

e as tensões da unidade bottom são:

$$\bar{v}_{yt} = (1 - D_y) V_{dc} = \widehat{V}_{yt} \cdot \sin(\omega_{yt}t + \varphi_{yt}) + \frac{V_{dc}}{4}. \quad (3.14)$$

Observe que, os valores para componente CC, das senóides são nulos. Portanto, no circuito equivalente CC, \bar{v}_{xc} é igual a $-\frac{V_{dc}}{4}$, e \bar{v}_{yt} é igual a $\frac{V_{dc}}{4}$.



Figura 3.4: Circuito equivalente CC do inversor SSSL.

Da análise acima, constrói-se o modelo equivalente CC da Figura 3.4. A partir deste circuito pode-se calcular a componente CC de tensão a qual os capacitores estarão sujeitos. No caso dessa topologia de filtro híbrido os capacitores que estão conectados diretamente aos pólos do barramento CC, capacitores das saídas c e t , estão sujeitos a uma componente CC de tensão maior que os outros. Pode-se calcular o valor destas componentes CC nos capacitores utilizando um divisor de tensão no circuito equivalente CC :

$$V_{C_{F_x}} = \frac{C_{F_{bot}}}{C_{F_{top}} + C_{F_{bot}}} \frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{C_{F_c}} = \frac{C_{F_{bot}}}{C_{F_{top}} + C_{F_{bot}}} V_{dc}$$

(3.15)

$$V_{C_{F_y}} = \frac{C_{F_{top}}}{C_{F_{top}} + C_{F_{bot}}} \frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{C_{F_t}} = \frac{C_{F_{top}}}{C_{F_{top}} + C_{F_{bot}}} V_{dc}$$

No entanto, (3.15) define apenas as componentes CC presentes nos capacitores dos filtros passivos. Há também uma componente de tensão com frequência fundamental que deve ser

levada em consideração.

O circuito equivalente para a frequência fundamental do filtro híbrido é mostrado na Figura 3.5. Como o inversor SSTL compensa apenas componentes harmônicas, suas tensões de saída, mostradas em (3.13) e (3.14) só possuem componentes harmônicas e CC, ou seja, suas componentes fundamentais (\bar{v}_{xc1} e \bar{v}_{yt1}) são nulas. Além disso, na frequência fundamental, a impedância do indutor pode ser desprezada quando comparada com a do capacitor. Portanto, as tensões da rede ficam aplicadas diretamente sobre os capacitores do conjunto LC. Em resumo, a tensão nominal de cada capacitor do filtro LC deve ser maior que o valor de pico da tensão da rede (fase-terra), \widehat{V}_s , mais a componente CC definida em (3.15). Dessa forma a tensão que os capacitores do filtro LC deve suportar é calculada por meio de:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{C_{Fx}}^{nominal} = \widehat{V}_s + \left(\frac{C_{Fbot}}{C_{Ftop} + C_{Fbot}} \right) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{C_{Fc}}^{nominal} = \widehat{V}_s + \left(\frac{C_{Fbot}}{C_{Ftop} + C_{Fbot}} \right) V_{dc} \\ V_{C_{Fy}}^{nominal} = \widehat{V}_s + \left(\frac{C_{Ftop}}{C_{Ftop} + C_{Fbot}} \right) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{C_{Ft}}^{nominal} = \widehat{V}_s + \left(\frac{C_{Ftop}}{C_{Ftop} + C_{Fbot}} \right) V_{dc} \end{array} \right. \quad (3.16)$$

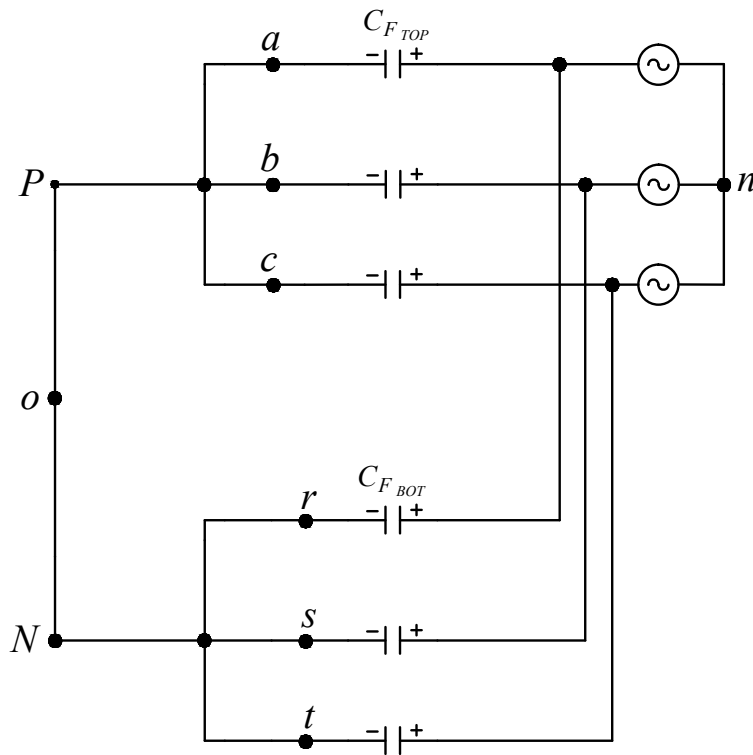


Figura 3.5: Circuito equivalente do inversor SSTL para frequência fundamental.

3.3 Controle do Filtro Híbrido

O controle do filtro híbrido baseado no inversor SSTL é idêntico ao controle apresentado no capítulo anterior. Apresenta ações de controle *feedback* e *feedforward* para cada unidade (*top* e *bottom*) do inversor realizadas no referencial estacionário $\alpha\beta$. A unidade *top* é responsável por mitigar as harmônicas de 5^a e 7^a ordem, enquanto a unidade *bottom* é responsável por realizar a compensação das harmônicas de 11^a e 13^a ordem. O controle do barramento CC é realizado através da malha de *feedback* da unidade *top* utilizando um regulador PI. O diagrama em blocos do controle é apresentado na Figura 3.6.

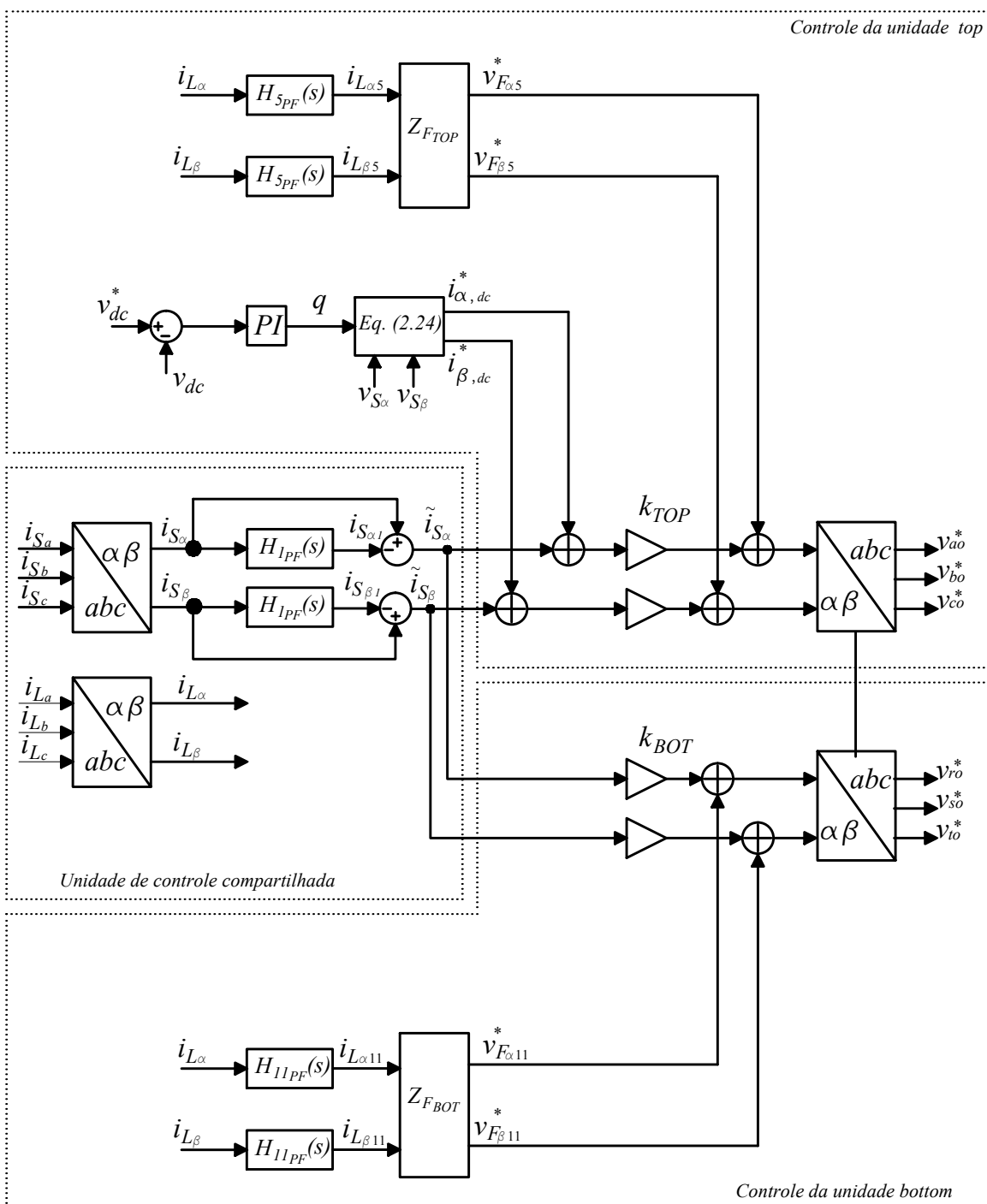


Figura 3.6: Diagrama de controle do filtro híbrido baseado no inversor SSTL.

3.4 Realização Experimental do Filtro Híbrido Baseado no Inversor SSTL

A Figura 3.7 mostra um diagrama em blocos simplificado da configuração experimental para testes do filtro híbrido proposto. Note que tanto as grandezas medidas do sistema, a plataforma utilizada para o protótipo, os procedimentos de conexão com a rede e todos os componentes de hardware são exatamente os mesmos do filtro híbrido baseado no inversor NSI apresentado no capítulo anterior. De fato, a bancada experimental é a mesma. A transição para o filtro híbrido com o inversor SSTL é realizada apenas através da modificação dos pontos de conexão dos filtros LC das unidades *top* e *bottom* no braço *ct*, que são conectados nos pólos do barramento CC. Os únicos componentes de hardware que diferem dos que foram utilizados no filtro híbrido apresentado no capítulo anterior são os três sinais das chaves do braço *ct* do inversor, no SSTL, são construídos de forma que sempre as três chaves permaneçam abertas, não importando o comando enviado pelo *dSPACE*. Por uma questão de praticidade são apresentados mais uma vez apenas os parâmetros do protótipo na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor SSTL

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da rede (fase-fase)	\widehat{V}_{S-FF}	220V
Frequência da rede	f_S	60Hz
Frequência de amostragem/chaveamento	$f_{sw}, f_{samp.}$	20kHz
Tensão no barramento CC	V_{dc}	120V
Capacitor do barramento CC	C_{dc}	4700 μ F
Capacitor do filtro LC - unidade <i>top</i> (7 ^o harmônico)	$C_{F_{top}}$	30,7 μ F
Indutor do filtro LC - unidade <i>top</i> (7 ^o harmônico)	$L_{F_{top}}$	5mH
Capacitor do filtro LC - unidade <i>bottom</i> (13 ^o harmônico)	$C_{F_{bot}}$	61,2 μ F
Indutor do filtro LC - unidade <i>bottom</i> (13 ^o harmônico)	$L_{F_{bot}}$	0,8mH
Frequência de ressonância unidade <i>top</i>	$f_{F_{top}}$	406,2Hz
Frequência de ressonância unidade <i>bottom</i>	$f_{F_{bot}}$	719,3Hz
Indutor de conexão carga não-linear	L_{AC}	2,5mH
Resistor do lado CC da carga não-linear	R_L	33 Ω

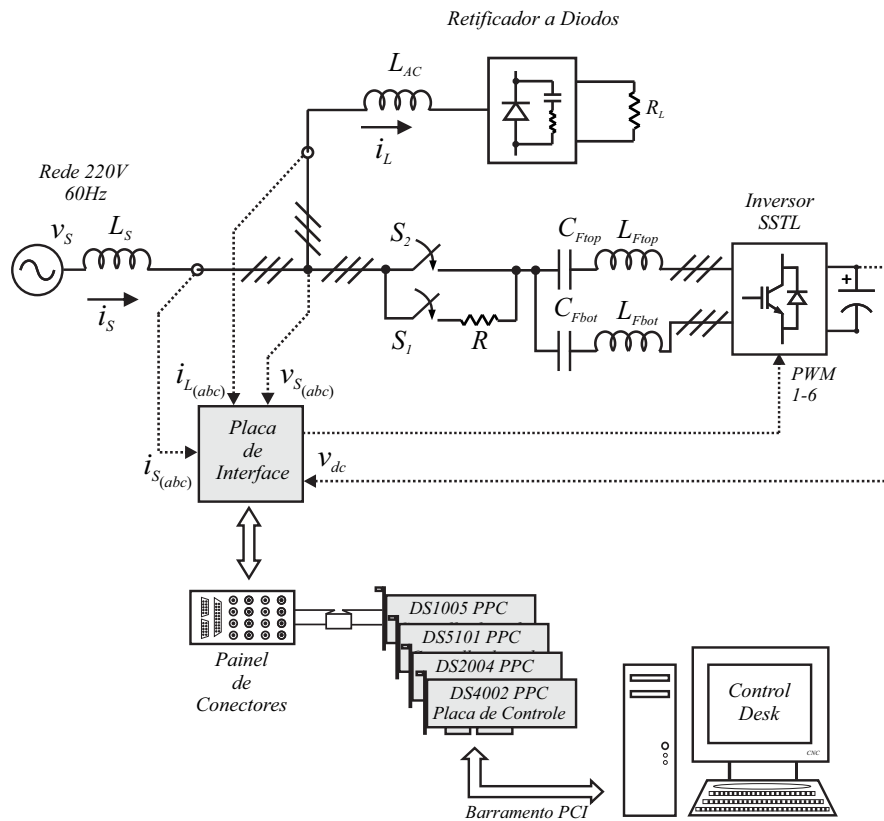


Figura 3.7: Diagrama em blocos simplificado da configuração experimental.

Baseado nos requisitos de projeto dos filtros passivos descritos na seção 3.2 e nos valores das capacitâncias, é possível determinar o valor das componentes CC que aparecem em cada um desses capacitores utilizando 3.15, ressaltando que nesse caso as maiores componentes CC serão $V_{C_{Fc}} = (2/3)V_{dc}$ e $V_{C_{Ft}} = (1/3)V_{dc}$.

3.4.1 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação foram obtidos utilizando o MATLAB/Simulink. As simulações do filtro híbrido utilizando o inversor SSTL são mostradas nas Figuras 3.8 e 3.9. Todas as figuras apresentam as formas de onda para a fase *a* na seguinte ordem: corrente da rede i_s , corrente da carga i_L , corrente do filtro da unidade *top* $i_{F_{top}}$ e corrente do filtro da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$.

A performance em regime permanente é apresentada nos mesmos dois cenários do capítulo anterior: ambas as unidades desligadas e as duas unidades do filtro híbrido

funcionando em conjunto. A performance do filtro com ambas unidades desligadas, ou seja, funcionando apenas os filtros passivos sintonizados da 7^a e 13^a harmônicas, é mostrada na Figura 3.8. A Figura 3.9 mostra os resultados de simulação com ambas as unidades, *top* e *bottom*, em pleno funcionamento. Observa-se a mesma tendência apresentada no caso do inversor NSI, com uma certa perda de performance que é aceitável visto que o filtro híbrido com as duas unidades ligadas é suficiente para que a forma de onda da corrente da rede seja praticamente senoidal. Nessas simulações, através da ferramenta *FFT Analysis* do MATLAB, a DHT da corrente da carga i_L foi da ordem de 26,6% e a DHT da corrente da rede i_S de 4,9%, considerando o caso em que ambas as unidades, *top* e *bottom* estão em pleno funcionamento.

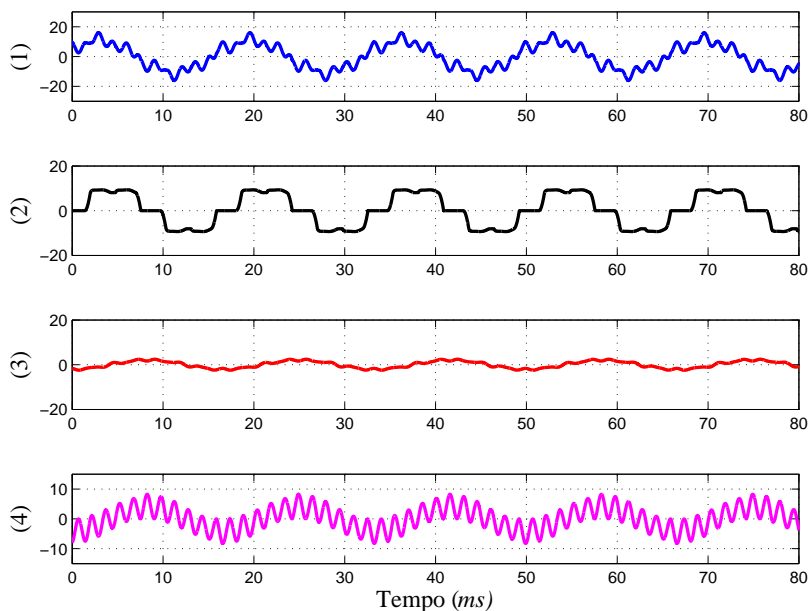


Figura 3.8: Simulação com as unidades *top* e *bottom* desligadas. Grandezas: (1)- Corrente da rede i_S [A]; (2)- Corrente da carga i_L [A]; (3)- Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4)- Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

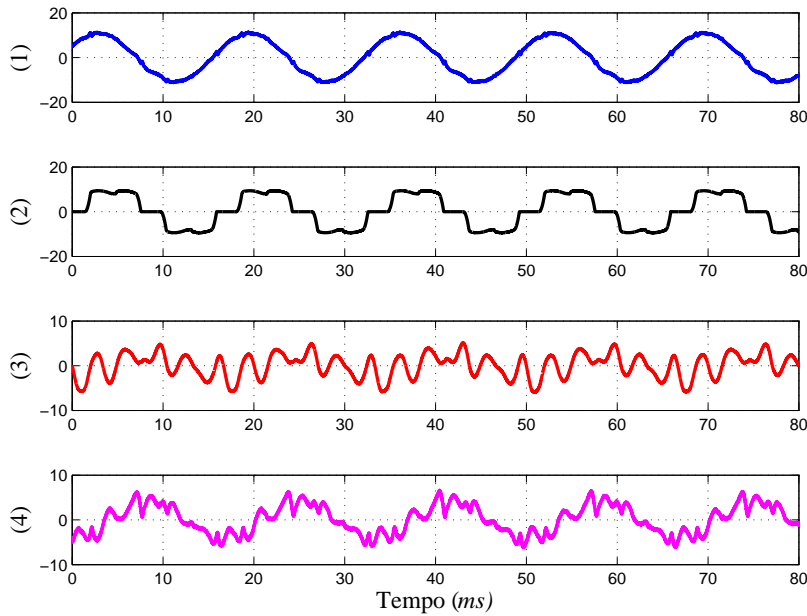


Figura 3.9: Simulação com as unidades *top* e *bottom* ligadas. Grandezas: (1)- Corrente da rede i_S [A]; (2)- Corrente da carga i_L [A]; (3)- Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4)- Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

3.4.2 Resultados Experimentais

As Figuras 3.10 a 3.17 mostram os resultados experimentais obtidos na bancada experimental. Em cada figura as grandezas da fase *A*, estão dispostas da mesma forma em que foram apresentadas nos resultados de simulação: corrente da rede i_S , corrente da carga i_L , corrente do filtro da unidade *top* $i_{F_{top}}$ e corrente do filtro da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$. A performance do filtro com ambas unidades desligadas, ou seja, funcionando apenas os filtros passivos sintonizados da 7^a e 13^a harmônicas, é mostrada na Figura 3.10. Nesse caso, a DHT é da ordem de 25%, como mostra a Figura 3.11 (em que é também apresentada a contribuição individual de cada componente harmônica até a 13^a ordem. A contribuição da unidade *top* pode ser observada nas Figuras 3.12 e 3.13, onde a DHT da fase *a* foi reduzida para 11%. Analogamente, a performance da unidade *bottom* pode ser observada nas Figuras 3.14 e 3.15, que resultou na redução da DHT para 10%. A performance das duas unidades operando em conjunto é apresentada nas Figuras 3.16 e 3.17. A DHT da corrente da rede foi reduzido para 4, 5% e todas as componentes harmônicas foram atenuadas quando comparadas com a Figura 3.11. Equivalente aos resultados de simulação, ocorre uma certa

perda de performance no inversor SSTL comparado ao inversor NSI devido à retirada de um dos braços. Ressaltando que a DHT da corrente da rede com as duas unidades ligadas ficou abaixo dos 5% recomendados pela norma [6].

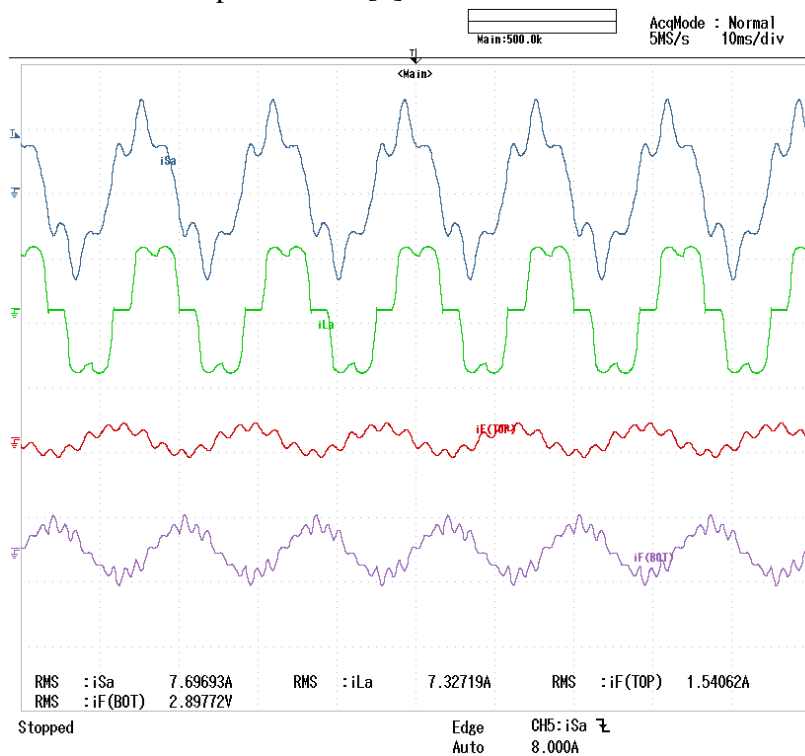


Figura 3.10: Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades *top* e *bottom* desligadas. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

HARMONICS TABLE			
Amp	L1	L2	L3
THD% _f	24.2	24.4	25.9
H5% _f	22.5	23.6	24.5
H7% _f	8.4	5.5	7.7
H11% _f	2.5	1.8	2.2
H13% _f	0.4	0.9	0.9

0:00:00 U P

693V 60Hz 3Ø IT EN50160

U A U&A HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN

Figura 3.11: Resultados experimentais DHT da corrente da carga i_L .

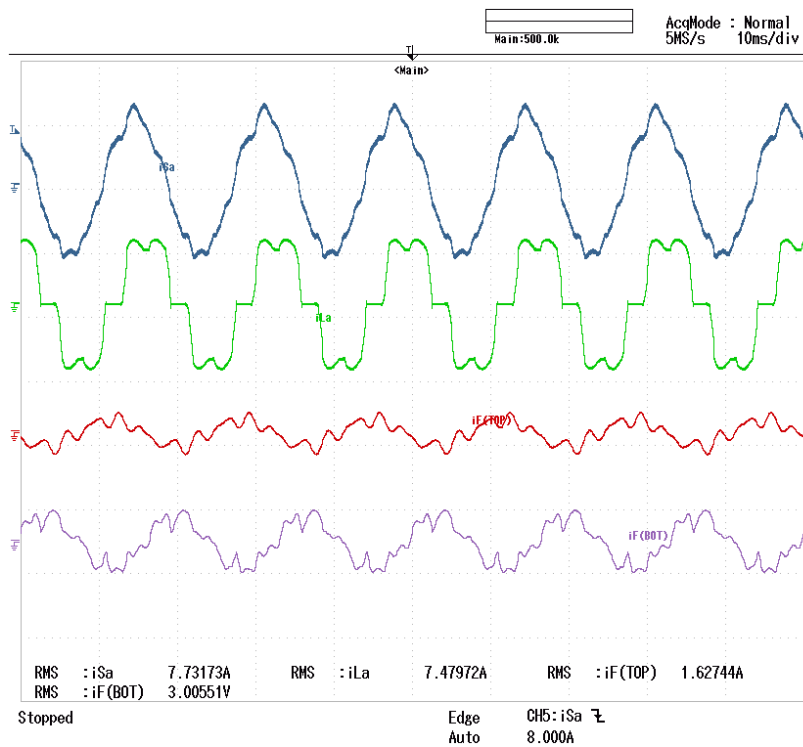


Figura 3.12: Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com apenas a unidade *top* ligada. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

HARMONICS TABLE			
Amp	L1	L2	L3
THD%f	11.2	10.6	9.1
H5%f	7.6	5.9	6.0
H7%f	3.6	3.2	3.6
H11%f	1.8	0.7	2.4
H13%f	2.1	1.2	1.2

693V 60Hz 3Ø IT EN50160
 U&A HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN

Figura 3.13: Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do filtro híbrido baseado no inversor SSTL, com apenas a unidade *top* ligada.

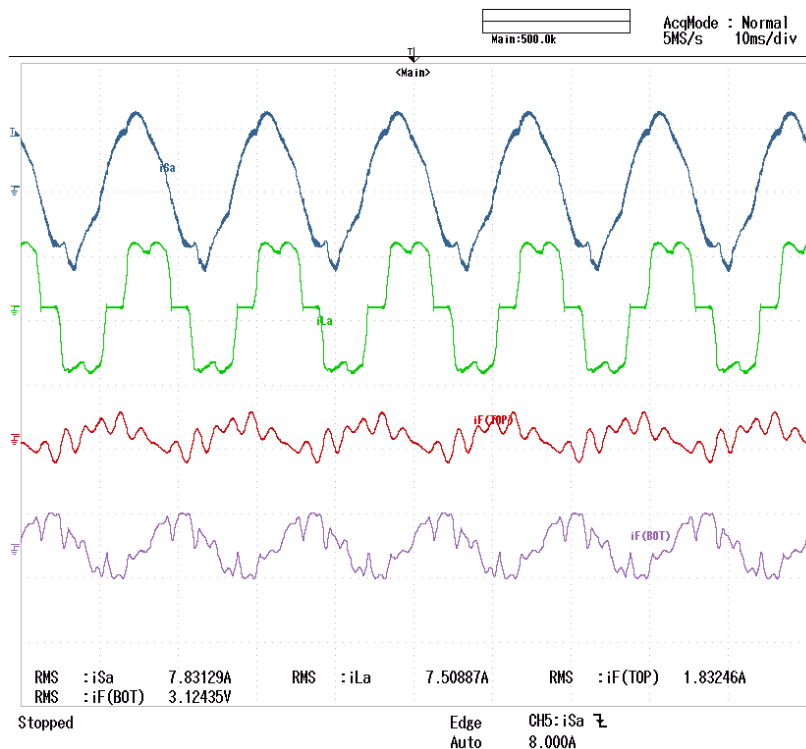


Figura 3.14: Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com apenas a unidade *bottom* ligada. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

HARMONICS TABLE			
Amp	L1	L2	L3
THD% _f	10.5	10.6	9.3
H5% _f	7.4	6.3	7.8
H7% _f	4.3	3.7	2.6
H11% _f	0.7	1.1	0.7
H13% _f	0.8	1.1	0.4

0:01:59 U P

693V 60Hz 3Ø IT EN50160

U A U&A HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN

Figura 3.15: Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do filtro híbrido baseado no inversor SSTL, com apenas a unidade *bottom* ligada.

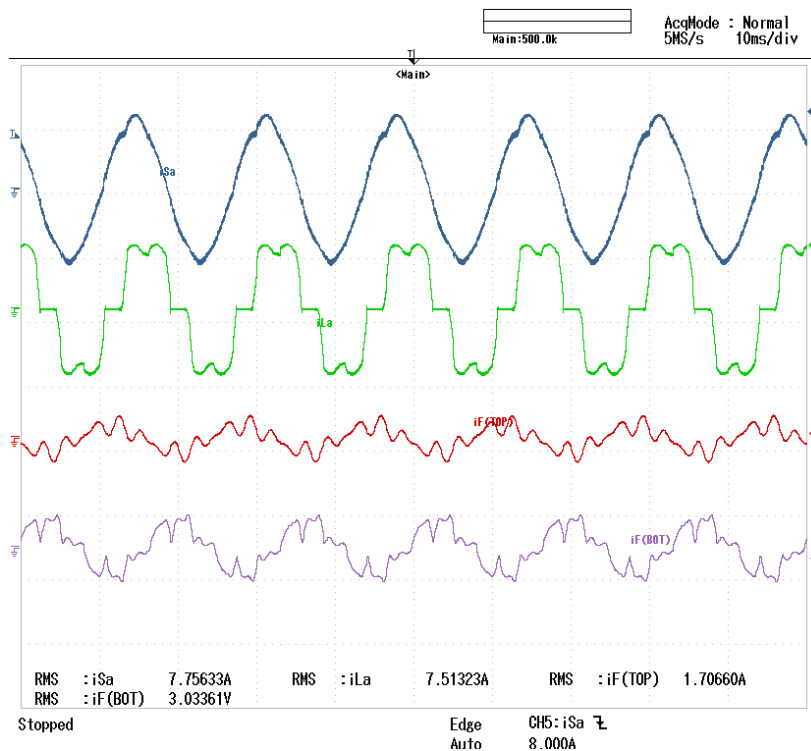


Figura 3.16: Resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades *top* e *bottom* ligadas. Grandezas (de cima para baixo): Corrente da rede i_S [A]; Corrente da carga i_L [A]; Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

HARMONICS TABLE			
Amp	L1	L2	L3
THD% <i>f</i>	4.5	4.6	3.9
H5% <i>f</i>	3.1	3.1	3.4
H7% <i>f</i>	2.5	2.7	1.5
H11% <i>f</i>	0.4	0.5	0.5
H13% <i>f</i>	0.6	0.5	0.3

0:07:54 U P

693V 60Hz 3Ø IT EN50160

U U&A HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN

Figura 3.17: Resultados experimentais DHT da corrente da rede i_S do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor SSTL, com ambas unidades ligadas.

3.5 Conclusões

Neste capítulo, foi proposto um filtro híbrido baseado no inversor SSTL. Os resultados mostraram que é possível realizar um filtro híbrido com dois conjuntos de saídas trifásicas utilizando apenas 6 chaves. Em relação a estratégia apresentada no capítulo anterior, que utilizou o inversor NSI, é possível verificar que a diminuição do número de chaves resultou em uma piora no desempenho em termos de compensação de harmônicos, esse desempenho é mostrado na Tabela 3.3. No entanto, é possível verificar que os resultados atendem a norma IEEE 519 [6].

Em relação às estratégias de PWM seno-triângulo empregadas, é possível ainda desenvolver técnicas de modulação mais elaboradas. O objetivo seria reduzir as perdas e/ou aumentar a região linear de modulação, o que faria com que a tensão do barramento CC pudesse trabalhar com níveis mais baixos.

Tabela 3.3: DHT das correntes do HPF baseado no inversor SSTL

	<i>Simulação</i>	<i>Experimental</i>
DHT(i_L)	26,6%	25%
DHT(i_S)	4,9%	4,5%

4

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho teve como foco a proposta de topologias de filtragem híbrida utilizando o inversor NSI e uma derivação deste. Os comentários finais aparecem na mesma sequência dos tópicos que foram apresentados nos capítulos 2 e 3:

- Inversores NSI e SSTL:

Sabe-se que o inversor NSI (e, conseqüentemente, o SSTL) possui a limitação de ter seu índice de modulação reduzido pela metade em comparação ao VSI convencional. Isso significa que na paridade de condições, o NSI precisaria do dobro da tensão do barramento em relação ao VSI para funcionar. Este fato se constitui em uma grande limitação em muitas das aplicações em que o NSI foi empregado como, por exemplo, o acionamento de máquinas elétricas. No acionamento, a tensão do barramento CC salta de 700V (no VSI) para 1400V (empregando o NSI). Essa limitação, no entanto, é extremamente suavizada em aplicações com as propostas neste trabalho, uma vez que a conexão série dos filtros LC com o filtro ativo faz com que a tensão exigida no barramento CC seja naturalmente muito mais baixa. Nesse caso, a tensão do barramento CC salta de 60V (no VSI) para 120V (no inversor NSI).

- Estratégia de PWM:

Em relação às estratégias de PWM seno-triângulo empregadas, é possível ainda desenvolver técnicas de modulação mais elaboradas para o inversor NSI, como, por

exemplo, técnicas de modulação vetorial e técnicas escalares com a inserção de sequência zero. O objetivo seria reduzir as perdas e/ou aumentar a região linear de modulação, o que faria com que a tensão do barramento CC pudesse trabalhar com níveis mais baixos.

- Requisitos de projeto dos filtros LCs série:

Alguns resultados de simulação diferiram ligeiramente dos resultados experimentais obtidos. Acredita-se que isto é devido à não conformidade, diferença, dos valores práticos do filtro LC com os valores utilizados na simulação. Um ensaio para obtenção dos parâmetros do filtro LC poderia ser realizado para dirimir esta dúvida. Como o objetivo inicial foi de construir um protótipo que comprovasse o princípio de funcionamento, a obtenção dos parâmetros do filtro foi deixada para ser realizada em uma etapa posterior.

- Controle dos filtros híbridos:

A estratégia de controle empregada foi exatamente a mesma para ambos os inversores (NSI e SSTL): ações de controle *feedback* e *feedforward* para as unidades *top* e *bottom* dos inversores. É importante notar que essa estratégia de controle fornece as mesmas referências, mesmas componentes harmônicas, para a ação de controle *feedback* das duas unidades. É possível que melhores desempenhos possam ser alcançados se uma estratégia de controle mais apropriada for empregada, de tal forma que se possa separar completamente as harmônicas 5^a e 7^a e enviá-las somente a unidade *top*. Da mesma forma, seria interessante que a unidade *bottom* lidasse apenas com as harmônicas 11^a e 13^a. Além disso, os HPFs propostos poderiam ter alguma função adicional como, por exemplo, regular a potência reativa do sistema. Isso seria possível variando as tensões que são impostas aos capacitores dos filtros LC. Essa ação é limitada, uma vez que não é possível se obter grandes variações de tensão no barramento CC sem prejudicar a compensação de harmônicos. No entanto, pequenos ajustes na potência reativa do sistema poderiam ser realizados.

- Resultados de simulação e experimentais:

Foram realizados testes de simulação e experimentais com uma carga não-linear do tipo retificador a diodos. Com ambos os inversores se conseguiu índices de DHT menores do que 5% para todos os testes realizados. No entanto, o HPF utilizando o inversor NSI obteve um desempenho melhor com cerca de 1,7% de DHT para as correntes da rede. Já o HPF que utilizou o inversor SSTL obteve DHT de cerca 4%, porém, utilizando três chaves a menos em relação ao NSI. É importante mencionar que esses resultados foram obtidos para um tipo de carga que tem predominância de 5^o e 7^o harmônicos. Sendo assim, torna-se importante e necessário testar estas topologias de HPF com cargas que possuam espectros harmônicos diferentes em relação a carga testada, como, por exemplo, predominância de 11^o e 13^o. Isso poderia evidenciar melhor as diferenças de desempenho entre as topologias propostas e as existentes na literatura, sobretudo quando comparadas as propostas em [30] e [31].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Akagi, “Trends in active power line conditioners,” *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 9, no. 3, pp. 263–268, 1994.
- [2] B. Andersen, “Cigre and trends in power electronics for the grid,” in *Conf. Rec. Power Electron. and Appl. (EPE)*, 2013.
- [3] T. Dragicevic, J. Vasquez, J. Guerrero, and D. Skrlec, “Advanced LVDC electrical power architectures and microgrids: A step toward a new generation of power distribution networks.” *Electrif. Mag., IEEE*, 2014.
- [4] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, and H. W. Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 2nd ed., McGraw-Hill, Ed., 2004.
- [5] H. Akagi, “Active harmonic filters,” *Proc. of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005.
- [6] “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,” *IEEE Std 519-1992*, pp. 1–112, 1993.
- [7] R. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo, “Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1402–1412, 2005.
- [8] Q.-N. Trinh and H.-H. Lee, “An advanced current control strategy for three-phase shunt active power filters,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5400–5410, 2013.
- [9] Z. Chen, Y. Luo, and M. Chen, “Control and performance of a cascaded shunt active

power filter for aircraft electric power system,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3614–3623, 2012.

- [10] J. Liu, P. Zanchetta, M. Degano, and E. Lavopa, “Control design and implementation for high performance shunt active filters in aircraft power grids,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3604–3613, 2012.
- [11] P. Kanjiya, V. Khadkikar, and H. Zeineldin, “A noniterative optimized algorithm for shunt active power filter under distorted and unbalanced supply voltages,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5376–5390, 2013.
- [12] M. Angulo, D. Ruiz-Caballero, J. Lago, M. Heldwein, and S. Mussa, “Active power filter control strategy with implicit closed-loop current control and resonant controller,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2721–2730, 2013.
- [13] H. Hu, W. Shi, Y. Lu, and Y. Xing, “Design considerations for DSP-controlled 400 hz shunt active power filter in an aircraft power system,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3624–3634, 2012.
- [14] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, F. Gao, and F. Blaabjerg, “Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, no. 3, pp. 1443–1452, 2012.
- [15] F. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “A novel harmonic power filter,” in *Conf. Rec. IEEE PESC*, vol. 2, 1988.
- [16] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “A new approach to harmonic compensation in power systems-A combined system of shunt passive and series active filters,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 26, no. 6, pp. 983–990, 1990.
- [17] H. Fujita and H. Akagi, “A practical approach to harmonic compensation in power systems-Series connection of passive and active filters,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1020–1025, 1991.
- [18] F. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “Compensation characteristics of the combined

system of shunt passive and series active filters,” *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 29, no. 1, pp. 144–152, 1993.

- [19] S. Bhattacharya and D. Divan, “Design and implementation of a hybrid series active filter system,” in *Conf. Rec. IEEE PESC*, vol. 1, 1995, pp. 189–195.
- [20] S. Bhattacharya, D. Divan, and B. Banerjee, “Active filter solutions for utility interface,” in *Conf. Rec. IEEE ISIE*, vol. 1, 1995, pp. 53–63.
- [21] D. Detjen, J. Jacobs, R. De Doncker, and H.-G. Mall, “A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 16, no. 6, pp. 821–827, 2001.
- [22] G.-M. Lee, D.-C. Lee, and J.-K. Seok, “Control of series active power filters compensating for source voltage unbalance and current harmonics,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 132–139, 2004.
- [23] Z. Shuai, A. Luo, W. Zhu, R. Fan, and K. Zhou, “Study on a novel hybrid active power filter applied to a high-voltage grid,” *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 24, no. 4, pp. 2344–2352, 2009.
- [24] A. Luo, C. Tang, Z. K. Shuai, W. Zhao, F. Rong, and K. Zhou, “A novel three-phase hybrid active power filter with a series resonance circuit tuned at the fundamental frequency,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2431–2440, 2009.
- [25] A. Luo, Z. Shuai, Z. Shen, W. Zhu, and X. Xu, “Design considerations for maintaining dc-side voltage of hybrid active power filter with injection circuit,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 75–84, 2009.
- [26] Z. Shuai, A. Luo, W. Zhu, R. Fan, and K. Zhou, “Study on a novel hybrid active power filter applied to a high-voltage grid,” *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 24, no. 4, pp. 2344–2352, 2009.
- [27] A. Luo, W. Zhao, X. Deng, Z. Shen, and J.-C. Peng, “Dividing frequency control

of hybrid active power filter with multi-injection branches using improved $i_p - -i_q$ algorithm,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 10, pp. 2396–2405, 2009.

- [28] A. Luo, Z. Shuai, W. Zhu, R. Fan, and C. Tu, “Development of hybrid active power filter based on the adaptive fuzzy dividing frequency-control method,” *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 24, no. 1, pp. 424–432, 2009.
- [29] A. Luo, Z. Shuai, W. Zhu, Z. Shen, and C. Tu, “Design and application of a hybrid active power filter with injection circuit,” *IET Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 54–64, 2010.
- [30] S. Srianthumrong and 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, no. 3, pp. 874–882, 2003.
- [31] J.-C. Wu, H.-L. Jou, Y.-T. Feng, W. P. Hsu, M.-S. Huang, and W.-J. Hou, “Novel circuit topology for three-phase active power filter,” *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 22, no. 1, pp. 444–449, 2007.
- [32] L. Asiminoaei, C. Lascu, F. Blaabjerg, and I. Boldea, “Performance improvement of shunt active power filter with dual parallel topology,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 247–259, 2007.
- [33] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, and S. Bhattacharya, “Parallel-connected shunt hybrid active power filters operating at different switching frequencies for improved performance,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 59, no. 11, pp. 4007–4019, 2012.
- [34] C. Liu, B. Wu, N. Zargari, and D. Xu, “A novel three-phase three-leg ac/ac converter using nine IGBTs,” in *Conf. Rec. IEEE PESC*, 2007, pp. 2685–2690.
- [35] T. Kominami and Y. Fujimoto, “A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads,” in *Conf. Rec. IEEE IAS*, 2007, pp. 2346–2350.
- [36] C. Liu, B. Wu, N. Zargari, and D. Xu, “A novel nine-switch pwm rectifier-inverter topology for three-phase ups applications,” in *Conf. Rec. Eur. IEEE Power Electron. and Appl.*, 2007, pp. 1–10.

- [37] T. Kominami and Y. Fujimoto, "Inverter with reduced switching-device count for independent ac motor control," in *Conf. Rec. IEEE IECON*, 2007, pp. 1559–1564.
- [38] K. Oka, Y. Nozawa, R. Omata, K. Suzuki, A. Furuya, and K. Matsuse, "Characteristic comparison between five-leg inverter and nine-switch inverter," in *Conf. Rec. IEEE PCC*, 2007, pp. 279–283.
- [39] L. Zhang, P. C. Loh, and F. Gao, "An integrated nine-switch power conditioner," in *Conf. Rec. IEEE IPEC*, 2010, pp. 2663–2669.
- [40] N. P. Soe, D. Vilathgamuwa, and K.-S. Low, "Doubly fed induction generator for wind energy generation using nine-switch power converter," in *Conf. Rec. IEEE IECON*, 2011, pp. 3608–3613.
- [41] M. Banaei and A. Dehghanzadeh, "Wind farm based doubly fed induction generator using a novel ac/ac converter," in *Conf. Rec. IEEE PEDSTC*, 2011, pp. 398–402.
- [42] S. M. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Yazdian, "Current control of nine-switch inverter using integrated current sensors," in *Conf. Rec. IEEE PEOCO*, 2010, pp. 95–100.
- [43] S. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Yazdian, "Hybrid electric vehicle based on bidirectional z-source nine-switch inverter," *IEEE Trans. on Veh. Techn.*, vol. 59, no. 6, pp. 2641–2653, 2010.
- [44] F. Gao, L. Zhang, and P. C. Loh, "Dead-time elimination of nine-switch converter," in *Conf. Rec. IEEE APEC*, 2011, pp. 673–678.
- [45] L. Zhang, P. C. Loh, and F. Gao, "An integrated nine-switch power conditioner for power quality enhancement and voltage sag mitigation," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1177–1190, 2012.
- [46] D. Zmood and D. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, 2003.

- [47] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, W.-I. Press, Ed., 2007.
- [48] W. Tangtheerajaronwong, T. Hatada, K. Wada, and H. Akagi, "Design and performance of a transformerless shunt hybrid filter integrated into a three-phase diode rectifier," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1882–1889, 2007.
- [49] L. Limongi, L. Silva Filho, L. Genu, F. Bradaschia, and M. Cavalcanti, "Transformerless hybrid power filter based on a six-switch two-leg inverter for improved harmonic compensation performance, "Early Access"," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, 2014.