

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



LUÍS RODRIGUES DA SILVA FILHO

TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS DE POTÊNCIA
COM NÚMERO REDUZIDO DE CHAVES

Recife

2015

LUÍS RODRIGUES DA SILVA FILHO

**TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS DE POTÊNCIA
COM NÚMERO REDUZIDO DE CHAVES**

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.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador: Leonardo Rodrigues Limongi,
Dott.Ric.

Recife

2015

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

S586t Silva Filho, Luís Rodrigues da.
Topologias de filtros híbridos de potência com número reduzido de
chaves / Luís Rodrigues da Silva Filho. - Recife: O Autor, 2015.
88 folhas, il., gráfs., tabs.

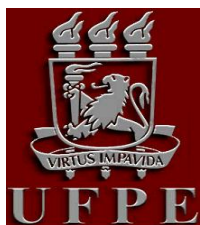
Orientador: Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Filtro ativo de potência. 3. Filtro híbrido de
potência. 4. Harmônicos de corrente. 5. Qualidade de energia. I. Limongi,
Leonardo Rodrigues. (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2015-191



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

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

LUIS RODRIGUES SILVA FILHO

TÍTULO

*“TOPOLOGIAS DE FILTROS HÍBRIDOS DE POTÊNCIA
COM NÚMERO REDUZIDO DE CHAVES”*

A comissão examinadora composta pelos professores: LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE, FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE e FABRICIO BRADASCHIA, DEE/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **LUIS RODRIGUES SILVA FILHO APROVADO.**

Recife, 30 de janeiro de 2015.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGE

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI
Orientador e Membro Titular Interno

FABRICIO BRADASCHIA
Membro Titular Externo

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

A Deus, por sempre me permitir fazer as escolhas corretas. Aos meus pais Luis e Rosa, minha família e meu porto seguro, minha namorada Priscila por entender minha distância em diversos momentos importantes. Meu orientador, Prof. Leonardo Limongi, por me orientar no trabalho e na vida, a todos os professores que participam do GEPAE - DEE - UFPE, em especial ao Professor Fabricio Bradaschia por sempre me auxiliar em momentos importantes e ao Professor Marcelo Cavalcanti, por ter permitido a minha entrada no seletivo grupo de pesquisa onde me foi fornecido todo o material necessário para realizar este trabalho. Uma agradecimento especial ao amigo Luiz Genu, sempre presente durante todas as etapas laborais deste material. Por fim, a Capes pelo financiamento que permitiu produzir este trabalho.

RESUMO

Atualmente, um grande número de computadores e outras cargas elétricas sensíveis ligadas à rede elétrica são diretamente afetados por problemas de qualidade de energia. Uma das questões mais importantes está relacionada com as correntes harmônicas geradas pelo aumento do número de cargas não-lineares conectadas ao sistema elétrico, tais como retificadores a diodo e tiristores. Como consequência, estes harmônicos podem causar distorções na tensão, perdas adicionais no sistema de energia e mau funcionamento de equipamentos eletrônicos sensíveis. A literatura apresenta diferentes topologias de filtros híbridos de potência visando a compensação harmônica de corrente. Este trabalho apresenta o estado da arte de algumas topologias, realizando uma análise comparativa entre elas. Em comum, todas as topologias possuem um reduzido número de chaves. Adicionalmente, é apresentada uma nova topologia chamada *six-switch two-leg hybrid power filter*, que além de apresentar um número reduzido de chaves quando comparada a outras topologias com dupla compensação, é capaz de fornecer compensação total, mesmo para cargas com um alto conteúdo harmônico. Os resultados experimentais são apresentados para um protótipo, a fim de demonstrar que o desempenho de compensação harmônica da proposta cumpre a norma IEEE 519.

Palavras-chave: Filtro ativo de potência. Filtro híbrido de potência. Harmônicos de corrente. Qualidade de energia.

ABSTRACT

Nowadays, a large number of computers and other sensitive electrical loads connected to the power grid are directly affected by power quality problems. One of the most important issues is related to current harmonics generated by the increasing number of nonlinear loads connected to the power grid, such as diode and thyristor front-end rectifiers. As consequence, these harmonics can cause voltage distortions, additional losses in the power system and malfunction of sensitive electronic equipment. The literature presents several hybrid power filters topologies, aiming current harmonic compensation. This work presents some state-of-art topologies with reduced number of switches and performs a comparative analysis among them. Additionally, a six-switch two-leg hybrid power filter topology, that presents a reduced number of switches when compared with dual topologies, is proposed. The solution is capable of providing fully compensation even for loads with high harmonic content. Experimental results, obtained by a prototype, are presented in order to demonstrate that the harmonic compensation performance meets the IEEE 519 standard.

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

LISTA DE FIGURAS

1.1	Retificador trifásico de onda completa a seis pulsos.	17
1.2	Retificador trifásico de onda completa a doze pulsos.	18
1.3	Esquema simplificado de aplicação do filtro ativo paralelo.	20
1.4	Esquema simplificado de aplicação do filtro híbrido paralelo.	21
1.5	Esquema simplificado de aplicação do filtro híbrido série.	22
2.1	Esquema simplificado do filtro híbrido sem transformador	25
2.2	Diagrama em blocos do controle do filtro híbrido sem transformador.	26
2.3	Circuitos equivalentes do filtro híbrido.	30
2.4	Circuitos equivalentes: a) sistema completo b) para os harmônicos da fonte c) para os harmônicos da carga.	31
2.5	Circuitos equivalentes: a) sistema fonte, filtro e carga b) eliminando a fonte senoidal c) representando o inversor como uma resistência ativa.	33
2.6	Esquema utilizando a carga com dois retificadores em paralelo.	35
2.7	Simulação com o retificador a seis pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente do HPF i_F [A].	37
2.8	Simulação com os retificadores a seis e doze pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente do HPF i_F [A].	38
3.1	Circuito equivalente para o controle do fator de potência	42
3.2	Controle da potência reativa adicionado ao diagrama do controle do filtro híbrido.	43
3.3	Diagrama do sistema adotado para a simulação do controle.	44
3.4	Controle de potência reativa desabilitado. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Fator de potência do sistema; (4) - Potência reativa absorvida pela rede [var]; (4) - Potência reativa consumida pela carga [var].	46
3.5	Controle de potência reativa habilitado. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Fator de potência do sistema; (4) - Potência reativa absorvida pela rede [var]; (4) - Potência reativa consumida pela carga [var].	47

3.6	Aplicação do inversor FSTPI em filtro híbrido de potência.	48
3.7	Circuito equivalente do filtro híbrido baseado no inversor FSTPI: (a) análise CC ; (b) análise CA.	50
3.8	Esquema utilizando o inversor FSTPI e a carga com dois retificadores em paralelo.	52
3.9	Simulação com o retificador a seis pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente do HPF i_F [A].	53
3.10	Simulação com os retificadores a seis e doze pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente do HPF i_F [A].	54
3.11	Filtro híbrido dual utilizando dois inversores a quatro chaves em paralelo. . . .	55
3.12	Diagrama de controle do filtro híbrido dual.	56
3.13	Simulação com as duas unidades habilitadas usando o retificador a seis pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade 1 i_{F_1} [A]; (4) - Corrente da unidade 2 i_{F_2} [A].	58
3.14	Simulação com as duas unidades habilitadas usando os dois retificadores como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade 1 i_{F_1} [A]; (4) - Corrente da unidade 2 i_{F_2} [A].	59
4.1	Filtro híbrido baseado no inversor SSTL.	62
4.2	Diagrama de controle do filtro híbrido baseado no inversor SSTL.	63
4.3	Esquema utilizando o inversor SSTL e a carga com dois retificadores em paralelo.	67
4.4	Simulação com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> desabilitadas usando o retificador a seis pulsos como carga. 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].	68
4.5	Simulação com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> habilitadas usando o retificador a seis pulsos como carga. 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].	69
4.6	Simulação da resposta transitória com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> habilitadas: (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]; (5) - Tensão no barramento CC v_{dc} [V].	70

4.7	Simulação da resposta com a presença de harmônicos na tensão da rede quando a carga está desconectada e as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> são habilitadas em 50ms: (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].	71
4.8	Simulação da resposta com a presença de harmônicos na tensão da rede quando a carga está conectada e as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> são habilitadas em 50ms: (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].	72
4.9	Simulação com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ligadas usando os retificadores a 6 e 12 pulsos como carga. 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].	73
4.10	Diagrama geral do protótipo do filtro híbrido.	74
4.11	Operação em regime permanente do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> desligadas. De cima para baixo (10 A/div, 10ms/div): corrente da rede i_{Sa} ; corrente da carga i_{La} ; corrente do filtro (unidade <i>top</i>) i_{FaTOP} ; corrente do filtro (unidade <i>bottom</i>) i_{FaBOT}	76
4.12	Índices de distorção da corrente de carga.	76
4.13	Operação em regime permanente do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ligadas. De cima para baixo (10 A/div, 10ms/div): corrente da rede i_{Sa} ; corrente da carga i_{La} ; corrente do filtro (unidade <i>top</i>) i_{FaTOP} ; corrente do filtro (unidade <i>bottom</i>) i_{FaBOT}	77
4.14	Índices de distorção para a corrente da rede durante a operação das unidades <i>top</i> e <i>bottom</i>	77
4.15	Resposta transitória do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ligadas. De cima para baixo (50ms/div): corrente da rede i_{Sa} (10 A/div); corrente da carga i_{La} (10 A/div); corrente do filtro (unidade <i>top</i>) i_{FaTOP} (10 A/div); corrente do filtro (unidade <i>bottom</i>) i_{FaBOT} (10 A/div); tensão no barramento DC v_{dc} (10 V/div, Acoplamento CA).	78
4.16	Resposta transitória do filtro híbrido baseado no inversor SSTL quando o filtro ativo é habilitado e a carga está desconectada. De cima para baixo (20ms/div): corrente da rede i_{Sa} (10 A/div); corrente da carga i_{La} (10 A/div); corrente do filtro (unidade <i>top</i>) i_{FaTOP} (10 A/div); corrente do filtro (unidade <i>bottom</i>) i_{FaBOT} (10 A/div).	79

4.17 Resposta transitória do filtro híbrido baseado no inversor SSTL quando o filtro ativo é habilitado e a carga está conectada. De cima para baixo (20ms/div): corrente da rede i_{Sa} (10 A/div); corrente da carga i_{La} (10 A/div); corrente do filtro (unidade *top*) i_{FaTOP} (10 A/div); corrente do filtro (unidade *bottom*) i_{FaBOT} (10 A/div).

LISTA DE TABELAS

2.1	Parâmetros adotados na simulação do filtro híbrido.	36
2.2	Tabela da THD da topologia simulada.	38
3.1	Parâmetros adotados na simulação do controle de potência reativa.	45
3.2	Parâmetros de simulação adotados para o filtro híbrido dual.	57
3.3	Tabela da THD das topologias simuladas.	60
4.1	Parâmetros do protótipo do filtro híbrido baseado no inversor SSTL.	68
4.2	Tabela da THD da topologia simulada.	80
5.1	Tabela da THD das topologias simuladas.	83

LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS

\widehat{V}_{S-FF}	Tensão da rede (fase-fase).
C_{DC}	Capacitor do barramento CC.
$C_{F_{bot}}$	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> .
C_F	Capacitor do filtro <i>LC</i> .
CA	Corrente alternada.
CC	Corrente contínua.
f_S	Frequência da rede.
f_F	Frequência de ressonância.
$f_{samp.}$	Frequência de chaveamento.
f_{sw}	Frequência de amostragem.
$FSTPI$	<i>Four Switch Three Phase Inverter</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> .
$IEEE$	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> .
L_F	Indutor do filtro <i>LC</i> .
L_S	Indutância equivalente da rede no ponto de conexão dos filtros 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 LC da unidade <i>top</i> .
LC	<i>inductive - capacitive</i> .
PCC	<i>Point of common coupling</i> .
PI	Controlador Proporcional - Integral.
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> .
Q_{LC}	Potência reativa relacionada ao filtro LC.
R_L	Resistor do lado CC da carga não-linear.
$SSTL$	<i>Six-Switch Two-Leg</i> .
THD	<i>Total harmonic distortion</i> .
V_{DC}	Tensão no barramento CC.
v_{Sa}	Tensão na rede, no ponto de conexão dos filtros com a rede, na fase <i>a</i> .
v_{Sb}	Tensão na rede, no ponto de conexão dos filtros com a rede, na fase <i>b</i> .
v_{Sc}	Tensão na rede, no ponto de conexão dos filtros com a rede, na fase <i>c</i> .
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> .

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Filtros Passivos	18
1.2	Filtros Ativos Paralelos	19
1.3	Filtros Híbridos	20
1.4	Organização dos Capítulos	23
2	FILTRO HÍBRIDO SEM TRANSFORMADOR	24
2.1	Controle do Filtro Híbrido	26
2.2	Projeto do Filtro Passivo	28
2.3	Modelos Equivalentes do Sistema	31
2.4	Resultados de Simulação	34
2.5	Conclusões	38
3	TOPOLOGIAS E FUNCIONALIDADES DERIVADAS DO FILTRO HÍBRIDO SEM TRANSFORMADOR	40
3.1	Filtro Híbrido sem Transformador com Controle de Potência Reativa	40
3.1.1	Modelo Equivalente do Sistema	41
3.1.2	Descrição do Controle	42
3.1.3	Resultados de Simulação	43
3.2	Filtro Híbrido sem Transformador com Quatro Chaves	47
3.2.1	Modelos Equivalentes do Sistema	49
3.2.2	Resultados de Simulação	51
3.3	Filtro Híbrido Dual sem Transformador	54
3.3.1	Resultados de Simulação	56
3.4	Conclusões	59
4	FILTRO HÍBRIDO DUAL SEM TRANSFORMADOR COM SEIS CHAVES	61
4.1	Descrição do Controle	62

4.1.1	Controle da Unidade <i>Top</i>	63
4.1.2	Controle da Unidade <i>Bottom</i>	65
4.2	Resultados de Simulação	66
4.3	Resultados Experimentais	73
4.4	Conclusões	79
5	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	81
	REFERÊNCIAS	84

1

INTRODUÇÃO

O sistema elétrico está em constante modificação. Uma linha de pesquisa em evidência no setor elétrico nas últimas décadas é o desenvolvimento de novas tecnologias que permitam uma maior eficiência no uso da energia quando comparado com as tecnologias tradicionais. A eletrônica de potência é, atualmente, uma parte importante na grande maioria dos equipamentos desenvolvidos. São exemplos de itens indispensáveis: inversores, fontes chaveadas e retificadores. Estes equipamentos não lineares, na sua grande maioria, são conversores que operam em regime de comutação (também conhecido como chaveamento) que, em geral, utilizam um retificador não controlado como um primeiro estágio de conversão, onde são gerados harmônicos de corrente de baixa ordem no sistema elétrico [1].

Apesar de todos os benefícios apresentados pela eletrônica de potência, existem problemas inerentes a este tipo de carga como redução da vida útil de outros equipamentos e perdas elétricas no sistema, além da possibilidade de distorção na tensão da rede e o comprometimento do funcionamento de equipamentos eletrônicos sensíveis [2, 3]. Para minimizar estes problemas, é adotada como referência a norma *IEEE 519* [4]. Nela, são definidos os limites harmônicos no sistema elétrico, são descritos os principais fenômenos causadores de distorção harmônica, além de recomendar métodos de medição e limites de distorção.

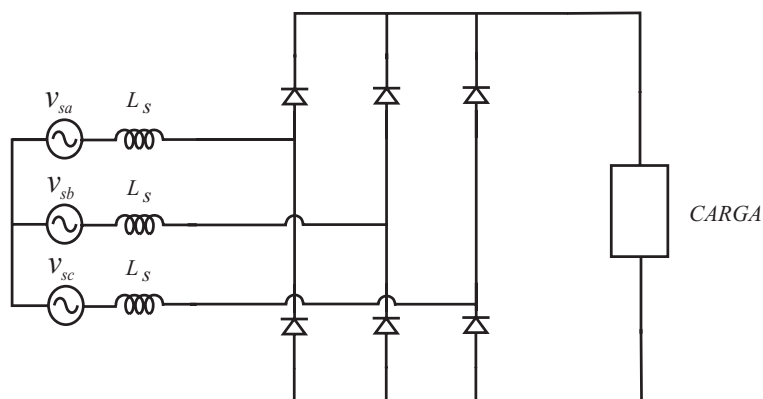


Figura 1.1: Retificador trifásico de onda completa a seis pulsos.

Um exemplo de carga não linear muito comum é o retificador trifásico de onda completa a seis pulsos, conhecido como “ponte de Graetz”, exibido na Figura 1.1. Esta topologia é uma estrutura robusta e simples. No entanto, apresenta uma grande desvantagem em relação à corrente de entrada: mesmo com o acréscimo de indutâncias em série ao sistema, apresenta uma taxa de distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*) considerada elevada de acordo com os parâmetros da norma IEEE 519.

Como é descrito na literatura técnica [5], o espectro harmônico da corrente da rede elétrica em retificadores trifásicos a seis pulsos é formado pela componente fundamental da corrente e pelas componentes harmônicas de ordens $6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$). Considerando a carga como uma fonte de corrente constante, todos os harmônicos pares de corrente e os múltiplos de três são eliminados naturalmente, devido à simetria da forma de onda.

Uma outra topologia bastante conhecida é formada por dois retificadores a seis pulsos em série [6], alimentados por dois transformadores trifásicos (ou por dois conjuntos de enrolamentos de um mesmo transformador), com suas tensões fundamentais iguais e defasadas por 30° , como observado na Figura 1.2.

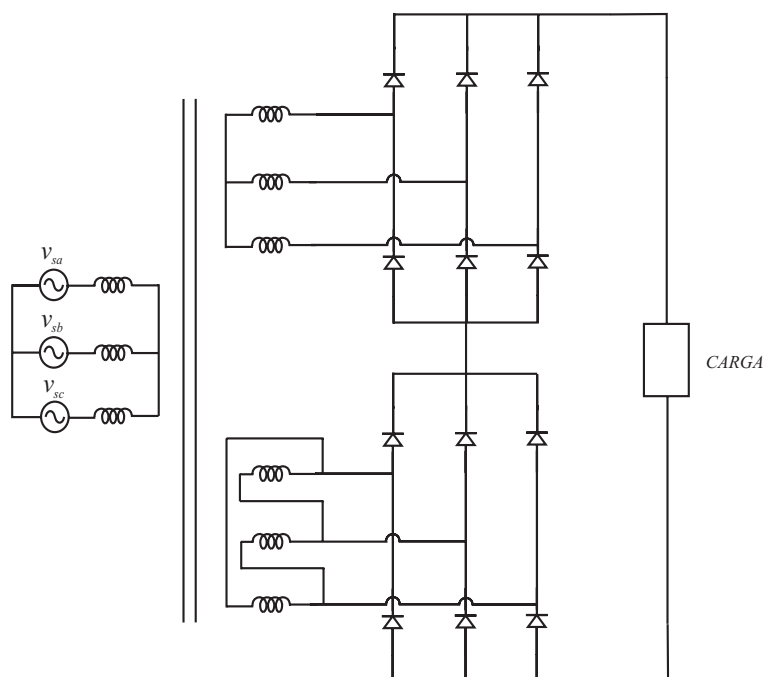


Figura 1.2: Retificador trifásico de onda completa a doze pulsos.

O caso a doze pulsos contém somente harmônicos de ordens $12k \pm 1 (k = 1, 2, 3...)$, seguindo a mesma lógica do caso a seis pulsos porém com o espectro deslocado para frequências mais elevadas.

Existem diversas soluções para mitigar os problemas com harmônicos de forma a atingir níveis aceitáveis de distorção [7, 8]. As mais comumente empregadas são os filtros passivos, os filtros ativos e os filtros híbridos de potência, que utilizam um sistema ativo em conjunto com os filtros passivos [1].

1.1 Filtros Passivos

Filtros passivos de potência são realizados basicamente adotando componentes resistivos, capacitivos e indutivos, não possuem nenhum tipo de controle direto sobre sua atuação, e são amplamente adotados em sistemas elétricos [9]. Porém, incorrem em alguns problemas como perda de sintonia e possibilidade de sobrecarga (ocasionada pela ocorrência de ressonância com a rede elétrica), além do elevado peso e volume, inerente de componentes

passivos de potência [10].

O filtro passivo é projetado para absorver componentes de corrente harmônica, devido a apresentar uma baixa impedância para frequências harmônicas específicas. Pode, ainda, injetar corrente capacitiva na frequência fundamental com a intenção de corrigir o fator de potência de cargas indutivas [1]. Portanto, filtros passivos são utilizados para solucionar problemas com harmônicos específicos, sendo necessário um estudo criterioso do sistema onde ocorrerá a conexão desse tipo de filtro.

1.2 Filtros Ativos Paralelos

Um filtro ativo paralelo, mostrado na Figura 1.3, pode ser considerado como uma fonte de corrente controlada com objetivo de compensar as componentes harmônicas consumidas pela carga [11]. Em comparação aos filtros passivos, os filtros ativos têm um desempenho superior, tem volume reduzido e possuem maior flexibilidade. Suas desvantagens são a necessidade de um controle complexo, o maior preço e o aumento das perdas [8]. Pode incorporar várias funções simultaneamente, como por exemplo, filtrar harmônicos e corrigir o fator de potência do sistema ao qual está conectado.

Independente de sua topologia, são constituídos basicamente por um circuito de potência e um sistema de controle. O sistema de controle é responsável por gerar os sinais que permitem ao conversor sintetizar as componentes harmônicas desejadas. Já o circuito de potência é formado por um conversor CC-CA, que pode ser do tipo fonte de tensão (mais adotado) ou fonte de corrente [12], e um filtro de saída cuja função é atenuar o *ripple* nas tensões e correntes produzidas pelo conversor [11].

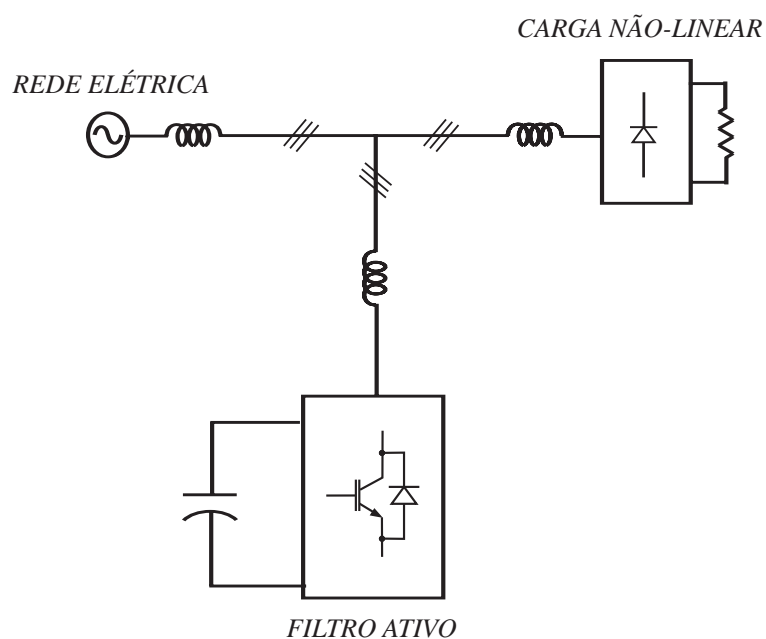


Figura 1.3: Esquema simplificado de aplicação do filtro ativo paralelo.

1.3 Filtros Híbridos

Filtros híbridos são constituídos pela combinação de filtros passivos e filtros ativos. A ideia é somar a capacidade de filtragem dos dois tipos de filtros, elevando sua eficácia [10]. A Figura 1.4 exibe a situação na qual o filtro passivo opera em paralelo ao filtro ativo, permitindo a operação de cada filtro de forma independente.

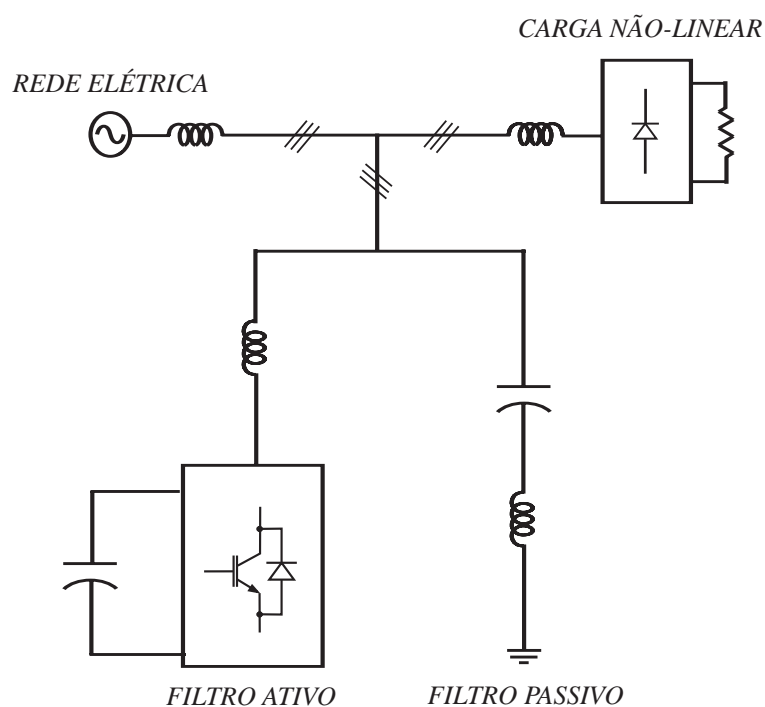


Figura 1.4: Esquema simplificado de aplicação do filtro híbrido paralelo.

Outra topologia é exibida na Figura 1.5, onde pode-se observar o filtro híbrido série. Esta configuração permite um melhor aproveitamento das capacidades de compensação do filtro ativo e do filtro passivo [13, 14], impedindo, por exemplo, a ocorrência de ressonância entre a rede elétrica e o filtro passivo. Esta será a topologia descrita em detalhes no decorrer do texto.

Em [15], foram realizadas comparações de desempenho entre o filtro passivo, o filtro ativo e o filtro híbrido paralelo. O estudo concluiu, tanto por meio de simulações, quanto de análises teóricas, que o filtro híbrido é superior em termos de filtragem ao filtro ativo. Mostrou ainda que o filtro híbrido paralelo é mais eficiente, possui um *ripple* de chaveamento menor, além de necessitar de um capacitor menor no lado CC do inversor.

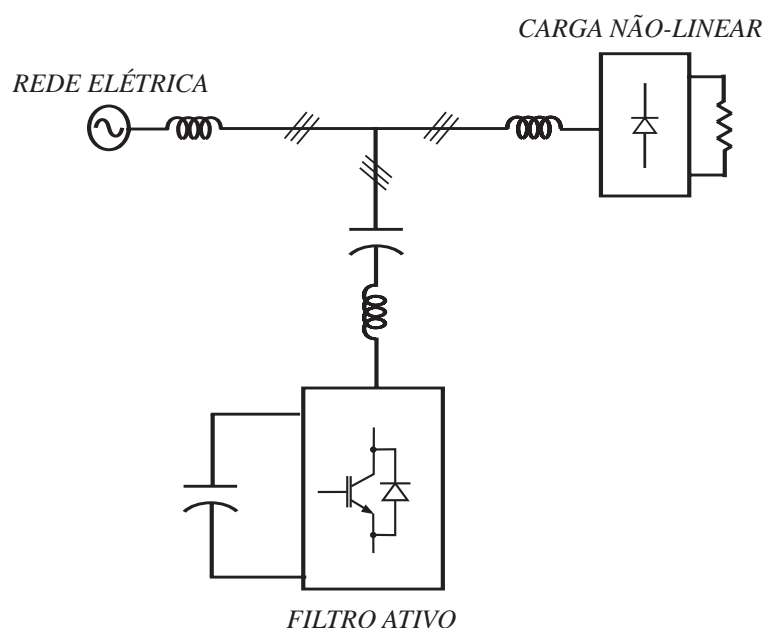


Figura 1.5: Esquema simplificado de aplicação do filtro híbrido série.

Diante do exposto, o presente trabalho tem o objetivo de realizar comparações entre topologias híbridas que têm como foco principal a redução do número de chaves do inversor (o que representa um menor custo), e o não uso de transformador de acoplamento (permitindo uma redução de volume). Resultados de simulação comparativos serão apresentados, de forma a possibilitar uma avaliação da capacidade de compensação destas topologias, tendo como referência dois cenários com espectros harmônicos distintos. No primeiro caso, será adotado como carga apenas o retificador a seis pulsos, concentrando o espectro harmônico, principalmente, na quinta e sétima componentes. Na segunda situação, mantendo a potência total constante, a carga será constituída por um retificador a seis pulsos em conjunto com um retificador a doze pulsos, desta forma, o espectro harmônico de maior intensidade a ser compensado, será distribuído entre as componentes de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordens. A adoção destes cenários distintos permitirá uma melhor avaliação de eficácia das topologias em modo dual, já que estas têm a possibilidade de uma maior abrangência em termos de compensação harmônica.

1.4 Organização dos Capítulos

O Capítulo 2 apresenta uma visão geral do filtro híbrido sem transformador utilizando um inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) trifásico tradicional; é apresentado seu princípio de funcionamento, o controle adotado, o projeto dos filtros passivos, modelos equivalentes que permitem a análise de seu funcionamento e, por fim, uma simulação que permite avaliar a capacidade de compensação desta topologia.

No Capítulo 3, são apresentadas algumas topologias e funcionalidades que derivam da proposta anterior. A inclusão de um controle que permite a definição da potência reativa a ser injetada no sistema é apresentada. Este controle é realizado através de uma tensão imposta pelo inversor no filtro LC, que permite o controle dinâmico da capacitância equivalente vista pelo sistema. A redução de chaves no inversor é abordada através da retirada de um braço, tendo como desvantagem a necessidade de elevação da tensão do barramento CC para manter a capacidade de compensação. Porém, na situação aqui tratada, o nível de tensão relativamente baixo justifica a adoção desta topologia. Por fim, uma topologia que adota o uso de dois filtros em paralelo que permite uma maior capacidade de compensação para cargas com diferentes espectros harmônicos é avaliada.

No Capítulo 4, é proposta e avaliada uma topologia que utiliza dois filtros híbridos em paralelo com apenas seis chaves (SSTL). Desta forma tem-se o mesmo número de chaves da topologia baseada no VSI, porém com uma capacidade maior de compensação para cargas com elevado conteúdo harmônico. A desvantagem está na limitação de seu índice de modulação, o qual é reduzido pela metade quando comparado ao VSI. Portanto, o SSTL necessita do dobro da tensão no barramento para funcionar de forma equivalente ao VSI. No entanto, a conexão do filtro LC em série com o inversor permite a redução no valor da tensão presente no barramento e, desta forma, a aplicação desta topologia na proposta deste texto torna-se viável.

2 | FILTRO HÍBRIDO SEM TRANSFORMADOR

Na literatura, há diversas topologias de filtros híbridos. [7, 16] descrevem uma configuração em que o inversor está conectado ao sistema elétrico por meio de um transformador em série. [17] descreve uma configuração semelhante com uma forma diferente de conexão do transformador de acoplamento com o objetivo de reduzir a potência do inversor. Diversos autores abordaram o assunto com topologias equivalentes [18–22]. Em todos os trabalhos publicados é possível observar que um transformador de interligação entre o filtro ativo e o sistema é sempre utilizado, sendo este um componente que eleva de forma significativa o custo e o volume do filtro híbrido. Um exemplo de filtro híbrido proposto na literatura que utiliza um filtro LC é encontrado em [23]. Este filtro utiliza um transformador em série e requer um filtro passivo para suprimir as ondulações de comutação produzidas pelo filtro ativo. Estas considerações podem tornar o filtro híbrido volumoso, pesado e de alto custo [24].

Em [13, 24], foi proposto um filtro híbrido instalado em paralelo com a carga, formado por um filtro passivo LC por fase, sintonizado na sétima harmônica (em contraposição aos filtros anteriores tradicionalmente sintonizados na quinta harmônica), e um filtro ativo que utiliza um VSI com controle por modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation - PWM*). Os filtros estão diretamente ligados em série e acoplados à rede elétrica sem qualquer transformador. Um esquema simplificado do filtro sem transformador é exibido na Figura 2.1, onde v_S e L_S são a tensão e a indutância equivalente da rede, observadas a partir do

ponto de acoplamento comum (*Point of Common Coupling - PCC*), v_{PCC} é a tensão de linha medida no PCC, i_S refere-se à corrente proveniente da rede, i_L é a corrente relativa à carga, a indutância de conexão do retificador trifásico foi denominada L_{AC} , i_F é a corrente relativa ao filtro híbrido, C_F e L_F são a capacitância e a indutância do filtro passivo, a capacitância do barramento em corrente contínua foi denominada C_{DC} , sendo v_{DC} a sua tensão.

A corrente drenada pela carga não linear (i_L) é composta por uma componente fundamental e componentes harmônicas, sendo as últimas absorvidas pelo filtro (i_F). Desta forma, a rede elétrica irá fornecer apenas a componente fundamental de corrente (i_S). Uma parcela da componente fundamental de corrente drenada da rede estará presente também no filtro híbrido, de modo a permitir o controle de tensão no barramento do inversor.

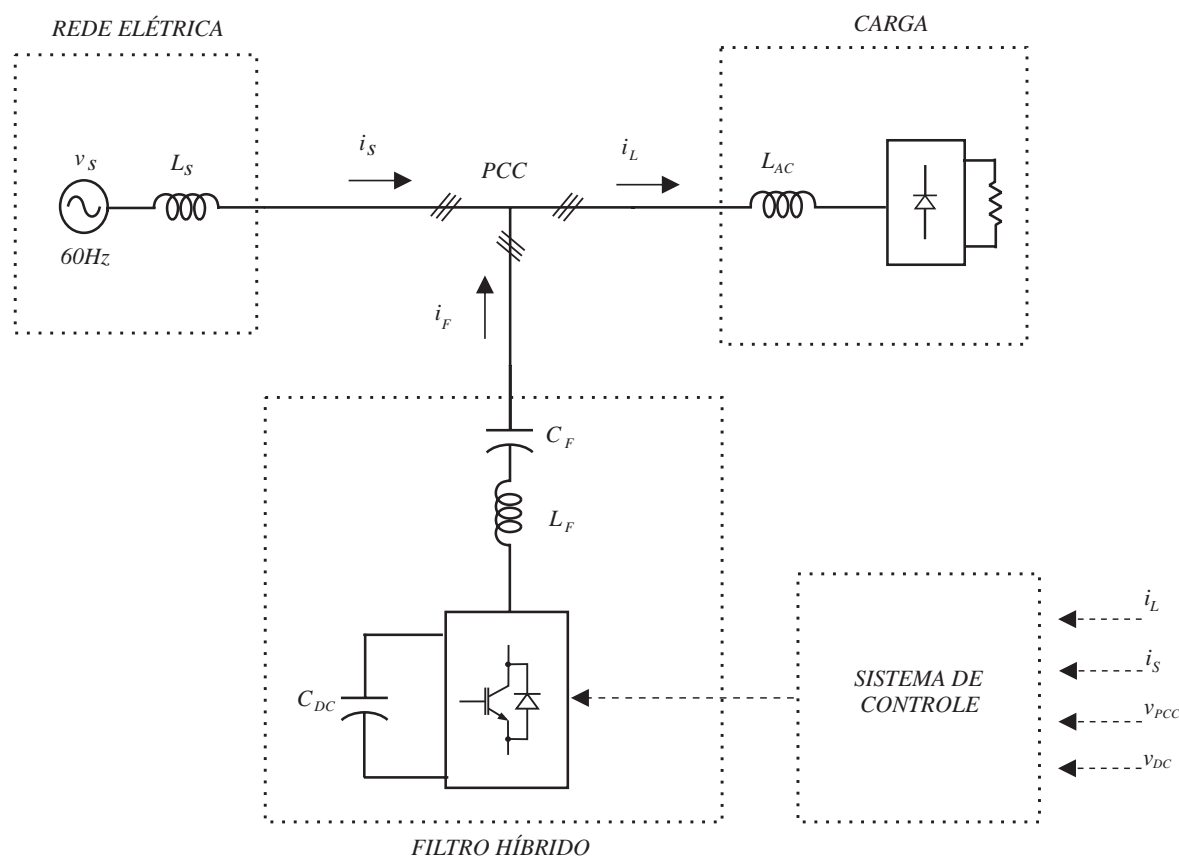


Figura 2.1: Esquema simplificado do filtro híbrido sem transformador

2.1 Controle do Filtro Híbrido

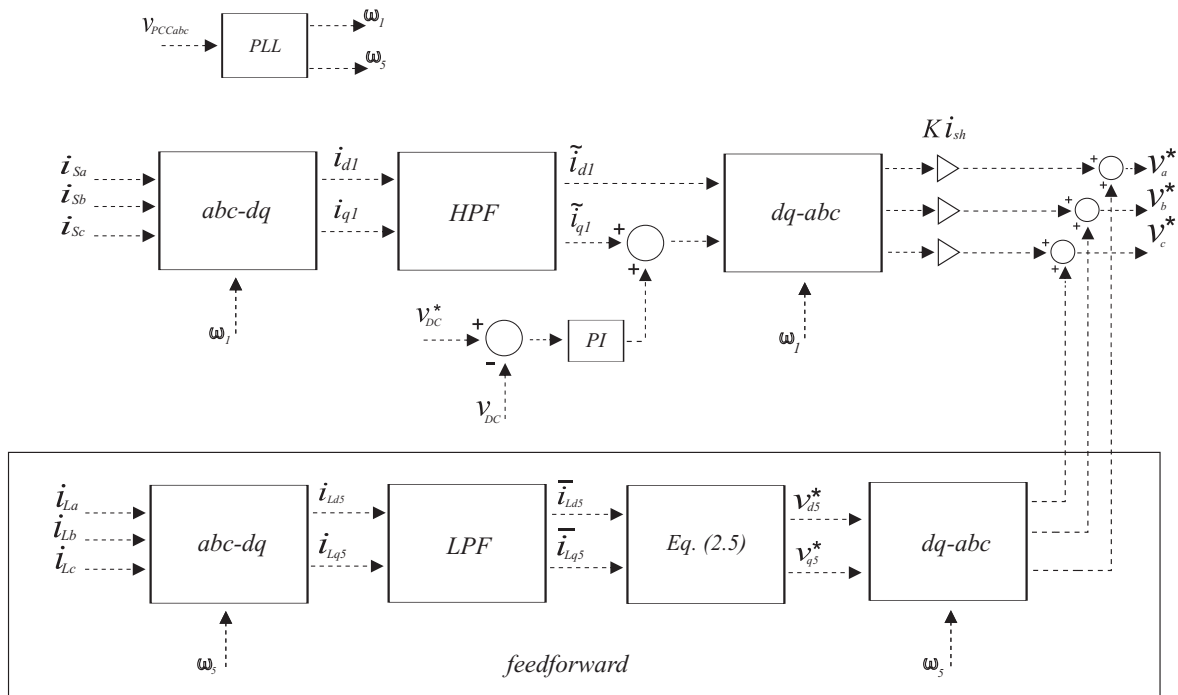


Figura 2.2: Diagrama em blocos do controle do filtro híbrido sem transformador.

O diagrama em blocos referente ao controle deste filtro é mostrado na Figura 2.2. É possível verificar que foram utilizadas duas ações de controle: *feedback* e *feedforward*. Os sinais medidos, necessários ao controle do sistema, são: as correntes da fonte (i_S), as correntes da carga (i_L), a tensão no barramento DC (v_{DC}) e a tensão no PCC (v_{PCC}).

Ação de Controle *Feedback*

As correntes da rede i_{Sa} , i_{Sb} e i_{Sc} são transformadas para o referencial dq síncrono com o vetor tensão do PCC. Em regime permanente, as componentes fundamentais das correntes da rede são sinais CC, enquanto suas componentes harmônicas são sinais oscilantes. Um filtro passa-altas (*High-Pass Filter* - HPF) com frequência de corte em 16 Hz pode ser usado para separar essas componentes harmônicas da fundamental. Esses sinais, então, são transformados de volta para o referencial abc e amplificados por uma constante k (controlador proporcional), resultando nas tensões de comando do controle na malha

feedback.

Controle do barramento CC

O controle da tensão do barramento CC é realizado também na malha de *feedback*. Um controle do tipo proporcional integral (PI) é usado e sua saída é adicionada ao sinal \tilde{i}_{q1} na malha de *feedback*. É importante observar que a saída do controlador PI é adicionada a corrente de referência no eixo em quadratura, pois, para gerar potência ativa, o filtro ativo tem que produzir uma tensão fundamental em fase com a corrente do capacitor, que está em quadratura com a tensão do PCC.

Ação de Controle *Feedforward*

O controle *feedforward* é utilizado como uma compensação para as harmônicas de quinta ordem devido ao filtro passivo estar sintonizado na sétima harmônica (como já mencionado no início do capítulo). Para tanto, seu referencial deve ser sincronizado na sequência negativa com cinco vezes o valor da frequência fundamental do sistema, o que gerará uma componente contínua para harmônicas de quinta ordem.

Aplicando a transformada de *Laplace* na impedância do filtro híbrido (Z_F) tem-se que

$$Z_F(s) = R_F + sL_F + \frac{1}{sC_F}. \quad (2.1)$$

Substituindo a variável complexa s por $s + j\omega_5$, (2.1) será

$$Z_F(s) = R_F + j(s + j\omega_5)L_F + \frac{1}{(s + j\omega_5)C_F}. \quad (2.2)$$

De forma a obter a impedância em regime permanente, considera-se $s = 0$ em:

$$Z_F = R_F + (j\omega_5)L_F + \frac{1}{(j\omega_5)C_F}. \quad (2.3)$$

Portanto, em função da impedância do filtro, pode-se explicitar a tensão referente à quinta harmônica como segue:

$$v_{F5}^* = \left\{ R_F + j(\omega_5 L_F - \frac{1}{\omega_5 C_F}) \right\} \bar{i}_{L5}, \quad (2.4)$$

em que \bar{i}_{L5} refere-se a componente harmônica de quinta ordem da carga.

Através de (2.4), é possível obter as tensões de referência para compensação dos harmônicos de quinta ordem.

Aplicando a transformação dq na corrente da carga i_L , com referencial síncrono em $\omega_5 = (-5\omega_1)$, as componentes de quinta ordem tornar-se-ão contínuas, o que facilitará sua extração através de um filtro passa-baixas (*Low-Pass Filter* - LPF) conforme Figura 2.2.

As tensões de referência para o controle *feedforward* são obtidas, portanto, como segue:

$$\begin{bmatrix} v_{d5}^* \\ v_{q5}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_F & (-\omega_5 L_F + \frac{1}{\omega_5 C_F}) \\ (\omega_5 L_F - \frac{1}{\omega_5 C_F}) & R_F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{Ld5} \\ \bar{i}_{Lq5} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Após a transformação inversa ($dq - abc$), as tensões obtidas serão somadas as tensões provenientes do controle *feedback* de forma a fornecer ao inversor a tensão final de referência que deverá ser sintetizada (v_{abc}^*).

2.2 Projeto do Filtro Passivo

Projetar o filtro passivo é de suma importância para maximizar a eficácia no desempenho de compensação do filtro híbrido e isto envolve alguns aspectos a serem observados: a frequência de ressonância, o fator de qualidade, a tensão nominal, e a potência reativa são itens que não podem ser negligenciados nesta situação. Normalmente, a indutância (L_F) do filtro e sua capacitância (C_F) são definidas com base em quatro diretrizes:

1) A frequência de ressonância, ou seja, $f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}}$, deve ser escolhida de forma a estar próxima as frequências das principais componentes harmônicas a serem compensadas. Assim, o filtro passivo individualmente será capaz de absorver parcialmente as componentes harmônicas desejadas;

2) A fim de minimizar a impedância do filtro LC para as componentes harmônicas na vizinhança das frequências de ressonância, o fator de qualidade do filtro, $Q_{LC} = \frac{\sqrt{L_F/C_F}}{R_F}$, tem que ser minimizado. Considerando que o valor de R_F deve ser baixo para reduzir as perdas no filtro híbrido, o objetivo consiste em minimizar a relação L_F/C_F ;

3) A tensão nominal de cada capacitor do filtro passivo deve ser maior do que o valor de pico fase-neutro da tensão da rede (no caso específico do inversor com VSI tradicional);

4) A capacitância, ou seja, C_F , tem que ser escolhida para garantir uma quantidade específica de energia reativa fornecida pelo filtro passivo na frequência fundamental.

Na Figura 2.3, pode-se observar dois modelos simplificados adotados (CC e CA respectivamente). Em corrente contínua e admitindo o funcionamento em regime permanente, o indutor do filtro LC pode ser eliminado. Devido à presença dos capacitores no filtro passivo, a tensão contínua no PCC é nula, e desta forma, as três fases poderão ser conectadas diretamente. Diante destas considerações, o diagrama a ser considerado está presente na Figura 2.3(a).

O barramento CC e o inversor estão modelados como três fontes de tensão de valor V_{DC} . Na configuração do VSI tradicional, as fases a , b e c estão conectadas entre as chaves que formam cada braço, de modo que a máxima tensão continua a ser aplicada em cada fase é $\frac{V_{DC}}{2}$.

O inversor (parte ativa do filtro híbrido) sintetiza apenas componentes harmônicas, de forma que, para um modelo do ponto de vista da frequência fundamental, este pode ser eliminado. Considerando que o filtro LC para a fundamental terá uma característica predominantemente capacitiva, o indutor pode também ser eliminado. Portanto, o esquema simplificado da Figura 2.3(b) é adequado na modelagem, onde é possível observar que a tensão aplicada aos capacitores será a tensão fase-neutro da rede elétrica.

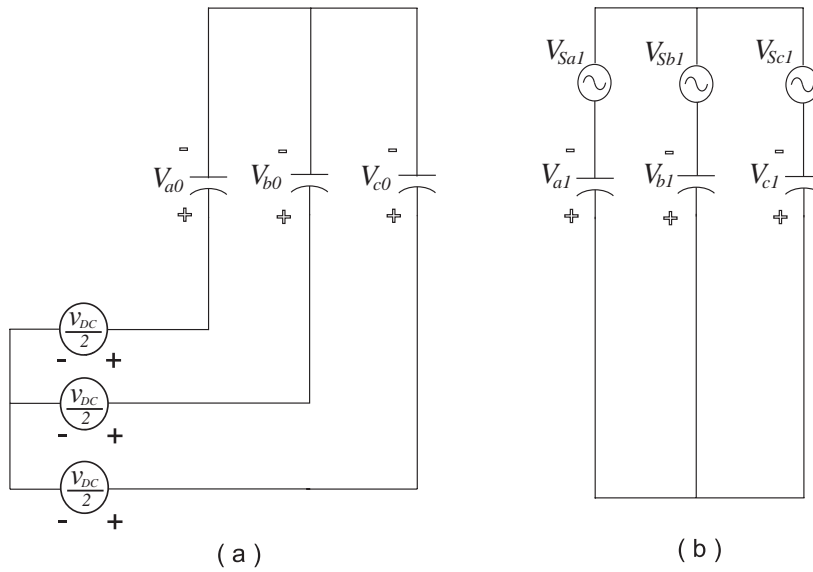


Figura 2.3: Circuitos equivalentes do filtro híbrido.

Na Figura 2.3(a), é possível observar, por inspeção, que a componente contínua presente em cada capacitor é nula. Na mesma figura no diagrama (b), é possível observar que a tensão fundamental aplicada a cada capacitor do filtro LC é a tensão fase-neutro da rede, justificando a afirmação realizada na diretriz (3). Portanto, a tensão nominal dos capacitores deve ser igual a

$$V_{C_F}^{nominal} > \hat{V}_{PCC}, \quad (2.6)$$

onde \hat{V}_{PCC} é a tensão de pico fase-neutro da rede no PCC.

De acordo com o diagrama da Figura 2.3 (b), pode-se afirmar que a potência reativa a ser injetada no sistema é dada por

$$Q_{C_F} \approx 3\omega_1 C_F V_{PCC}^2, \quad (2.7)$$

onde V_{PCC} é a tensão eficaz fase-neutro da rede no PCC.

Desta forma, (2.7) está relacionada a diretriz (4), permitindo a avaliação da quantidade de potência reativa a ser injetada no sistema pelos capacitores do filtro LC.

2.3 Modelos Equivalentes do Sistema

De forma a permitir uma avaliação qualitativa do princípio de funcionamento do filtro híbrido, são necessários modelos equivalentes, estes são apresentados nas próximas subseções.

Considerando Apenas o Filtro Passivo

Um esquema simplificado para avaliar o comportamento apenas do filtro passivo frente a harmônicos de tensão e corrente pode ser observado na Figura 2.4(a). A tensão proveniente da rede é modelada como uma fonte de tensão (v_S) e uma impedância série (Z_S), a carga define a corrente consumida, portanto é representada por uma fonte de corrente (i_L). O filtro passivo é projetado para ser um caminho de baixa impedância para os harmônicos de corrente da carga. Entretanto, a interação entre as impedâncias do filtro passivo e da fonte pode trazer sérias consequências ao seu funcionamento.

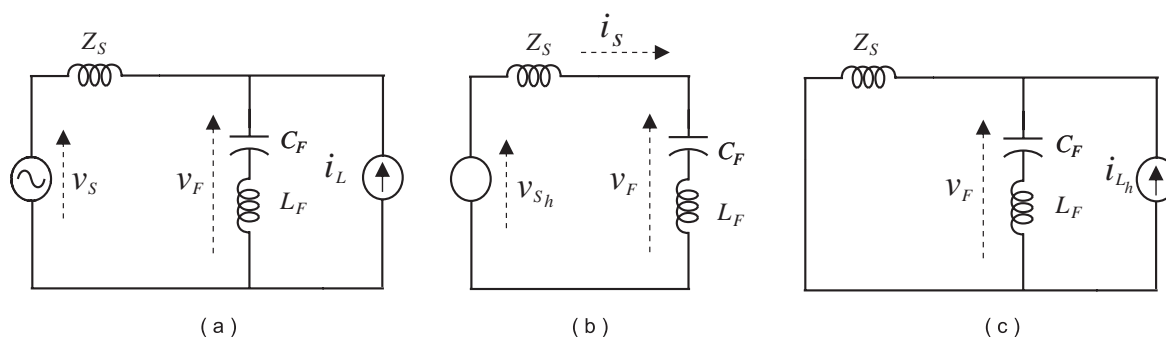


Figura 2.4: Circuitos equivalentes: a) sistema completo b) para os harmônicos da fonte c) para os harmônicos da carga.

Na Figura 2.4(b), pode-se observar a situação na qual harmônicos de tensão presentes na rede podem gerar ressonância devido a atuação do filtro passivo. Pode-se obter a corrente na Figura 2.4(b) através de

$$i_S = \frac{v_S}{Z_S + Z_F}, \quad (2.8)$$

em que $Z_S = j\omega L_S$ e $Z_F = j\omega L_F + \frac{1}{j\omega C_F}$. Assim,

$$i_S = \frac{v_S}{j\omega L_S + j\omega L_F + \frac{1}{j\omega C_F}}. \quad (2.9)$$

De 2.9 é possível observar que a situação crítica ocorre na ressonância entre Z_S e Z_F , ou seja, quando $(\omega L_S + \omega L_F - \frac{1}{\omega C_F}) = 0$. Reescrevendo e organizando os termos é possível obter a frequência de ressonância:

$$f = \pm \frac{1}{2\pi \sqrt{C_F(L_S + L_F)}} \quad (2.10)$$

Na ocorrência de componentes harmônicas de tensão na rede com frequência próxima á ressonância, existe a possibilidade de sobrecarregar o filtro.

Outro problema associado ao filtro passivo é a anti-ressonância, que pode ocorrer quando a interação entre a impedância da rede (Z_S) em paralelo com a impedância do filtro Z_F (Figura 2.4c) produz uma alta impedância para um dado harmônico de corrente que se deseja compensar na carga. Observando

$$\frac{v_F}{i_{Lh}} = \frac{Z_S \cdot Z_F}{Z_S + Z_F}, \quad (2.11)$$

admitindo novamente que $Z_S = j\omega L_S$ e $Z_F = j\omega L_F + \frac{1}{j\omega C_F}$, e substituindo em 2.11, tem-se

$$v_F = i_{Lh} \frac{j\omega L_S(j\omega L_F + \frac{1}{j\omega C_F})}{j\omega L_S + j\omega L_F + \frac{1}{j\omega C_F}}. \quad (2.12)$$

Portanto, do ponto de vista da tensão v_F , é possível observar que o caso crítico ocorre quando o denominador de (2.12) tende a zero, ou seja,

$$f = \pm \frac{1}{2\pi \sqrt{C_F(L_S + L_F)}}. \quad (2.13)$$

Uma solução aos problemas de ressonância a anti-ressonância apresentados é a atuação do filtro passivo em conjunto com um filtro ativo, formando o filtro híbrido discutido no presente capítulo.

Considerando os Filtros Ativo e Passivo

Na Figura 2.5(a), pode-se observar o diagrama monofásico equivalente para o sistema fonte-filtro-carga. Admitindo a situação na qual o inversor seja desabilitado na Figura 2.5(b)

($v_{INVh} = 0$), uma parcela da corrente harmônica proveniente da carga (i_{Lh}) é compensada pelo filtro passivo e a outra parcela dessa corrente, que ainda flui pela fonte, (i_{Sh}), dependerá da razão entre Z_S e Z_F , conforme a relação

$$i_{Sh} = \frac{Z_F}{Z_S + Z_F} i_{Lh}. \quad (2.14)$$

se a impedância da fonte for desprezível ($Z_S \approx 0$) ou se o filtro não for corretamente sintonizado e (ou) $Z_F \gg Z_S$, não será possível obter boas características de filtragem, já que nessas condições a corrente da carga será entregue completamente pela fonte. Conforme a lógica de controle apresentada na Figura 2.2, pode-se observar que a tensão a ser sintetizada pelo inversor é

$$v_{INVh} = k i_{Sh}, \quad (2.15)$$

ou seja, a tensão v_{INVh} é a parcela harmônica de corrente entregue pela fonte, multiplicada por um ganho. Considerando que o filtro híbrido tem como função absorver a parcela harmônica de corrente gerada pela carga, o filtro ativo pode, portanto, ser modelado como uma resistência ativa ($k_v = k$) em série com a fonte, a qual teria a função de “isolá-la” do circuito harmônico, de forma que apenas uma reduzida parcela de harmônicos possam chegar a fonte, o que pode ser observado na Figura 2.5(c).

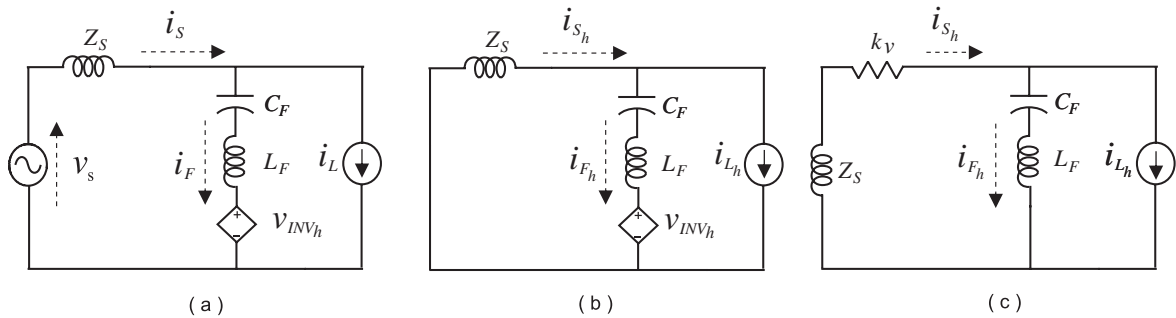


Figura 2.5: Circuitos equivalentes: a) sistema fonte, filtro e carga b) eliminando a fonte senoidal c) representando o inversor como uma resistência ativa.

Da Figura 2.5(c), pode-se obter as seguintes equações para as correntes da fonte (i_{Sh}) e filtro (i_{Fh}) em relação as correntes da carga (i_{Lh}):

$$i_{Sh} = \frac{Z_F}{Z_S + Z_F + k_v} i_{Lh}, \quad (2.16)$$

$$i_{Fh} = -\frac{Z_S + k_v}{Z_S + Z_F + k_v} i_{Lh}. \quad (2.17)$$

Analisando (2.16) e (2.17), tem-se que a situação ideal ocorre quando $i_{Sh} \approx 0$ (parcela de corrente harmônica proveniente da fonte é nula) e $i_{Fh} = -i_{Lh}$ (toda corrente harmônica absorvida pela carga é gerada pelo filtro). Esta situação é satisfeita em ambas as equações se $k_v \gg (Z_S + Z_F)$. Portanto, o ganho k_v deve ser ajustado para tal condição. Na situação em que $k_v \gg (Z_S + Z_F)$, o filtro atua como um “isolador” entre as impedâncias Z_S e Z_F de forma que as correntes harmônicas circulam apenas pelo filtro híbrido, trazendo ainda a vantagem de evitar a ocorrência de ressonância e anti-ressonância entre as impedâncias do filtro e fonte (considere o termo $k_v \gg (Z_S + Z_F)$ no denominador de 2.9 e 2.12).

2.4 Resultados de Simulação

De forma a possibilitar uma análise da topologia apresentada, foram realizadas simulações utilizando a ferramenta MATLAB/*Simulink*, tendo como foco duas situações de interesse: no primeiro caso, foi adotada a situação de referência já consagrada na literatura, que utiliza como carga um retificador a seis pulsos (Figura 2.1); e uma situação distinta na qual a carga é composta pelo retificador a seis pulsos em paralelo com um retificador a doze pulsos (considere a chave fechada na Figura 2.6). A intenção é observar o comportamento do filtro híbrido com relação a cargas não lineares com conteúdos harmônicos distintos.

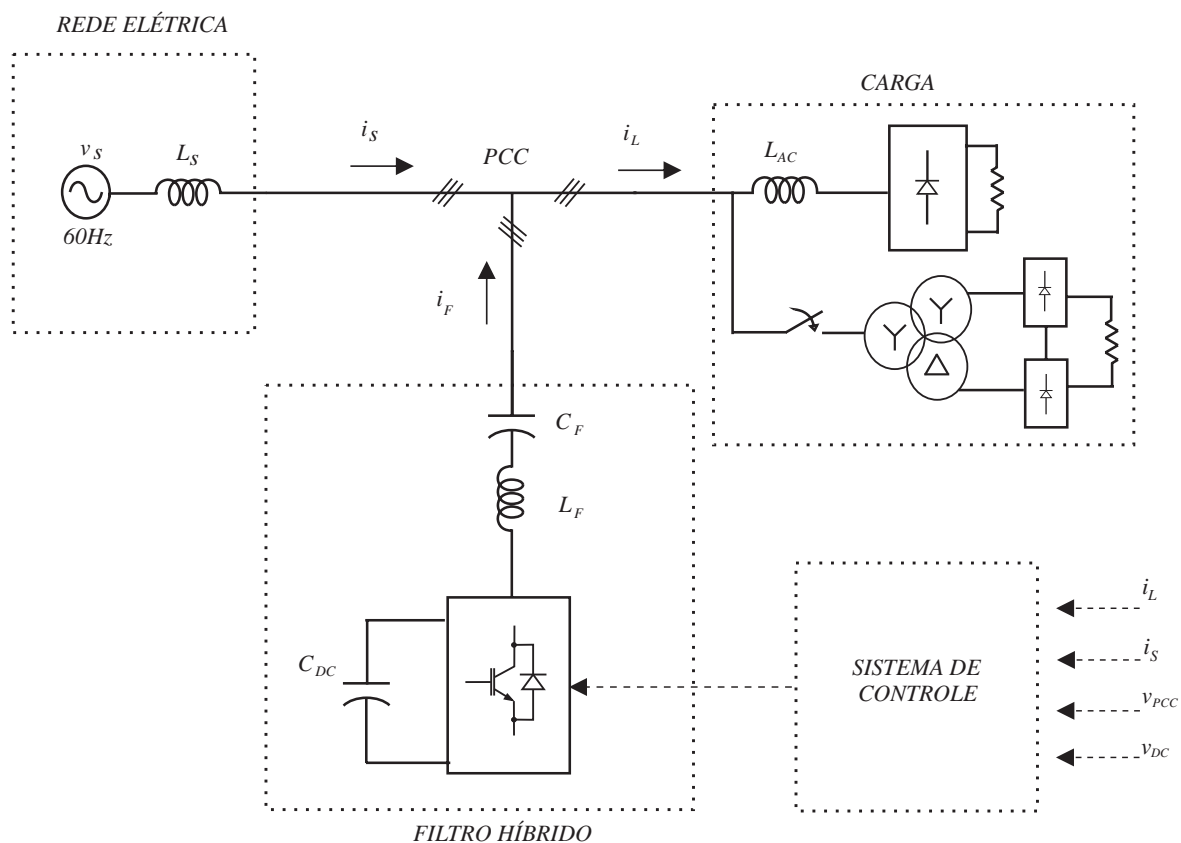


Figura 2.6: Esquema utilizando a carga com dois retificadores em paralelo.

Na Tabela 2.1, são apresentados os valores adotados no primeiro caso de simulação (retificador a seis pulsos), na qual a frequência de sintonia do filtro passivo está na vizinhança da sétima harmônica ($418Hz$) e a tensão do barramento foi fixada em 60V.

Tabela 2.1: Parâmetros adotados na simulação do filtro híbrido.

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}	60V
Capacitor do barramento CC	C_{DC}	4700 μ F
Capacitor do filtro LC	C_F	34,5 μ F
Indutor do filtro LC	L_F	4,2mH
Frequência de ressonância	f_F	418Hz
Indutor de conexão da carga não-linear	L_{AC}	2,5mH
Resistor do lado CC da carga não-linear	R_L	33 Ω

Para o caso do retificador a seis pulsos, foram obtidas as formas de onda da Figura 2.7, onde são apresentadas as grandezas da fase a , na seguinte ordem: a corrente da rede, i_S , a corrente da carga, i_L , e, por fim, a corrente do filtro híbrido, i_F . A THD presente na forma de onda da corrente na fase a da rede foi verificada, tendo como resultado o valor aproximado de 6,3%.

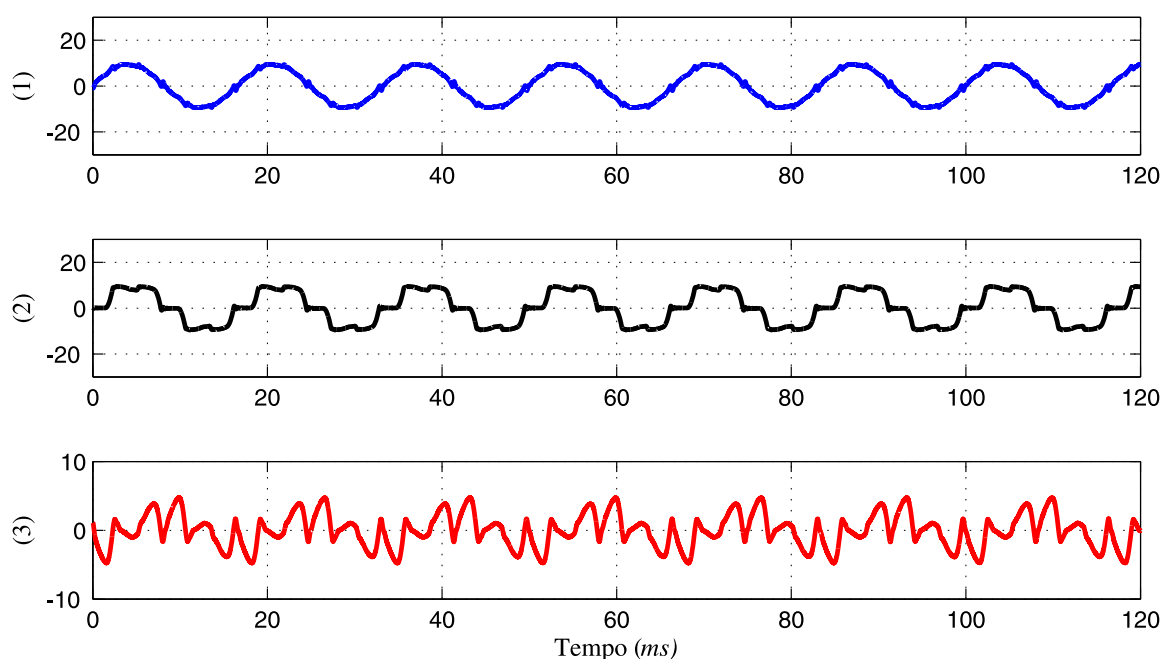


Figura 2.7: Simulação com o retificador a seis pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente do HPF i_F [A].

No segundo teste, os parâmetros do controle foram inalterados e foi realizada a alteração na carga com a inclusão do retificador a doze pulsos, de tal forma que a potência total consumida fique próxima ao valor da carga anterior. Na Figura 2.8, pode ser observado o resultado nesta condição. A THD da corrente de rede para a fase a é de 8%. Como é possível observar, a THD nesse último caso foi superior ao primeiro. Isso aconteceu porque a maior capacidade de compensação deste filtro híbrido se dá nas componentes de 5^a e 7^a harmônicas. A inserção do retificador a doze pulsos faz aparecer componentes de 11^a e 13^a harmônicas maiores comprometendo o desempenho do filtro híbrido.

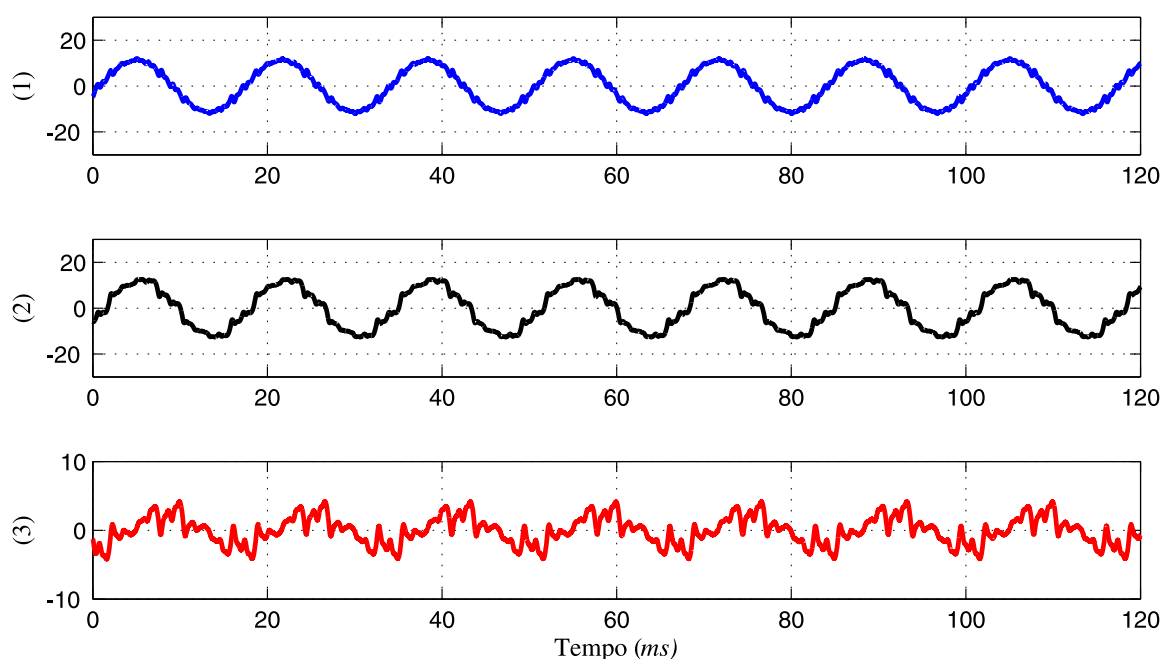


Figura 2.8: Simulação com os retificadores a seis e doze pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente do HPF i_F [A].

2.5 Conclusões

O Capítulo apresenta uma visão geral do filtro híbrido sem transformador utilizando um inversor VSI trifásico tradicional. É realizada uma descrição do controle e definidas diretrizes para o projeto dos filtros passivos. Modelos equivalentes são descritos, permitindo uma análise referente ao comportamento do filtro em relação a ressonância e, por fim, resultados de simulação são apresentados como forma de possibilitar uma avaliação de seu desempenho.

Na tabela 2.2 são apresentados os resultados obtidos nas simulações realizadas.

Tabela 2.2: Tabela da THD da topologia simulada.

Topologia	THD (seis pulsos)	THD (seis pulsos + doze pulsos)
VSI	6,3%	8,0%

É possível observar que os valores obtidos superam o limite previsto pela norma *IEEE*

519.

O Capítulo seguinte apresenta modificações da topologia VSI propostas na literatura e avalia os impactos e benefícios que estes podem gerar.

3

TOPOLOGIAS E FUNCIONALIDADES DERIVADAS DO FILTRO HÍBRIDO SEM TRANSFORMADOR

Algumas modificações podem ser adotadas para o filtro híbrido sem transformador a partir da forma como foi proposto em [13, 24], como por exemplo, a inclusão de um controle que permita a definição da potência reativa a ser injetada no sistema pelo filtro LC, que é um aspecto importante a ser verificado neste capítulo. Outro ponto importante é a possibilidade de redução no número de chaves do inversor trifásico convencional, com a retirada de um braço do inversor, de forma que este irá operar com quatro chaves em vez de seis. Modelos que possibilitem a análise do funcionamento do filtro e considerações importantes são apresentadas, assim como resultados de simulação de forma a verificar a viabilidade e eficácia das propostas aqui apresentadas, assim como obter parâmetros de comparação entre topologias.

3.1 Filtro Híbrido sem Transformador com Controle de Potência Reativa

Em sistemas elétricos industriais, um aspecto tão importante quanto a ocorrência de harmônicos de corrente proveniente da carga é a verificação do fator de potência atrelado

a este sistema. Partindo desta premissa, uma análise no que se refere a inclusão de um controle de potência reativa é realizado de forma semelhante ao descrito em [25, 26].

O filtro híbrido da forma como foi proposto em [13, 24] tem, como desvantagem, uma injeção fixa de potência reativa, devido ao seu comportamento capacitivo na frequência fundamental. Isto significa que o filtro não permite um controle dinâmico do fator de potência visto pela rede elétrica.

3.1.1 Modelo Equivalente do Sistema

A Figura 3.1 exibe o circuito equivalente monofásico que permite avaliar como se pode ser obtida a correção do fator de potência: através do controle da queda de tensão no capacitor do filtro passivo (C_F) na frequência fundamental. A fim de tornar isso possível, uma tensão (v_F) na frequência fundamental e em fase com a tensão no PCC é gerada nos terminais do inversor, com uma amplitude igual a

$$v_F = \gamma v_{PCC}, \quad (3.1)$$

admitindo-se portanto, que a tensão a ser gerada pelo inversor varia em relação a tensão presente no PCC por um fator γ ($0 \leq \gamma \leq 1$).

Definindo a corrente fundamental no capacitor do filtro LC como

$$i_F = C_F \frac{d}{dt}(v_{PCC} - \gamma v_{PCC}) = (1 - \gamma) C_F \frac{d(v_{PCC})}{dt}, \quad (3.2)$$

pode-se concluir que $(1 - \gamma) C_F = C_{eq}$ é a capacitância equivalente do filtro híbrido na frequência fundamental, ou seja, variar γ é o mesmo que admitir um ajuste da potência reativa do sistema relativa ao filtro LC, dado por (2.7).

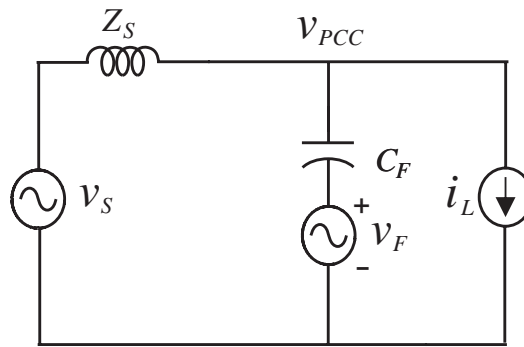


Figura 3.1: Circuito equivalente para o controle do fator de potência

3.1.2 Descrição do Controle

A teoria de potência instantânea revisitada em [27], conhecida como teoria $p-q$, demonstra que a potência reativa em um sistema trifásico (desprezando a sequência zero) pode ser obtida a partir das tensões e correntes no referencial estacionário $\alpha\beta$ na forma que segue:

$$Q_{\alpha\beta} = v_{\alpha}i_{\beta} - v_{\beta}i_{\alpha}. \quad (3.3)$$

(3.3) pode ser reescrita considerando o referencial dq síncrono com v_{PCC} :

$$Q_{dq} = v_d i_q - v_q i_d. \quad (3.4)$$

Adotando o mesmo princípio anteriormente descrito na Figura 2.2, a Figura 3.2 ilustra a modificação à ser inserida no controle do filtro híbrido. As componentes i_{Sdq} e v_{PCCdq} são, respectivamente, a corrente da rede e a tensão medida no PCC em coordenadas dq , Q_{Sdq} refere-se à potência reativa da rede obtida a partir de (3.4). Ao adotar o referencial síncrono dq , a potência reativa relativa à componente fundamental de corrente tornar-se contínua e, deste modo, é aplicado um filtro passa-baixas para sua obtenção. O termo Q_S^* é a potência reativa de referência para o controlador PI e o sinal de atuação do controlador é adicionado à componente \tilde{i}_{d1} . Percebe-se que o eixo direto é utilizado para o controle da potência reativa (da mesma forma que ocorre com o controle de tensão do barramento), devido ao

deslocamento de 90° na componente de corrente, causado pelo comportamento capacitivo do filtro na frequência fundamental.

3.1.3 Resultados de Simulação

De forma a manter um padrão nas simulações, foi adotado novamente o MATLAB/Simulink como ferramenta de simulação. O foco, neste caso, é avaliar o funcionamento do controle de potência reativa, logo foram realizadas simulações onde a potência reativa consumida pela carga varia.

O filtro LC, de acordo com as diretrizes apresentadas na seção 2.2, injeta uma quantidade de potência reativa fixa. o controle deverá ser capaz de alterar esta potência reativa para ser igual à potência reativa absorvida pela carga (considerando o caso com característica indutiva).

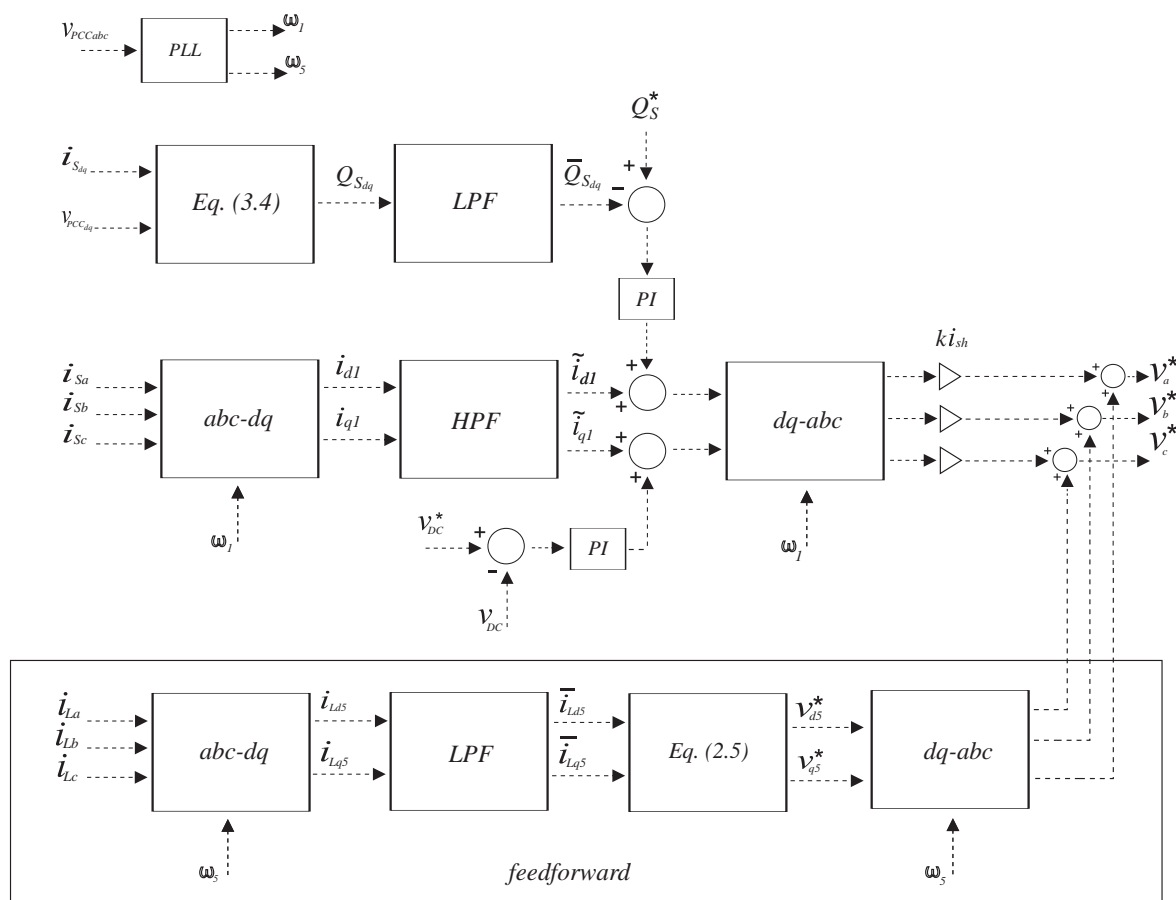


Figura 3.2: Controle da potência reativa adicionado ao diagrama do controle do filtro híbrido.

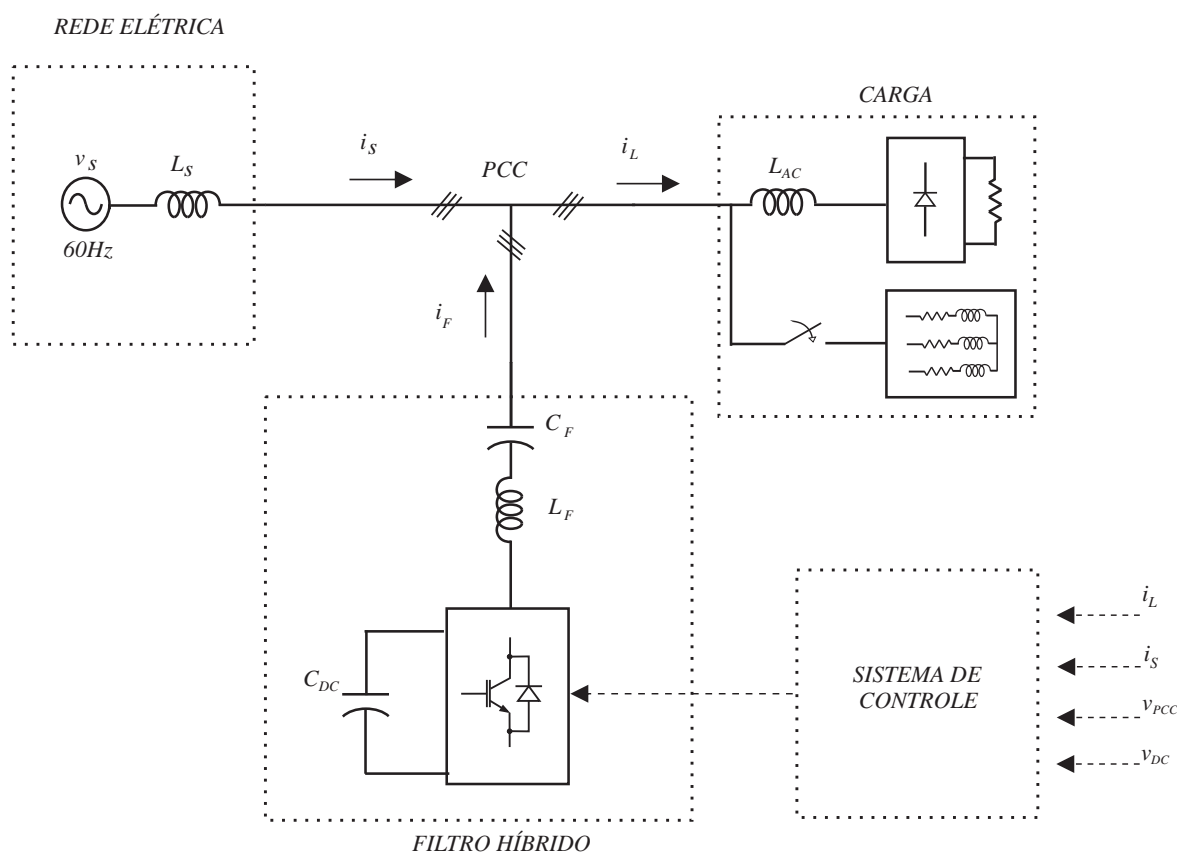


Figura 3.3: Diagrama do sistema adotado para a simulação do controle.

De acordo com as definições de projeto do filtro passivo apresentadas na Seção 2.2, a potência reativa a ser injetada pelo filtro LC deve ser igual a potência reativa absorvida pela carga. A situação aqui proposta, considera que o filtro LC deverá ter sua capacitância super dimensionada de forma a possibilitar uma quantidade extra de potência reativa a ser injetada no sistema.

A Figura 3.3 exemplifica o sistema descrito, no qual a carga inicial é apenas o retificador a seis pulsos, com sua indutância de acoplamento, e, após o transitório, é adicionada uma carga indutiva com a intenção de modificar a quantidade de potência reativa absorvida pela carga.

A Tabela 3.1 traz os parâmetros adotados na simulação para o caso apresentado. Deve-se observar que a tensão no barramento CC é mais elevada de forma que possibilite o controle da tensão a ser sintetizada pelo inversor na frequência fundamental para injeção de potência reativa variável.

Tabela 3.1: Parâmetros adotados na simulação do controle de potência reativa.

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}	150V
Capacitor do barramento CC	C_{DC}	4700 μ F
Capacitor do filtro LC	C_F	103,5 μ F
Indutor do filtro LC	L_F	1,4mH
Frequência de ressonância	f_F	418Hz
Indutor de conexão da carga não-linear	L_{AC}	2,5mH
Resistor do lado CC da carga não-linear	R_L	33 Ω

A Figura 3.4 apresenta os resultados de simulação com o controle de potência reativa desabilitado. De cima para baixo, tem-se a corrente da rede, i_S , a corrente da carga, i_L , o fator de potência do sistema, a potência reativa absorvida pela rede e, por fim, a potência reativa absorvida pela carga. Inicialmente, o fator de potência do sistema é 0,88, devido ao montante de potência reativa injetada pelo filtro LC e absorvida pela fonte. Uma carga equivalente indutiva RL ($R=65\Omega$ e $L=18mH$) é adicionada ao sistema em 40ms, reduzindo, portanto, o excesso de potência reativa absorvida pela fonte e elevando o fator de potência a 0,93, o que ainda representa um valor que pode ser melhorado com a inclusão do controle de potência reativa.

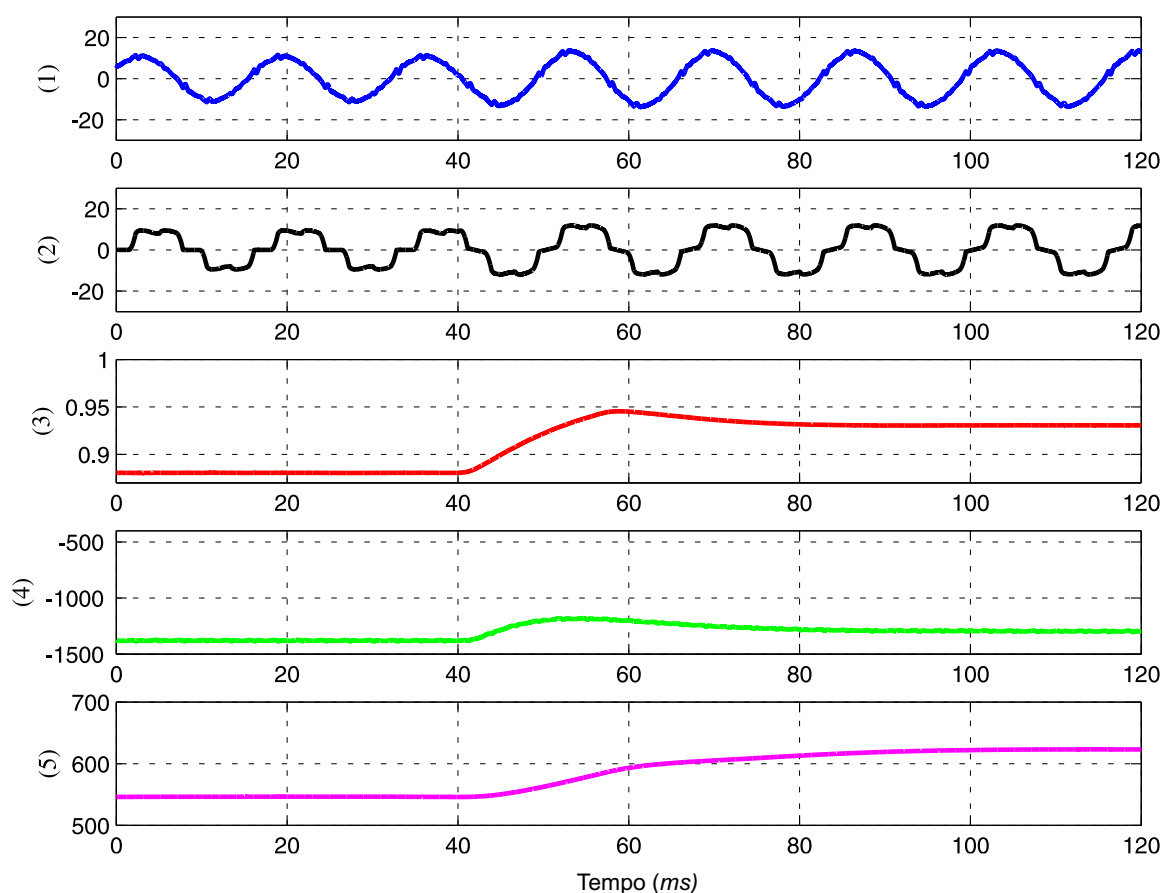


Figura 3.4: Controle de potência reativa desabilitado. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Fator de potência do sistema; (4) - Potência reativa absorvida pela rede [var]; (4) - Potência reativa consumida pela carga [var].

Os resultados exibidos na Figura 3.5 permitem avaliar a funcionalidade do controle, no qual a potência reativa de referência foi definida em -500var o que representa um fator de potência de $0,99$. Conforme pode ser observado na curva (3), no momento em que o controle foi habilitado, o fator de potência foi elevado de $0,93$ a $0,99$ em aproximadamente 20ms . Desta forma, é possível afirmar que o controle de potência reativa é funcional e fornece um aspecto a mais que pode ser interessante para a atuação do filtro híbrido.

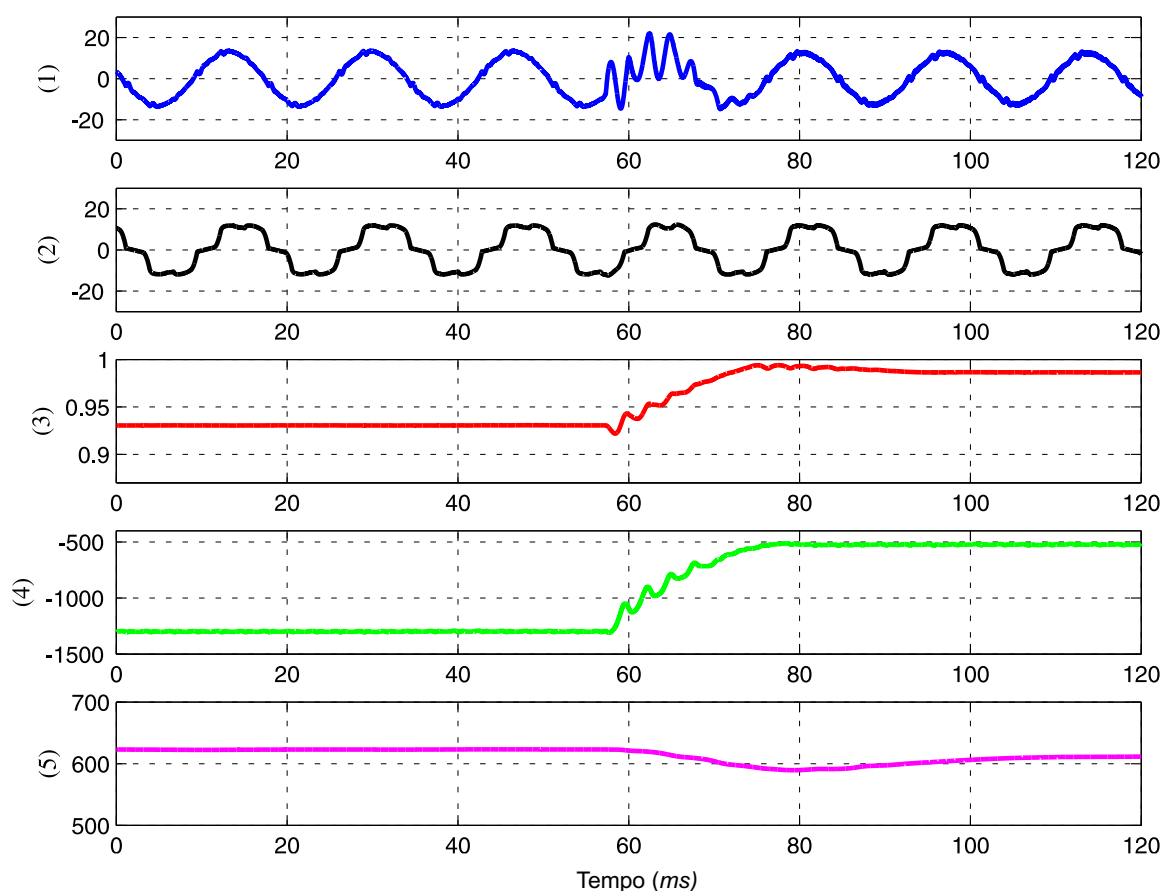


Figura 3.5: Controle de potência reativa habilitado. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Fator de potência do sistema; (4) - Potência reativa absorvida pela rede [var]; (5) - Potência reativa consumida pela carga [var].

3.2 Filtro Híbrido sem Transformador com Quatro Chaves

Em [28], foi investigada uma proposta de redução do número de chaves no inversor trifásico, denominado FSTPI (*Four Switch Three-Phase Inverter*), o que levaria a retirada de um braço do inversor. A aplicação da proposta no filtro híbrido é atrativa, pois teria como vantagem a redução de custo.

Em [29], foi apresentada uma aplicação do FSTPI para filtros híbridos como pode ser observada na Figura 3.6.

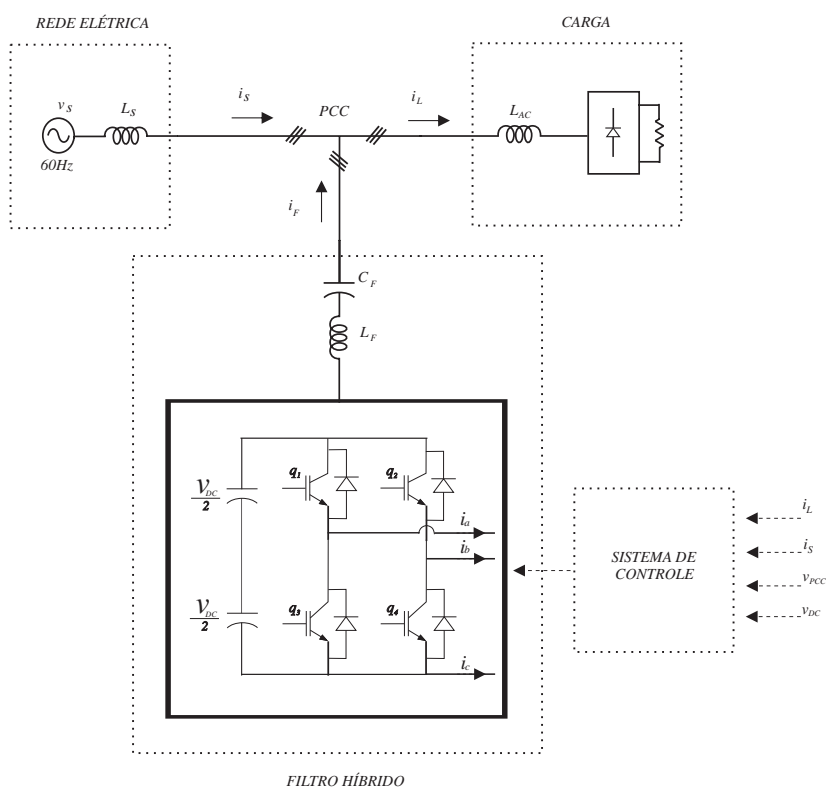


Figura 3.6: Aplicação do inversor FSTPI em filtro híbrido de potência.

O controle atua de forma semelhante ao caso descrito no capítulo (2). A única modificação ocorre no PWM, onde a tensão de referência da fase c agora é obtida a partir das tensões de referência das fases a e b , conforme é descrito em [28].

O inversor convencional sintetiza uma tensão por fase a partir da tensão presente no barramento CC. Ao retirar um braço, a tensão a ser sintetizada na carga agora é uma tensão de linha. Desta forma, é necessária uma maior tensão no barramento CC para gerar as tensões por fase, quando comparado ao caso do inversor com três braços. Esta é uma desvantagem desta topologia.

Verifica-se que devido a estrutura da topologia FSTPI apenas a tensão v_{ab} pode ser > 0 ou $0 <$ (conforme observado em 3.6). As tensões de linha v_{ac} e v_{bc} são sempre > 0 , ou seja, possuem valores CC, em termos médios, não nulos. Graças aos capacitores C_F em série com os indutores L_F , é que tal componente CC fica bloqueada nestes elementos, garantindo que a parte alternada de v_{ac} e v_{bc} produzam as correntes senoidas nos indutores L_F .

Uma modificação importante entre a topologia FSTPI original [28] e a apresentada em [29] é o ponto de conexão da fase c , o qual não mais ocorre no ponto médio do barramento CC e, sim, no terminal negativo. Esta modificação garante uma melhoria no equilíbrio entre as tensões presentes nos capacitores.

3.2.1 Modelos Equivalentes do Sistema

De forma semelhante ao que foi realizado na seção 2.2, a Figura 3.7 exibe dois modelos simplificados que tornam possível a análise do funcionamento da topologia apresentada (conforme descrito em [29]).

Considerando a análise CC da Figura 3.7(a), a tensão contínua no PCC proveniente do barramento é nula devido à presença dos capacitores do filtro LC. Desta forma, as fases podem ser conectadas diretamente e o indutor do filtro LC pode ser negligenciado em regime permanente. Diante destas considerações, o diagrama a ser considerado é apresentado na Figura 3.7(a).

O barramento CC e o inversor estão modelados como duas fontes de tensão: a fase a assim como a fase b , tem como tensão aplicada $\frac{V_{DC}}{2}$ em relação ao ponto negativo do barramento CC, e a fase c tem tensão nula, pois está conectada diretamente ao ponto negativo do barramento CC.

Na Figura 3.7 (a), é possível observar que as tensões aplicadas aos capacitores das fases a e b são idênticas. Desta forma, é possível obter um circuito equivalente com uma única fonte de tensão $\frac{V_{DC}}{2}$ e uma capacitância C_{Fab} , que é a capacitância equivalente do paralelo entre C_{Fa} e C_{Fb} (capacitores das fases a e b). Com esta simplificação, as tensões podem ser obtidas através de uma análise por divisão de tensão, definindo C_{Fc} como a capacitância referente à fase c ,

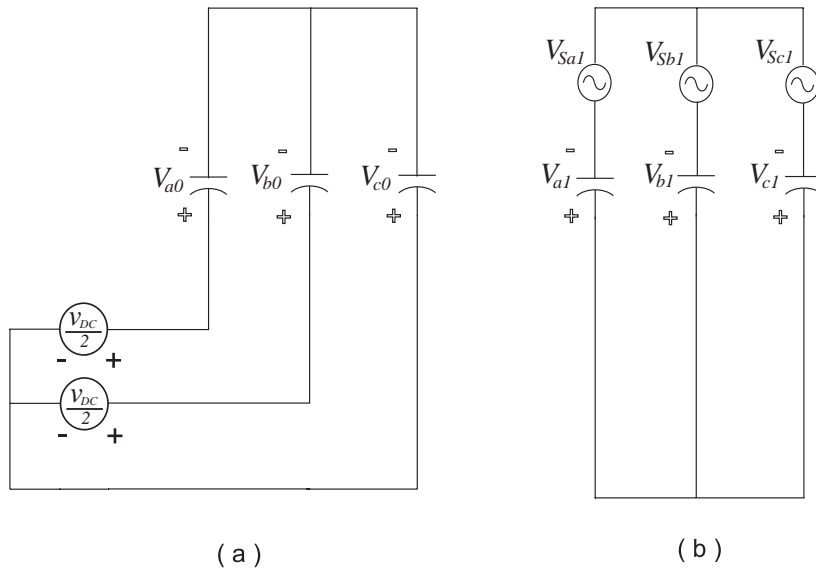


Figura 3.7: Circuito equivalente do filtro híbrido baseado no inversor FSTPI: (a) análise CC ; (b) análise CA.

$$V_{a0} = \left(\frac{C_{Fc}}{C_{Fab} + C_{Fc}} \right) \frac{V_{DC}}{2},$$

$$V_{b0} = \left(\frac{C_{Fc}}{C_{Fab} + C_{Fc}} \right) \frac{V_{DC}}{2}, \quad (3.5)$$

$$V_{c0} = \left(\frac{C_{Fab}}{C_{Fab} + C_{Fc}} \right) \frac{(-V_{DC})}{2}.$$

Considerando que os capacitores do filtro têm a mesma capacitância (C_F), as equações anteriores podem ser reescritas de forma que a componente contínua de tensão a ser aplicada em cada capacitor será

$$V_{a0} = \left(\frac{C_F}{C_F + 2C_F} \right) \frac{V_{DC}}{2},$$

$$V_{b0} = \left(\frac{C_F}{C_F + 2C_F} \right) \frac{V_{DC}}{2}, \quad (3.6)$$

$$V_{c0} = \left(\frac{2C_F}{C_F + 2C_F} \right) \frac{(-V_{DC})}{2}.$$

Diante do exposto, as tensões aplicadas aos capacitores podem ser escritas como

$$V_{a0} = V_{b0} = \frac{1}{6}V_{DC}, \quad (3.7)$$

$$V_{c0} = -\frac{1}{3}V_{DC}. \quad (3.8)$$

As tensões V_{a0} , V_{b0} e V_{c0} são as componentes contínuas aplicadas aos capacitores do filtro LC, devendo ser levados em consideração no projeto.

O filtro híbrido deve apenas produzir correntes harmônicas para $h \neq 1$, de forma que, no caso ideal, não devem existir componentes fundamentais circulantes nas fases do filtro. Entretanto, uma parcela de corrente fundamental flui devido à potência reativa fornecida pelo capacitor do filtro LC.

O diagrama simplificado da Figura 3.7(b) representa a modelagem considerando apenas a componente fundamental de tensão. Desta forma, a parte ativa do filtro híbrido pode ser eliminada e o indutor negligenciado, devido à característica predominantemente capacitiva do filtro LC. É possível observar que a tensão aplicada aos capacitores será a tensão fase-neutro do sistema em questão. Desta forma, a potência reativa fornecida ao sistema pelo filtro pode ser obtida a partir de

$$Q_c \approx 3\omega C_F V_{PCC}^2 \quad (3.9)$$

em que V_{PCC} = é a tensão eficaz no PCC.

3.2.2 Resultados de Simulação

Como forma de avaliar o desempenho da topologia descrita, uma simulação do filtro híbrido baseado no inversor a quatro chaves foi realizada. Na Figura 3.8, observa-se o diagrama da configuração adotada, na qual são observadas duas situações: o caso com retificador a seis pulsos e o caso com a carga composta por um retificador a seis pulsos e um retificador a doze pulsos.

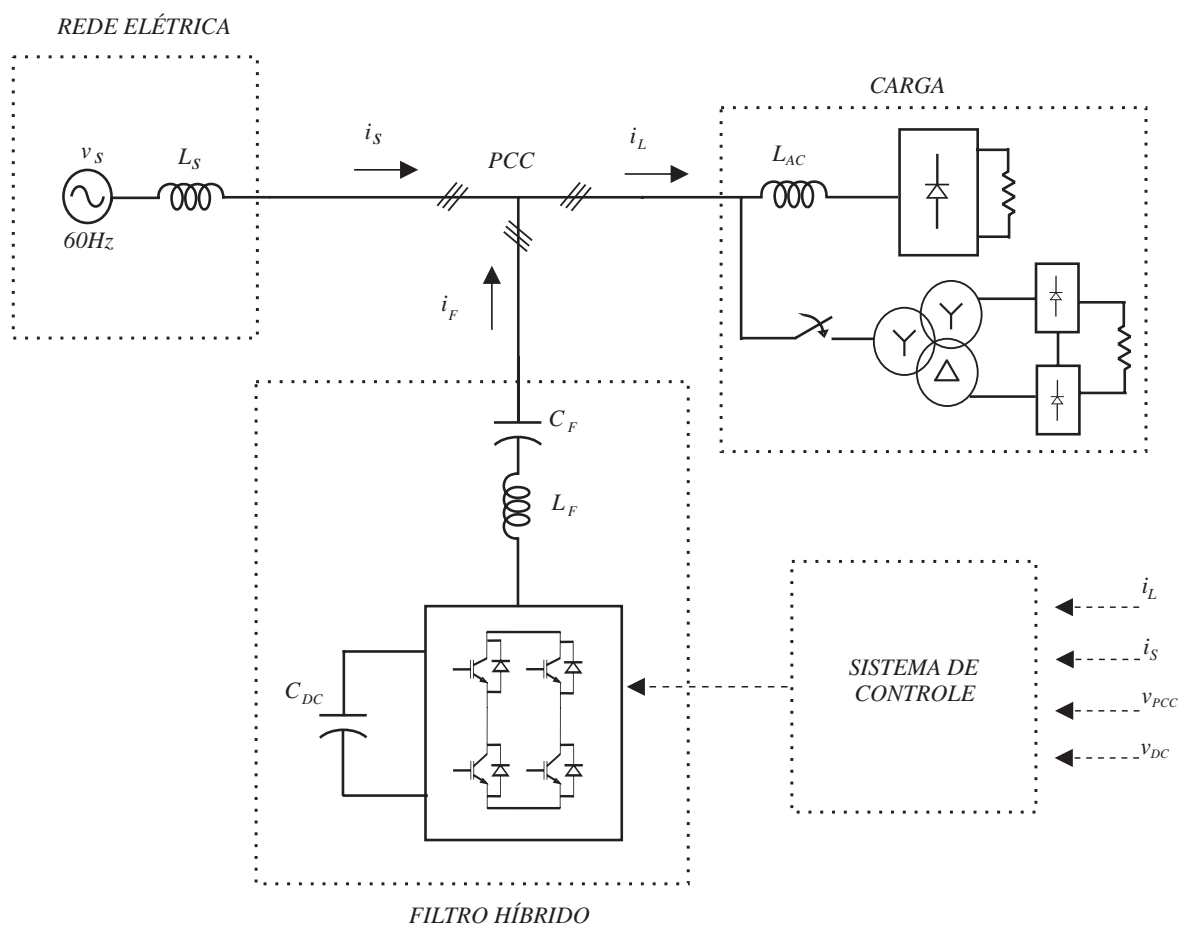


Figura 3.8: Esquema utilizando o inversor FSTPI e a carga com dois retificadores em paralelo.

Os parâmetros adotados são os mesmos da Tabela 2.1, ou seja filtro LC sintonizado na vizinhança da sétima harmônica ($418Hz$) e barramento CC com tensão de $60V$.

Na Figura 3.9, são apresentados os resultados de simulação com o retificador a seis pulsos como carga. Nesta figura, pode-se observar as formas de onda referentes à fase a : a corrente da rede, i_s , a corrente da carga, i_L , e a corrente do filtro, i_F . A THD da corrente da rede i_s para esta condição foi de aproximadamente 10,8%. Este valor é elevado quando comparado ao valor obtido para o caso com VSI tradicional (6,3%). Nos dois casos o limite de 5% imposto pela norma IEEE519 foi superado.

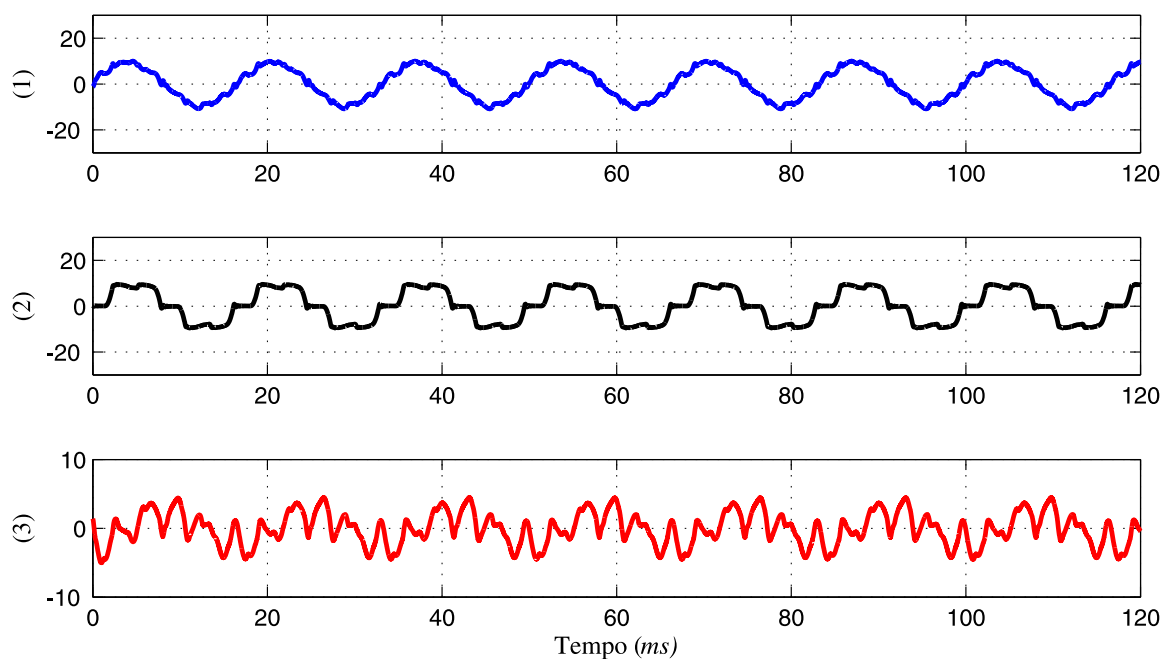


Figura 3.9: Simulação com o retificador a seis pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente do HPF i_F [A].

A Figura 3.10 exibe os resultados referentes à simulação com a inclusão do retificador a doze pulsos. Para esta situação, a THD obtida foi de 9,5%. Nota-se, portanto, que apesar da melhoria na atuação do filtro devido a inclusão do retificador a doze pulsos (o que naturalmente reduz a THD de corrente gerada pela carga), o THD ainda é elevado, devido à presença de componentes de 11^a e 13^a harmônicas.

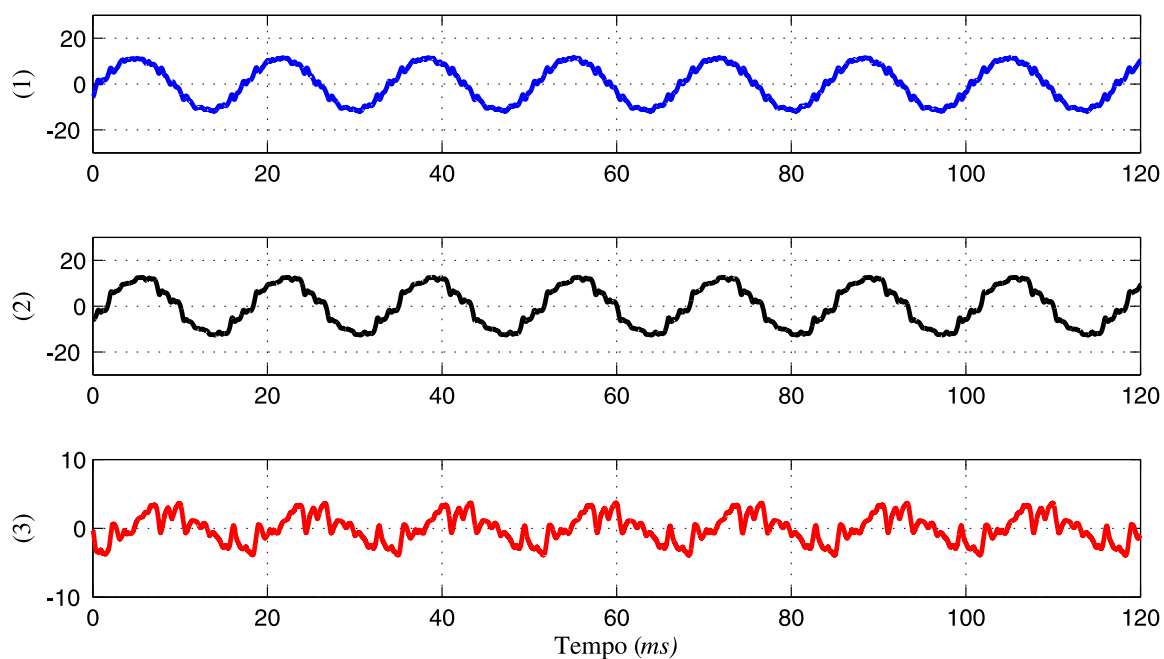


Figura 3.10: Simulação com os retificadores a seis e doze pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente do HPF i_F [A].

3.3 Filtro Híbrido Dual sem Transformador

Em [30], foi proposta uma topologia que utiliza dois filtros híbridos, com a intenção de melhorar a performance, propondo também a redução no número de chaves dos inversores.

A ideia principal é utilizar dois inversores em uma topologia semelhante ao conversor *back-to-back*, conforme observado na Figura 3.11.

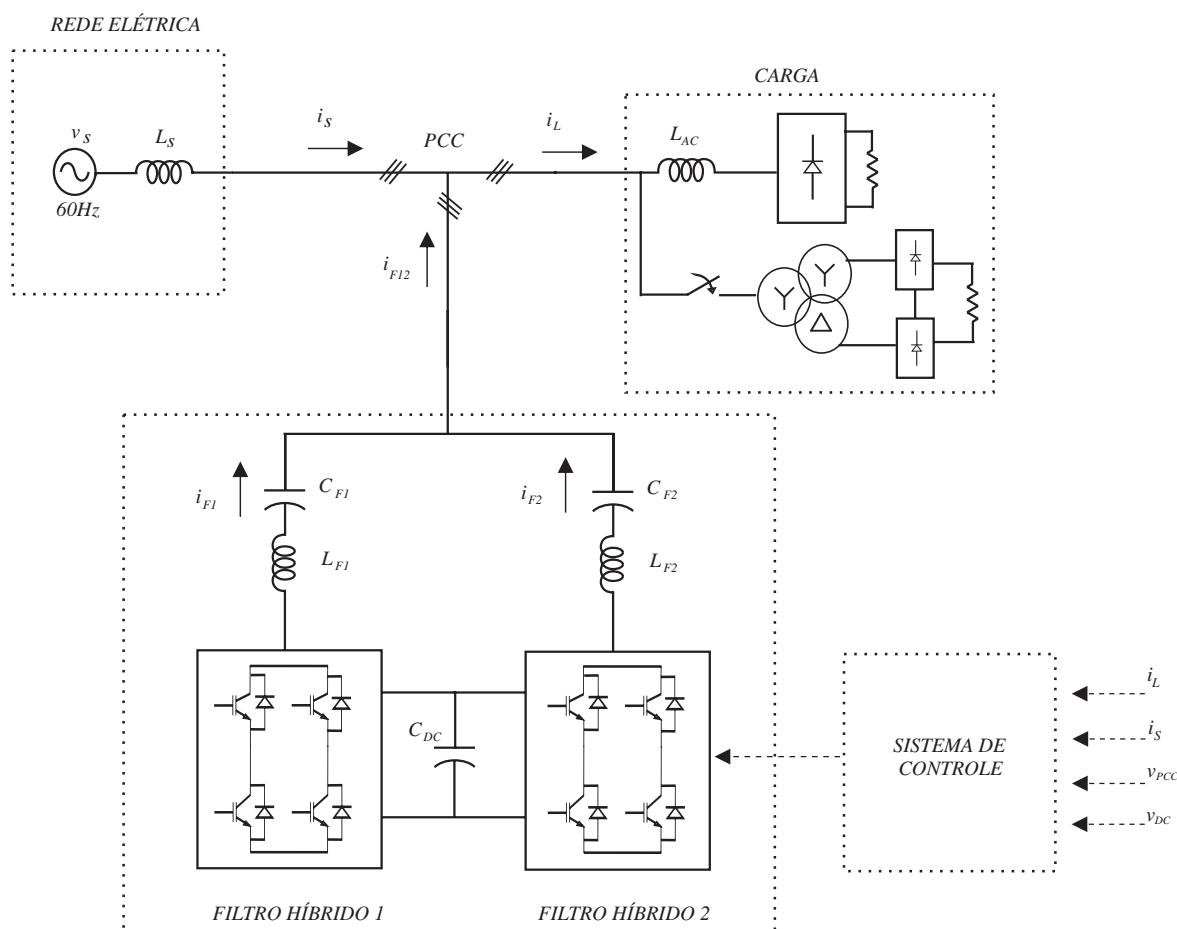


Figura 3.11: Filtro híbrido dual utilizando dois inversores a quatro chaves em paralelo.

O filtro híbrido 1 opera em todo o espectro harmônico e é otimizado para a quinta e sétima harmônicas, assim como a manutenção da tensão no barramento CC. Por outro lado, o filtro híbrido 2 é dedicado à compensação da décima primeira e décima terceira componentes harmônicas de corrente de carga.

A Figura 3.12 exibe um diagrama simplificado da lógica de controle para o filtro dual, seguindo uma lógica semelhante ao que inicialmente já foi apresentado na seção 2.1. O diferencial deste esquema são os controles individuais para cada filtro passivo, tendo apenas a corrente de carga como referência e necessitando, também, das correntes de cada filtro de modo a permitir a operação em malha fechada.

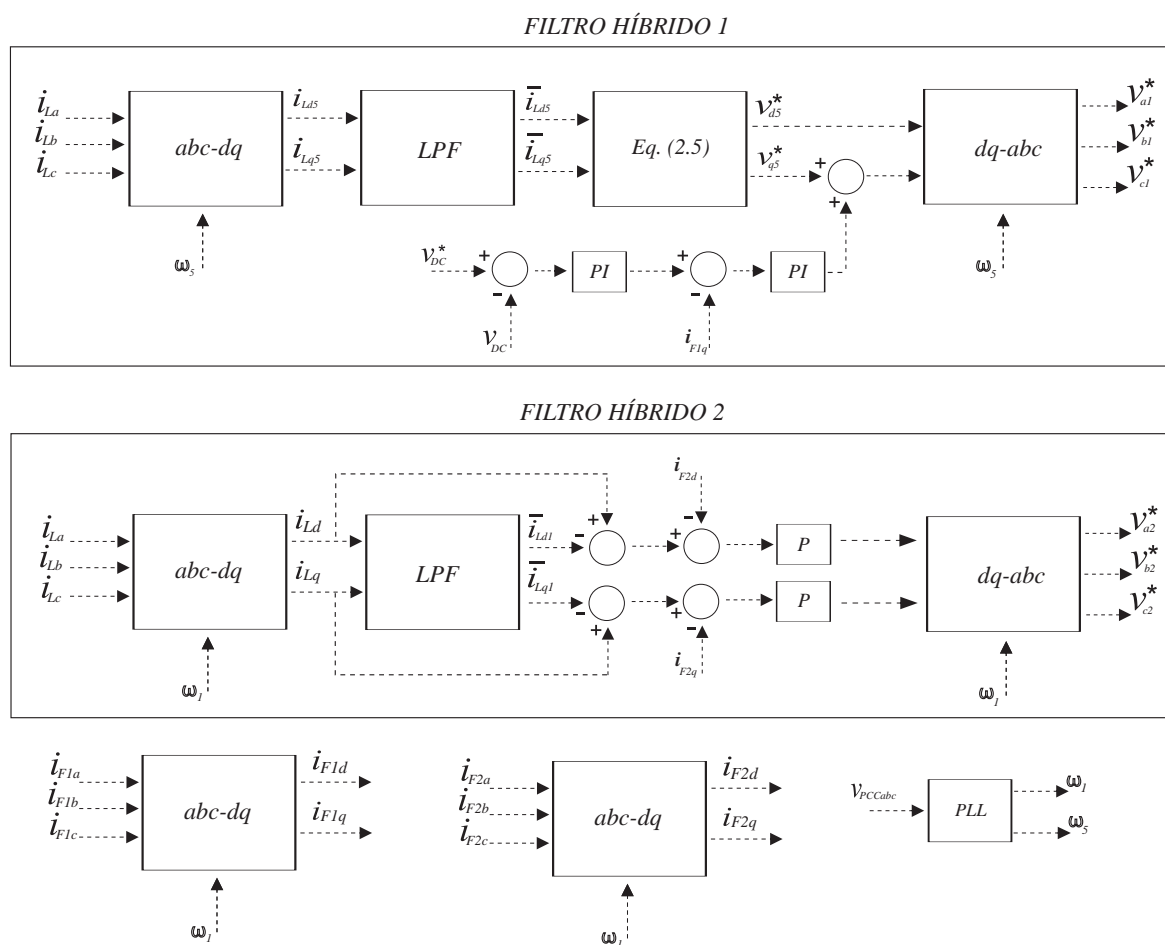


Figura 3.12: Diagrama de controle do filtro híbrido dual.

3.3.1 Resultados de Simulação

O desempenho desta topologia é avaliado através de uma simulação do diagrama da configuração apresentado na Figura 3.11. De forma semelhante ao caso anterior, foram observadas duas situações: o caso com retificador a seis pulsos e o caso de carga composta por um retificador a seis pulsos e um retificador a doze pulsos.

Os parâmetros adotados são apresentados na Tabela 3.2, ou seja filtro LC do filtro híbrido 1 sintonizado na vizinhança da sétima harmônica e o filtro LC do filtro híbrido 2 sintonizado na vizinhança da décima terceira harmônica. Para o barramento CC, adotou-se o valor de tensão em 120V.

Na Figura 3.13, são apresentados os resultados de simulação com o retificador a seis

Tabela 3.2: Parâmetros de simulação adotados para o filtro híbrido dual.

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da rede (fase-fase)	\widehat{V}_{S-FF}	220V
Frequência da rede	f_S	60Hz
Tensão no barramento CC	V_{dc}	120V
Capacitor do barramento CC	C_{dc}	4700 μF
Capacitor do filtro LC - unidade 1 (7 ^o harmônico)	C_{F1}	30,7 μF
Indutor do filtro LC - unidade 1 (7 ^o harmônico)	L_{F1}	5mH
Capacitor do filtro LC - unidade 2 (13 ^o harmônico)	C_{F2}	61,2 μF
Indutor do filtro LC - unidade 2 (13 ^o harmônico)	L_{F2}	0,8mH
Frequência de ressonância unidade 1	f_{F1}	406,2Hz
Frequência de ressonância unidade 2	f_{F2}	719,3Hz
Indutor de conexão carga não-linear	L_{AC}	2,5mH
Resistor do lado CC da carga não-linear	R_L	33 Ω

pulsos como carga. Nesta figura, pode-se observar as formas de onda referentes a fase a : a corrente da rede, i_S , a corrente da carga, i_L , a corrente do filtro 1, i_{F1} e a corrente do filtro 2, i_{F2} . A THD da corrente da rede, i_S , para esta condição foi de aproximadamente 6,4%, valor um pouco acima da referência estipulada pelo *IEEE* e inferior ao da topologia com quatro chaves.

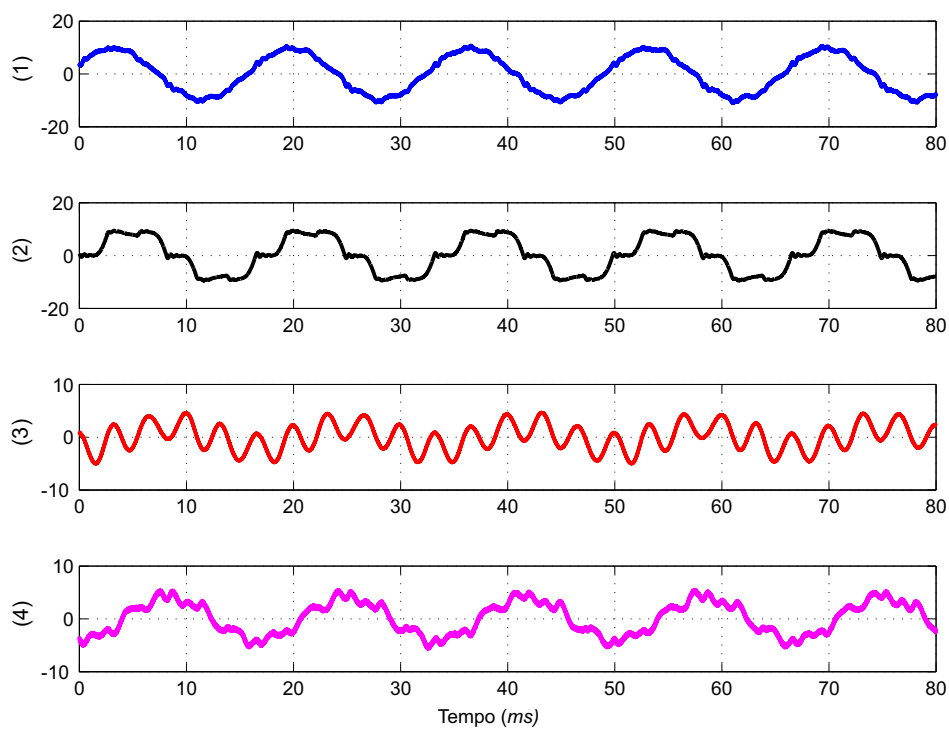


Figura 3.13: Simulação com as duas unidades habilitadas usando o retificador a seis pulsos como carga.
 Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade 1 i_{F_1} [A];
 (4) - Corrente da unidade 2 i_{F_2} [A].

A Figura 3.14 exibe os resultados referentes à simulação com a inclusão do retificador a doze pulsos. Para esta situação, a THD obtida foi de 5%.

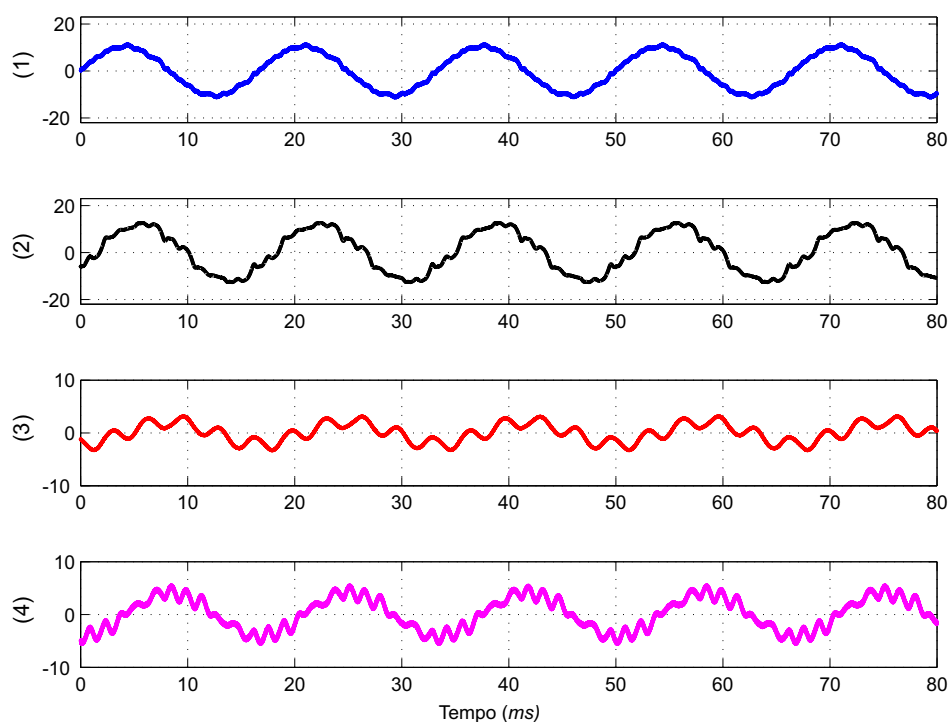


Figura 3.14: Simulação com as duas unidades habilitadas usando os dois retificadores como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade 1 i_{F_1} [A]; (4) - Corrente da unidade 2 i_{F_2} [A].

3.4 Conclusões

Baseado na proposta do Capítulo anterior, são apresentadas topologias e funcionalidades viáveis de serem adotadas a partir do caso com VSI. Um controle, que permite a definição da potência reativa a ser injetada no sistema, foi discutido. Através de uma tensão imposta pelo inversor no filtro LC, é possível o controle dinâmico da capacitância equivalente vista pelo sistema. A redução de chaves no inversor foi abordada, através da retirada de um braço do inversor VSI. Naturalmente, esta abordagem tem como desvantagem a necessidade de elevação da tensão do barramento CC para manter a capacidade de compensação, porém na situação aqui tratada o nível de tensão relativamente baixo justifica a adoção desta topologia. Por fim, uma topologia dual foi avaliada. Esta topologia permitiu uma maior capacidade de compensação pois tem sua atuação otimizada para harmônicos da quinta a décima terceira ordens.

A tabela 3.3 apresenta os valores da THD obtidos nas simulações realizadas no presente Capítulo.

Tabela 3.3: Tabela da THD das topologias simuladas.

Topologia	THD (seis pulsos)	THD (seis pulsos + doze pulsos)
FSTPI	10,8%	9,5%
Dual	6,4%	5,0 %

Os resultados obtidos em simulação para a THD nos casos aqui abordados são superiores ao limite definido pela norma *IEEE* 519. Desta forma nenhuma das soluções avaliadas apresenta resultados satisfatórios para a redução da THD nos casos avaliados. O Capítulo seguinte apresenta uma proposta que utiliza dois filtros híbridos em paralelo com número reduzido de chaves. Esta topologia será avaliada nas mesmas situações de forma a possibilitar uma comparação e apresentar vantagens e desvantagens verificadas.

4

FILTRO HÍBRIDO DUAL SEM TRANSFORMADOR COM SEIS CHAVES

O presente capítulo trata de uma proposta de filtro híbrido denominada SSTL (*Six-Switch Two-Leg*) [31], a qual utiliza um inversor com seis chaves e dois braços. A topologia SSTL, observada na Figura 4.1, é constituída por dois conjuntos trifásicos de terminais de saída, denominados unidades *top* (fases *abc*) e *bottom* (fases *rst*). Estas fases são conectadas ao PCC através de dois conjuntos trifásicos de filtros LC série. Na topologia do inversor SSTL, as fases *c* e *t* são conectadas aos pólos positivo e negativo do barramento CC, respectivamente. Os filtros LC utilizados na conexão do inversor SSTL estão sintonizados para operar na faixa de harmônicos entre a 5^a e 13^a ordens, sendo os filtros conectados à unidade *top* sintonizados nas proximidades da 7^a harmônica e esta unidade sendo responsável por compensar os harmônicos de 5^a e 7^a ordens e os filtros conectados à unidade *bottom* sintonizados em torno da 13^a harmônica, sendo esta unidade responsável por compensar os harmônicos de 11^a e 13^a ordens. Trata-se, portanto, de um filtro híbrido de potência com dupla compensação em analogia ao proposto em [30], porém com seis chaves em vez de oito, possibilitando assim, uma redução no custo do sistema com funcionalidade semelhante a [30].

Neste capítulo, é apresentada uma modelagem utilizando circuitos equivalentes de forma a possibilitar a análise do princípio de funcionamento do filtro híbrido utilizando o inversor SSTL. Na sequência, é descrito o controle utilizado. Em seguida, são apresentados os resultados de simulação, utilizando o MATLAB/*Simulink*, e resultados experimentais com

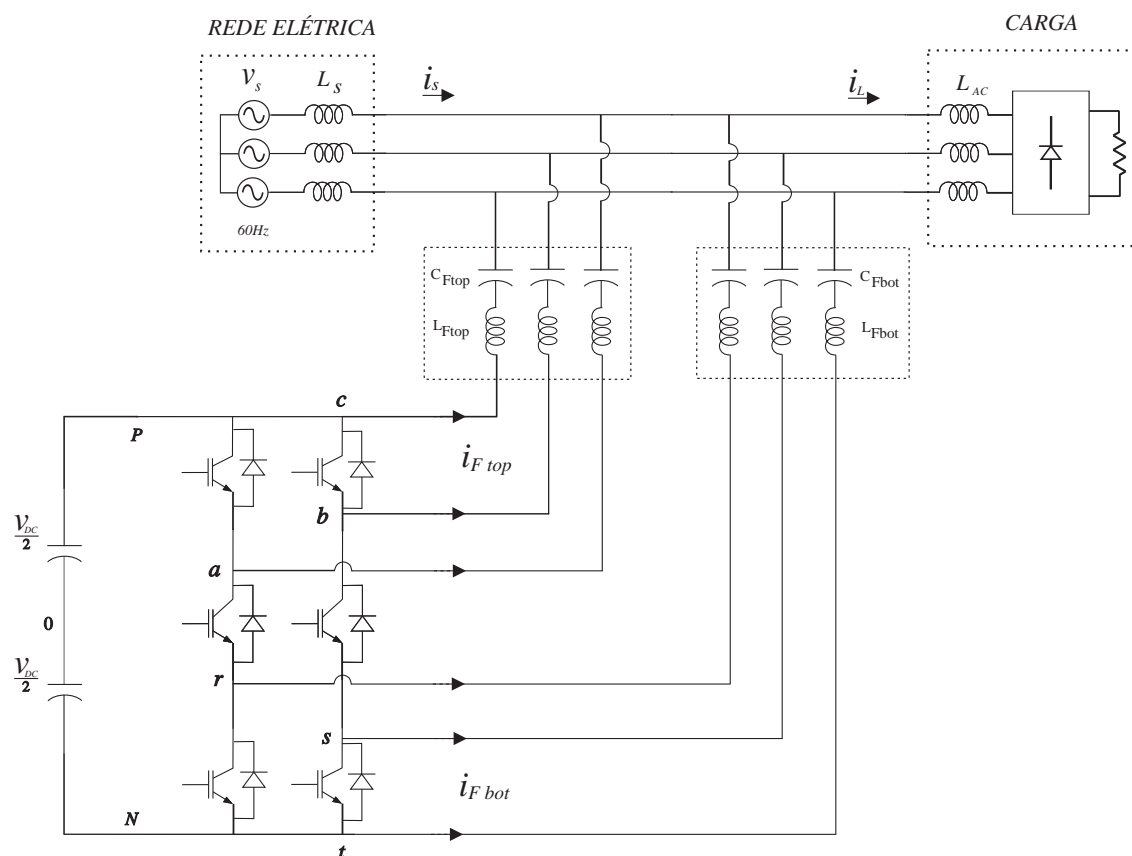


Figura 4.1: Filtro híbrido baseado no inversor SSTL.

foco principalmente no comportamento transitório e possíveis situações extremas as quais o filtro híbrido pode ser submetido, com o objetivo comprovar a robustez e eficácia da topologia apresentada.

4.1 Descrição do Controle

Na Figura 4.2, é apresentado o diagrama em blocos do controle adotado para o inversor SSTL. Este pode ser dividido em três sub-sistemas principais: o controle da unidade *top*; o controle da unidade *bottom*; e uma unidade de controle compartilhada, utilizada no controle das unidades *top* e *bottom*. Cada unidade de controle contém malhas com ações de controle *feedback* e *feedforward*, sendo totalmente baseado no referencial síncrono com o vetor tensão do PCC (dq), exatamente como proposto em [24]. Desta forma é utilizado um PLL de modo a estimar o vetor tensão no PCC com a maior precisão possível mesmo que haja alguma

distorção presente na rede.

4.1.1 Controle da Unidade *Top*

Na Figura 4.1, é possível observar que a unidade *top* é conectada à rede através de um filtro LC e este está sintonizado na 7^a harmônica. Para este controle, serão utilizadas as correntes da rede, $i_{S_{abc}}$, (através do controle compartilhado) e da carga, $i_{L_{abc}}$, de forma a tornar possível as ações de controle *feedback* e *feedforward*, respectivamente. O controle da tensão no barramento CC é realizado também na unidade *top* através do uso de um controle convencional do tipo PI.

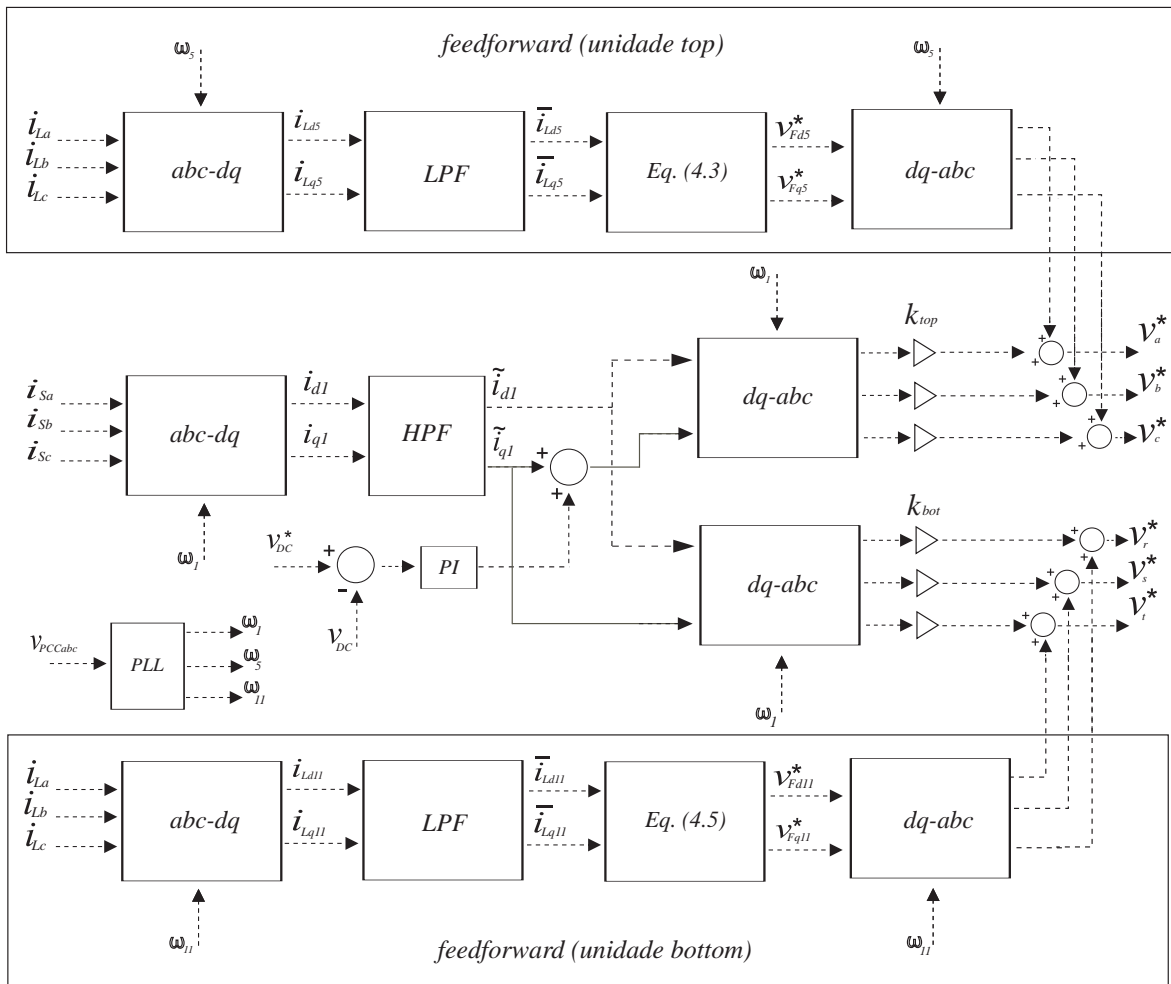


Figura 4.2: Diagrama de controle do filtro híbrido baseado no inversor SSTL.

Inicialmente, deverão ser isoladas as componentes harmônicas presentes na rede para realizar o controle com ação *feedback*. Ao adotar o referencial *dq* síncrono com o vetor

tensão do PCC, as componentes na frequência fundamental tornam-se contínuas. Portanto, as componentes oscilantes que aparecem neste referencial ocorrem devido à presença de componentes harmônicas no sistema. A separação entre as componentes harmônicas e a componente fundamental pode ser dada por um filtro passa-altas.

A partir da obtenção das componentes harmônicas, um ganho proporcional k_{TOP} é adotado para produzir as tensões de referência:

$$v_{abcTOP}^* = k_{TOP} \tilde{i}_{Sabc}. \quad (4.1)$$

Como já avaliado no capítulo anterior, o ganho k_{TOP} pode ser visto como uma resistência virtual, em série com a impedância da rede e, desta forma, irá bloquear a circulação de harmônicas na rede e permitindo-as a circularem pelo filtro passivo, exatamente como descrito em [24]. O sinal v_{abcTOP}^* é somado às tensões de referência produzidas pelo controle *feedforward* resultando nas tensões de referência v_{abc}^* da unidade *top*. A unidade *top* é também responsável por manter a tensão do barramento CC, através do controle nela incorporado. O controle é realizado através de um controlador convencional do tipo PI. Da mesma forma como acontece em [24], devido à presença do capacitor do filtro LC, a relação entre tensão e corrente na definição de potência ativa é rotacionada em 90° . Portanto, a componente de potência ativa necessária para controlar a tensão do barramento passa a ser definida na componente de eixo em quadratura (q).

A ação de controle *feedforward* é utilizada para compensar apenas a componente de 5^a harmônica da unidade *top*. Devido à sintonia do filtro LC, na 7^a harmônica, a ação deste controle fará o filtro LC apresentar também baixa impedância para a 5^a harmônica, impedindo que esta componente circule pela rede. Para possibilitar esta funcionalidade, 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:

$$v_{Fdq5}^* = Z_{FTOP5} i_{Ldq5} = (R_{Ftop} + jX_{FTOP}) i_{Ldq5}, \quad (4.2)$$

em que $X_{FTOP} = \omega_5 L_{Ftop} - \frac{1}{\omega_5 C_{Ftop}}$.

Sendo assim, a tensão *feedforward* de referência, em forma matricial, pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} v_{Fd5}^* \\ v_{Fq5}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Ftop} & -X_{FTOP} \\ X_{FTOP} & R_{Ftop} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld5} \\ i_{Lq5} \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

De forma a obter a componente de 5^a harmônica da corrente de carga, utiliza-se uma estratégia semelhante a empregada na ação de controle *feedback*, sendo que, agora, o referencial *dq* é ω_5 ($-5\omega_1$). Assim, a componente de interesse é a componente contínua e esta é obtida com o uso de um filtro passa-baixas, conforme ilustrado no diagrama para o controle (Figura 4.2).

4.1.2 Controle da Unidade *Bottom*

A conexão da unidade *bottom* ao PCC é realizada através de um filtro LC série sintonizado na 13^a harmônica (Figura 4.1). Assim como no caso da unidade *top*, o controle utiliza as correntes da rede para o controle *feedback* e da carga para executar o controle *feedforward*.

O controle da tensão do barramento CC pertence apenas a unidade *top*. Portanto, exceto por esta parte do controle, a unidade *bottom* tem o controle *feedback* semelhante ao *top*, como mostrado na Figura 4.2. Um aspecto importante é a possibilidade do ganho k_{BOT} poder ter um valor diferente de k_{TOP} , o que permite as unidades atuarem de forma independente. Assim, as tensões de referência para a unidade *bottom* são dadas por

$$v_{rstBOT}^* = k_{BOT} \tilde{i}_{Srst}. \quad (4.4)$$

Seguindo o mesmo conceito da unidade *top*, o controle *feedforward* da unidade *bottom* é utilizado para compensar a componente de 11^a harmônica. Neste caso, a queda de tensão a ser compensada no filtro LC série é dada por

$$v_{Fdq11}^* = Z_{FBOT11} i_{Ldq11} = (R_{Fbot} + jX_{FBOT}) i_{Ldq11}, \quad (4.5)$$

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

Seguindo a mesma lógica empregada na unidade *top*, para obter a componente de 11^a harmônica da corrente de carga, utiliza-se a transformação abc-dq no referencial *dq* síncrono com ω_{11} ($-11\omega_1$) e um filtro passa-baixas de frequência de corte em 16Hz.

4.2 Resultados de Simulação

A seguir, são descritas simulações realizadas utilizando a ferramenta MATLAB/Simulink, nas quais serão avaliadas inicialmente condições normais de operação do filtro híbrido, onde o problema se concentra nos harmônicos de corrente gerados pela carga não linear. Na sequência, são avaliadas condições adversas como a presença de harmônicos na tensão da rede, o que poderia causar o fenômeno de ressonância caso estas componentes estejam na vizinhança da frequência de sintonia dos filtros LC. Por fim, o comportamento do filtro com a inclusão do retificador a doze pulsos é avaliada, de modo a verificar estabilidade e a robustez do filtro híbrido em diversos cenários de aplicação.

Inicialmente, todas as simulações são consideradas tendo apenas como carga o retificador a seis pulsos. Em um último momento, é admitida a inclusão do retificador a doze pulsos, conforme Figura 4.3.

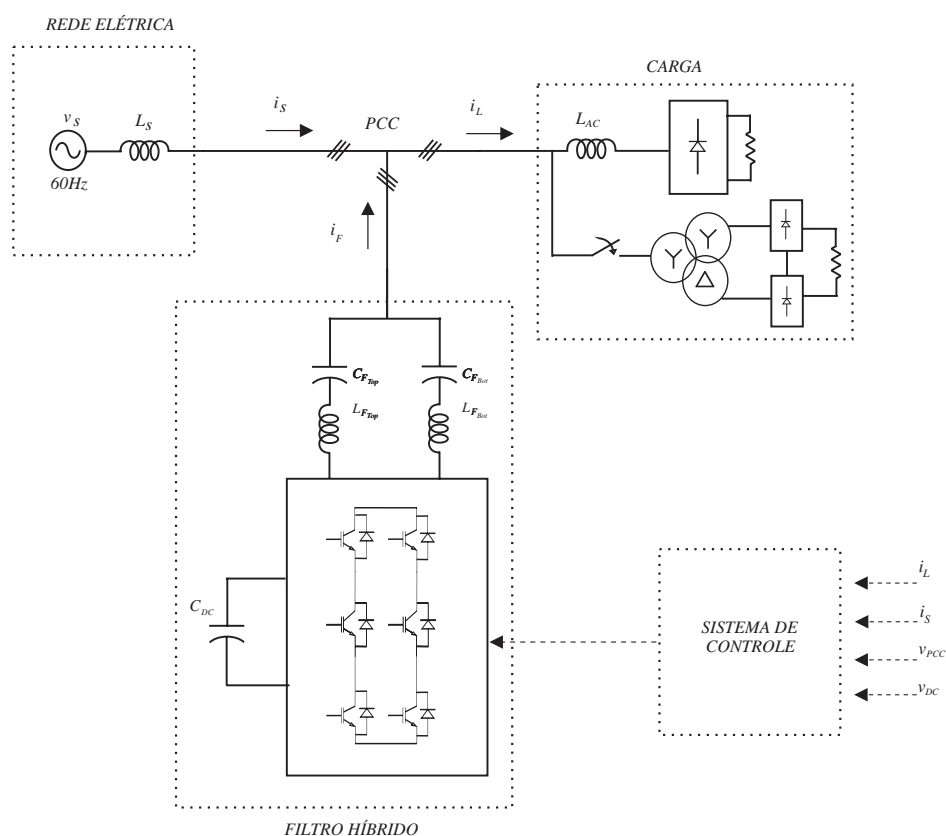


Figura 4.3: Esquema utilizando o inversor SSTL e a carga com dois retificadores em paralelo.

Em todas as figuras, são apresentadas as correntes presentes na fase *a*, na seguinte ordem: a corrente da rede, i_S , a corrente da carga, i_L , e por fim, as correntes do filtro híbrido, $i_{F_{top}}$ e $i_{F_{bot}}$ (exceto a Figura 4.6 que exibe também o resultado para a tensão no barramento CC).

Na Tabela 4.1, são apresentados os valores adotados nos primeiros casos de simulação (retificador a seis pulsos), na qual a frequência de sintonia do filtro passivo da unidade *top* está na vizinhança da sétima harmônica ($406Hz$), da unidade *bottom* está próxima a décima primeira harmônica ($719Hz$) e a tensão do barramento foi fixada em 120V.

A Figura 4.4 exibe os resultados para a situação na qual as unidades *top* e *bottom* estão desabilitadas, ou seja, apenas os filtros passivos estão atuando no sistema. A distorção harmônica presente na forma de onda da corrente da rede tem o valor aproximado de 22%. O valor elevado é decorrente da atuação apenas do filtro passivo, que como previsto tem capacidade de atuação limitada.

Tabela 4.1: 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 μF
Capacitor do filtro LC - unidade <i>top</i> (7 ^o harmônico)	$C_{F_{top}}$	30,7 μF
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 μF
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

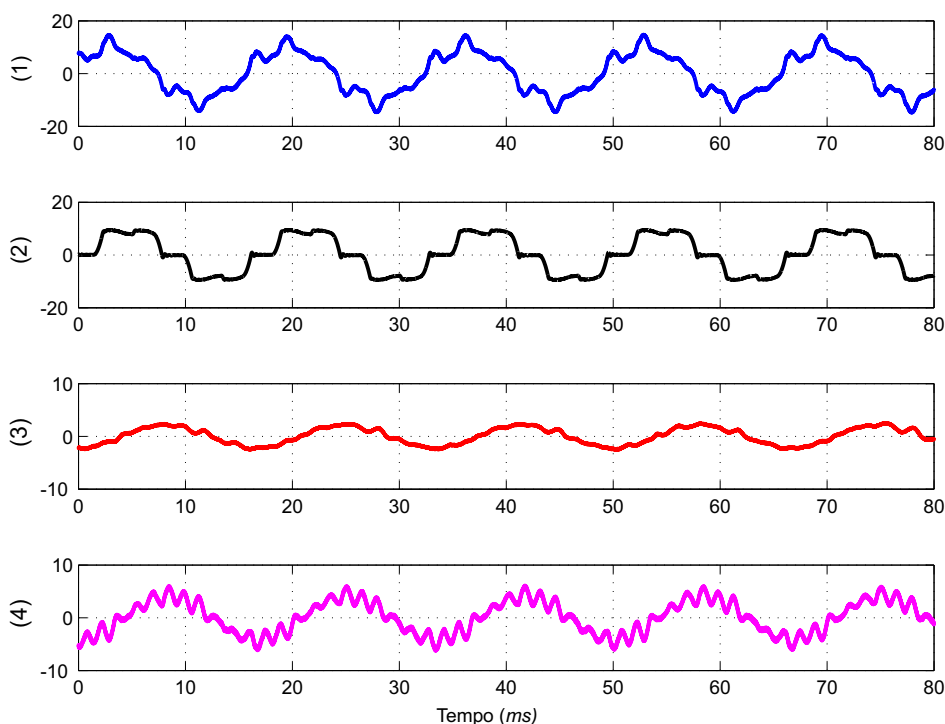


Figura 4.4: Simulação com as unidades *top* e *bottom* desabilitadas usando o retificador a seis pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

Na Figura 4.5, é exibida a situação na qual as unidades *top* e *bottom* estão habilitadas e em pleno funcionamento. Novamente foi verificada a distorção harmônica presente na corrente da rede e, nesta segunda situação, o valor obtido foi de aproximadamente 4,8%, inferior ao estipulado pela IEEE 519 (5%). Desta forma, verifica-se a capacidade de atuação do filtro híbrido baseado no inversor SSTL.

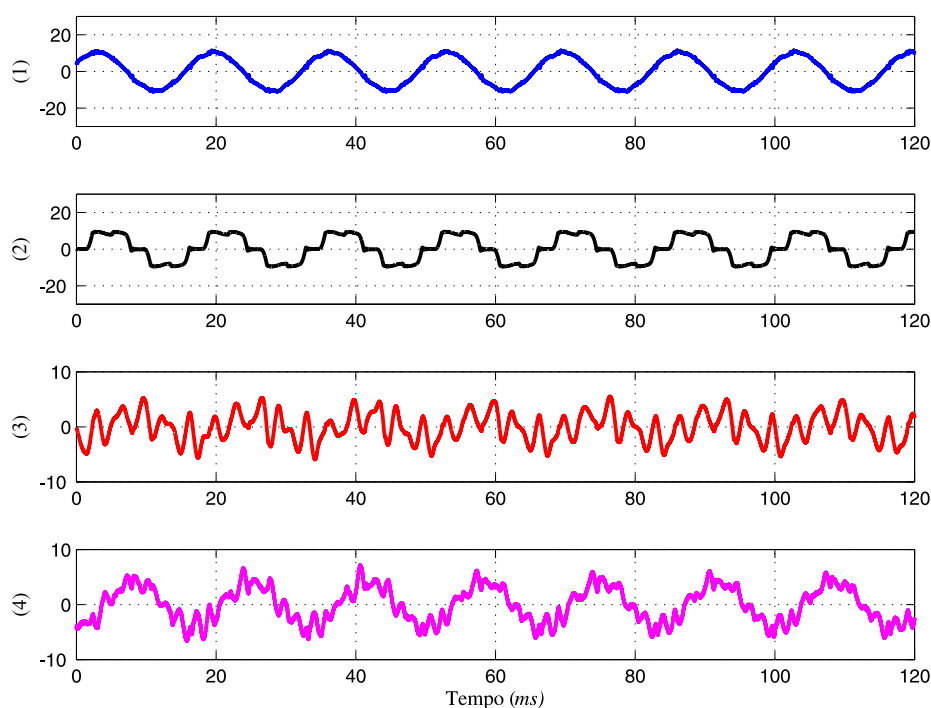


Figura 4.5: Simulação com as unidades *top* e *bottom* habilitadas usando o retificador a seis pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

A Figura 4.6 refere-se a situação na qual o filtro híbrido está ativo e uma carga não linear é adicionada de forma abrupta (indo de 0% a 100 %). É possível ver que a tensão no barramento CC é praticamente constante durante o transitório, o que significa que a ligação de filtros LC nos terminais P e N (Figura 4.1) não traz qualquer problema de estabilidade, ao contrário do que ocorre quando a conexão é realizada no ponto central dos capacitores do barramento CC (terminal 0, Figura 4.1).

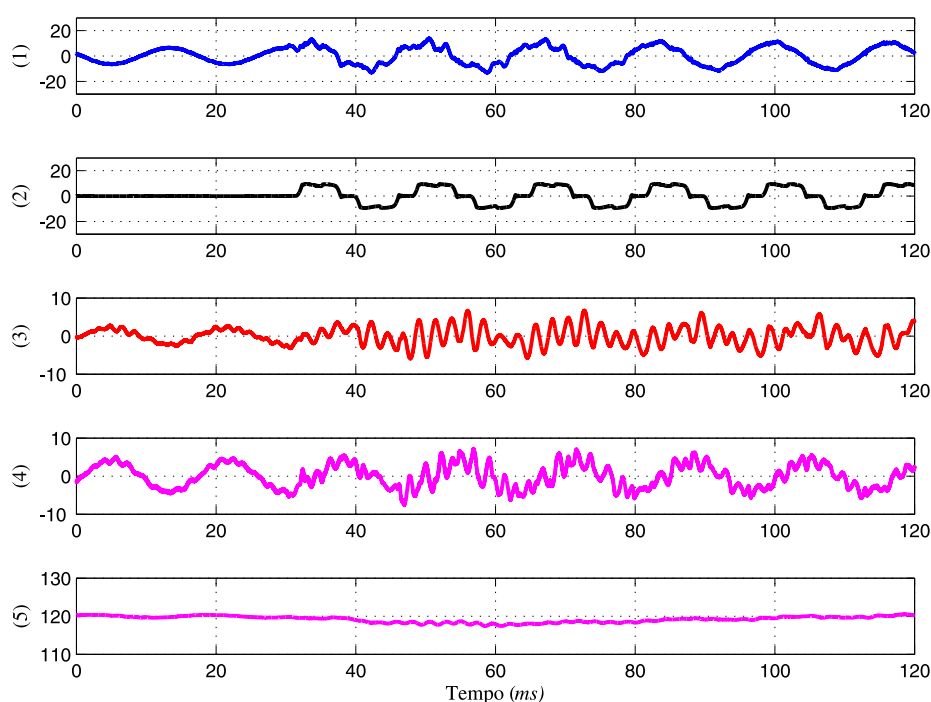


Figura 4.6: Simulação da resposta transitória com as unidades *top* e *bottom* habilitadas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A]; (5) - Tensão no barramento CC v_{dc} [V].

As Figuras 4.7 e 4.8 exibem a resposta do sistema para avaliar o efeito dos harmônicos de tensão provenientes da rede sobre o desempenho do sistema de compensação. Na primeira análise (Figura 4.7), a carga não-linear foi desligada, a fim de compreender a interação dos harmônicos de tensão provenientes da rede com os filtros passivos. Enquanto isso, na segunda análise, a carga não-linear é conectada ao sistema para avaliar o desempenho de compensação na presença de harmônicos de tensão provenientes da rede.

Devido à sintonia dos filtros, a situação crítica ocorre quando a sétima e décima terceira componentes harmônicas estão presentes na tensão da rede. Portanto, 2,6% da sétima e 3% da décima terceira componentes harmônicas foram introduzidos na tensão do PCC para ambos os cenários. A resposta do sistema proposto sem carga conectada é mostrada na Figura 4.7. Como esperado, existe uma interação das componentes harmônicas presentes na tensão do PCC com os filtros passivos, uma vez que estes irão apresentar impedância quase nula para a sétima e décima terceira componentes harmônicas. Quando o filtro ativo é habilitado em 50ms, a THD da corrente de rede é reduzida de 57% para 12%, mostrando

que a ressonância é fortemente atenuada.

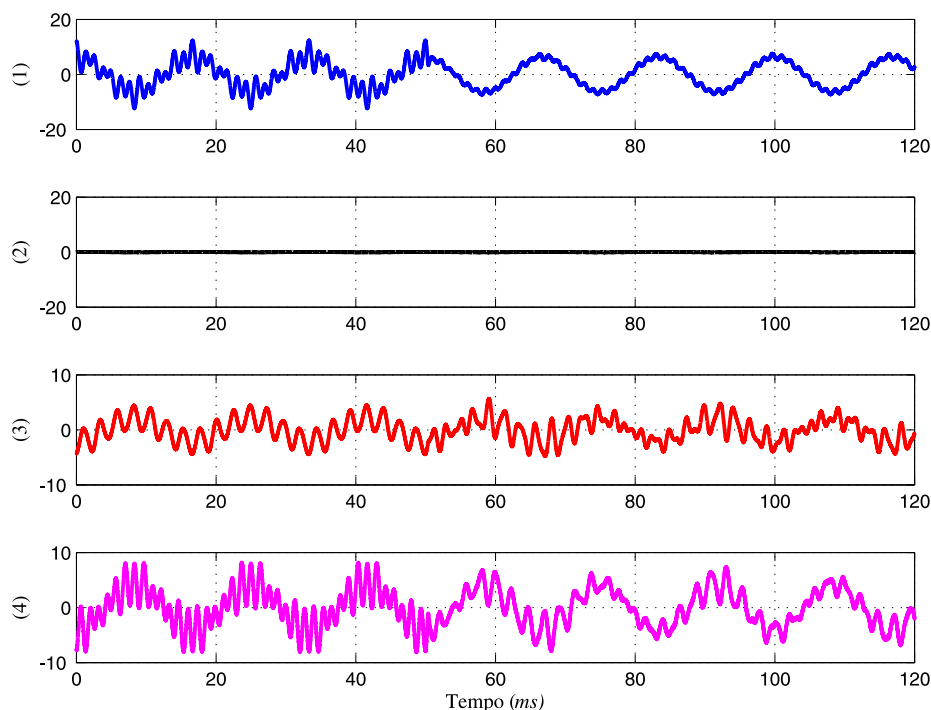


Figura 4.7: Simulação da resposta com a presença de harmônicos na tensão da rede quando a carga está desconectada e as unidades *top* e *bottom* são habilitadas em 50ms: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

Por outro lado, o caso em que a carga é ligada ao sistema é mostrado na Figura 4.8. Mais uma vez, quando o filtro ativo é habilitado, a THD da corrente da rede é reduzida de 46% para 9,8%. Isto demonstra a eficácia da topologia proposta em reduzir o efeito de ressonância e em compensar as componentes harmônicas presentes na corrente da carga ao mesmo tempo. Vale mencionar que, uma vez que o sistema proposto só é capaz de reduzir (não eliminar) a ressonância, o desempenho torna-se limitado.

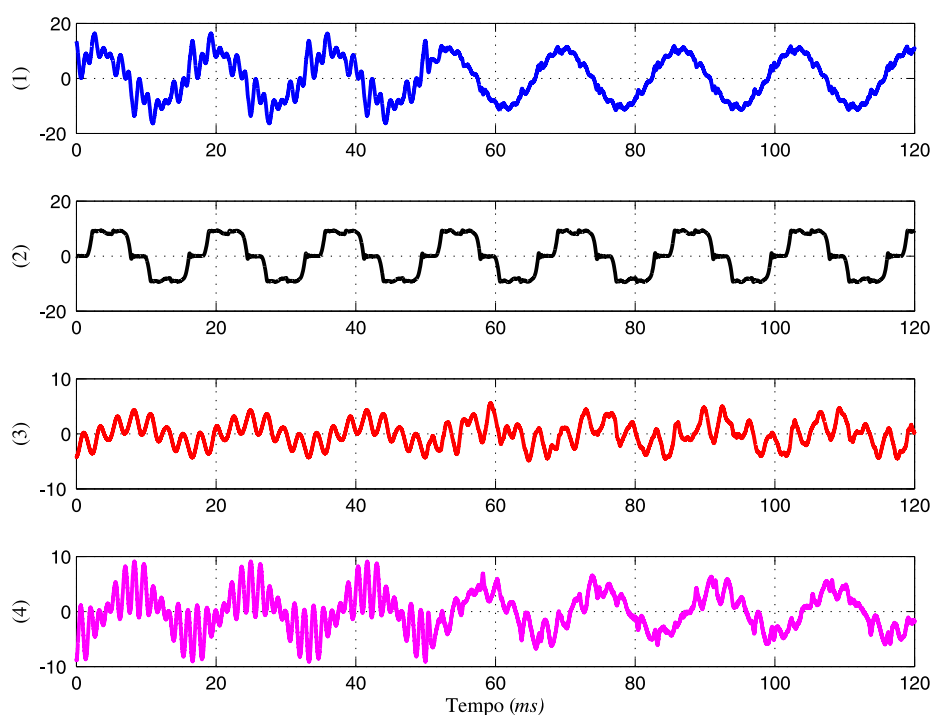


Figura 4.8: Simulação da resposta com a presença de harmônicos na tensão da rede quando a carga está conectada e as unidades *top* e *bottom* são habilitadas em 50ms: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

Na sequência, é realizada a modificação na carga com a inclusão do retificador a doze pulsos, de tal forma que a potência total consumida fique próxima ao valor da carga anterior. Na Figura 4.9 pode ser observado o resultado nesta condição. Para este último caso, o valor obtido de THD da corrente de rede foi de aproximadamente 4,7%. É possível observar que a adoção da carga modificada, tendo agora um espectro significativo também para a décima primeira e décima terceira harmônicas, demonstra a eficácia da topologia apresentada quando comparada aos casos anteriormente abordados no presente trabalho.

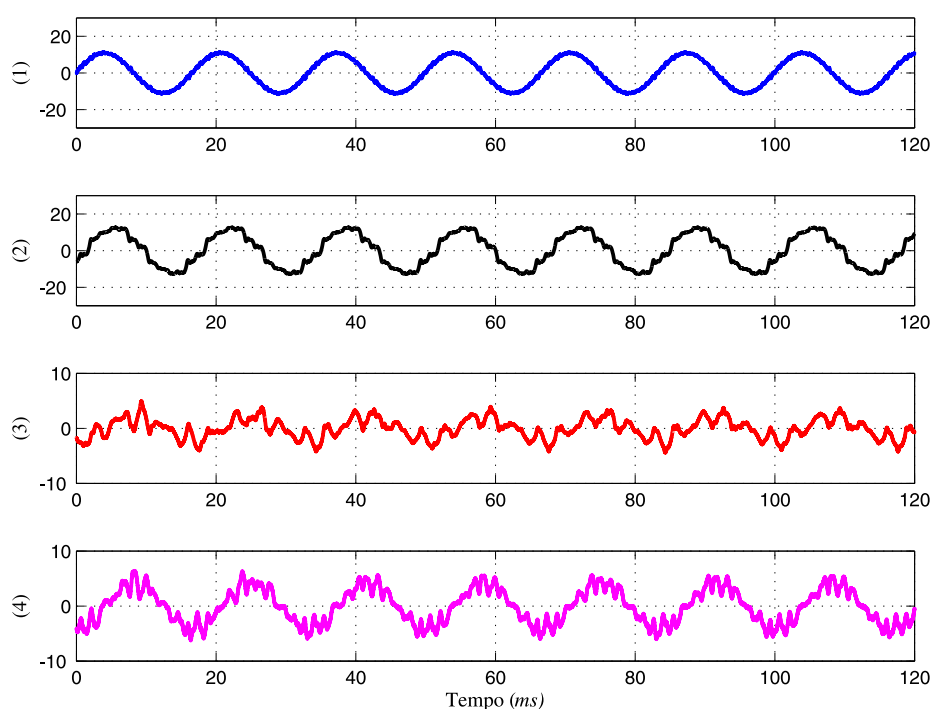


Figura 4.9: Simulação com as unidades *top* e *bottom* ligadas usando os retificadores a 6 e 12 pulsos como carga. Grandezas: (1) - Corrente da rede i_S [A]; (2) - Corrente da carga i_L [A]; (3) - Corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$ [A]; (4) - Corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$ [A].

4.3 Resultados Experimentais

O diagrama da configuração adotada para o protótipo experimental é exibido na Figura 4.10. As grandezas obtidas a partir do PCC são as correntes da rede, $i_{S_{abc}}$, da carga, $i_{L_{abc}}$, e as tensões, $v_{S_{abc}}$. Também é necessária a tensão do barramento CC (V_{dc}).

O controle utilizado no inversor SSTL foi desenvolvido em um sistema modular de desenvolvimento *dSPACE*, que utiliza várias placas para cada item específico do hardware. O *dSPACE* é conectado a um computador (através de fibras óticas), que contém todo o sistema de controle do protótipo.

Por segurança, é adotado um procedimento durante a energização do protótipo: no primeiro momento, é acionado o interruptor S_1 que proporciona uma pré-carga para os conjuntos de filtros *LC* através do resistor R . Após o período transitório, é acionado o interruptor S_2 e, desta forma, os filtros são diretamente conectados ao PCC. Um sistema de

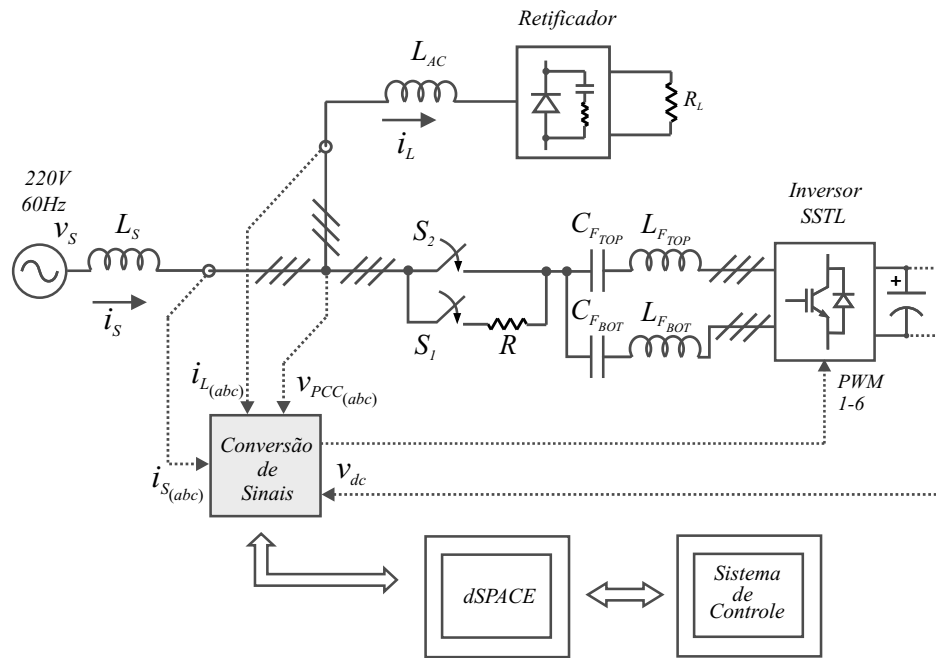


Figura 4.10: Diagrama geral do protótipo do filtro híbrido.

proteção que impede o carregamento inicial do barramento CC também é utilizado deixando as chaves relativas as fases r e s (unidade *bottom*) desligadas e as outras quatro chaves ligadas. Um procedimento de segurança semelhante é descrito em [32].

Conforme os dados fornecidos na Tabela 4.1, os valores de $L_{F_{top}}$ e $C_{F_{top}}$ geram uma frequência de ressonância de $406Hz$, ou seja, em torno da 7^a harmônica. Da mesma forma, os valores de $L_{F_{bot}}$ e $C_{F_{bot}}$ resultam em uma frequência de ressonância de $719Hz$, em torno da 13^a harmônica.

É importante observar que, na realização experimental para esta topologia, devido à retirada de um braço e à conexão direta do filtro passivo ao barramento CC, as tensões aplicadas aos capacitores dos filtros contém uma componente CC que podem ser determinadas através das equações a seguir [31]:

$$V_{C_{F_{top}}} = \left(\frac{C_{F_{bot}}}{C_{F_{top}} + C_{F_{bot}}} \right) \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.6)$$

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

O desempenho do filtro híbrido está restrito ao valor de pico de tensão no barramento CC. Desta forma, o valor de tensão do barramento CC deve ser tal que permita ao conversor SSTL sintetizar as correntes harmônicas necessárias a compensação do sistema.

A escolha do valor adequado da tensão do barramento CC seguiu as diretrizes definidas em [31]. Desta forma, a tensão do barramento foi definida em 120V.

Os resultados experimentais do filtro híbrido baseado no inversor SSTL podem ser observados nas Figuras 4.11 a 4.17. Estes resultados foram obtidos por meio de um osciloscópio e um analisador de potência para identificar o conteúdo de harmônicas no sistema durante o experimento.

Na Figura 4.11 a THD da carga é de cerca de 24%, como mostrado na Figura 4.12, que também apresenta a contribuição individual de cada componente harmônica até a décima terceira ordem. Como esperado, o desempenho apenas com a parte passiva do filtro é limitada.

O desempenho de ambas as unidades inversoras ativas é apresentado na Figura 4.13. A THD da corrente de rede é de cerca de 4% (Figura 4.14), cumprindo com a norma IEEE 519. Além disso, é possível ver que todas as componentes harmônicas foram reduzidas quando comparadas às apresentadas na tabela harmônica da Figura 4.12. Isto prova efetivamente que o inversor SSTL está funcionando para a compensação dos harmônicos predominantes da quinta à décima terceira ordem, seguindo, portanto, a funcionalidade para a qual foi projetado.

O próximo passo é, verificar o desempenho transitório do filtro híbrido baseado no inversor SSTL, considerando a situação na qual as duas unidades do inversor estão ativas e a carga sofre uma mudança abrupta de 0% a 100% (Figura 4.15). Para enfatizar as flutuações de tensão no barramento CC durante o transitório o modo de acoplamento CA é usado no osciloscópio. É possível ver que a tensão CC é praticamente constante durante o transitório, mostrando que a ligação dos filtros LC nos terminais P e N não causa qualquer problema de estabilidade, corroborando o resultado obtido em simulação.

Em relação a harmônicas na tensão do PCC, a mesma situação da simulação é

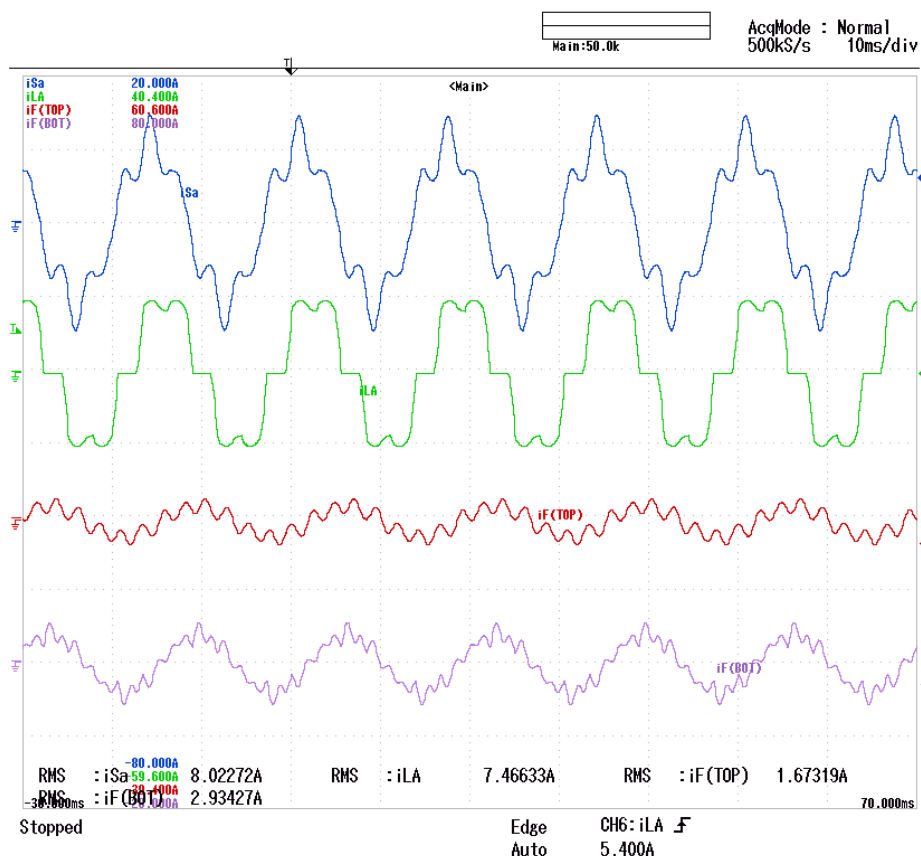


Figura 4.11: Operação em regime permanente do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades *top* e *bottom* desligadas. De cima para baixo (10 A/div, 10ms/div): corrente da rede i_{Sa} ; corrente da carga i_{La} ; corrente do filtro (unidade top) $i_{Fa_{TOP}}$; corrente do filtro (unidade bottom) $i_{Fa_{BOT}}$.

HARMONICS TABLE			
Amp	A	B	C
THD% _f	24.8	24.2	24.4
H5% _f	22.5	21.8	22.0
H7% _f	7.9	8.2	8.2
H11% _f	5.7	5.3	5.5
H13% _f	2.8	3.0	2.9

0:04:27 U P IT -C

398V 60Hz 3Ø IT DEFAULT

PREV BACK NEXT PRINT USE

Figura 4.12: Índices de distorção da corrente de carga.

verificada experimentalmente, ou seja, 2,6% da sétima e 3% da décima terceira componentes harmônicas foram introduzidos na tensão do PCC. A resposta transitória para o caso sem carga conectada é mostrada na Figura 4.16. Como esperado, existe uma interação das componentes harmônicas presentes na tensão do PCC com os filtros passivos, uma vez que

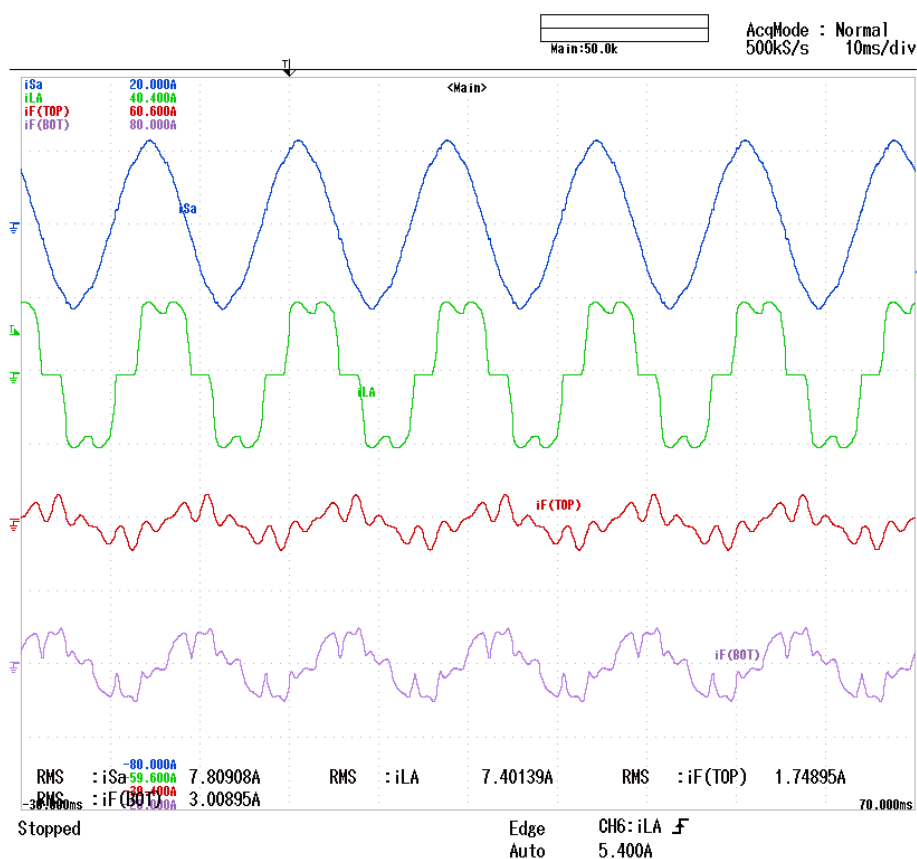


Figura 4.13: Operação em regime permanente do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades *top* e *bottom* ligadas. De cima para baixo (10 A/div, 10ms/div): corrente da rede i_{Sa} ; corrente da carga i_{La} ; corrente do filtro (unidade top) i_{FaTOP} ; corrente do filtro (unidade bottom) i_{FaBOT} .

HARMONICS TABLE			
Amp	A	B	C
THD%f	4.2	4.1	3.1
H5%f	2.5	2.0	2.0
H7%f	2.7	3.1	1.6
H11%f	0.3	0.2	0.1
H13%f	0.2	0.2	0.2

693U 60Hz 3Ø IT ENS0160

U A U&A HARMONIC GRAPH TREND HOLD RUN

Figura 4.14: Índices de distorção para a corrente da rede durante a operação das unidades *top* e *bottom*.

estes irão apresentar impedância quase nula para a sétima e décima terceira componentes harmônicas.

Quando o filtro ativo é habilitado, a THD da corrente de rede é reduzida de 36% para 3%, ou seja, a ressonância é fortemente atenuada com a atuação do filtro ativo. Para o caso

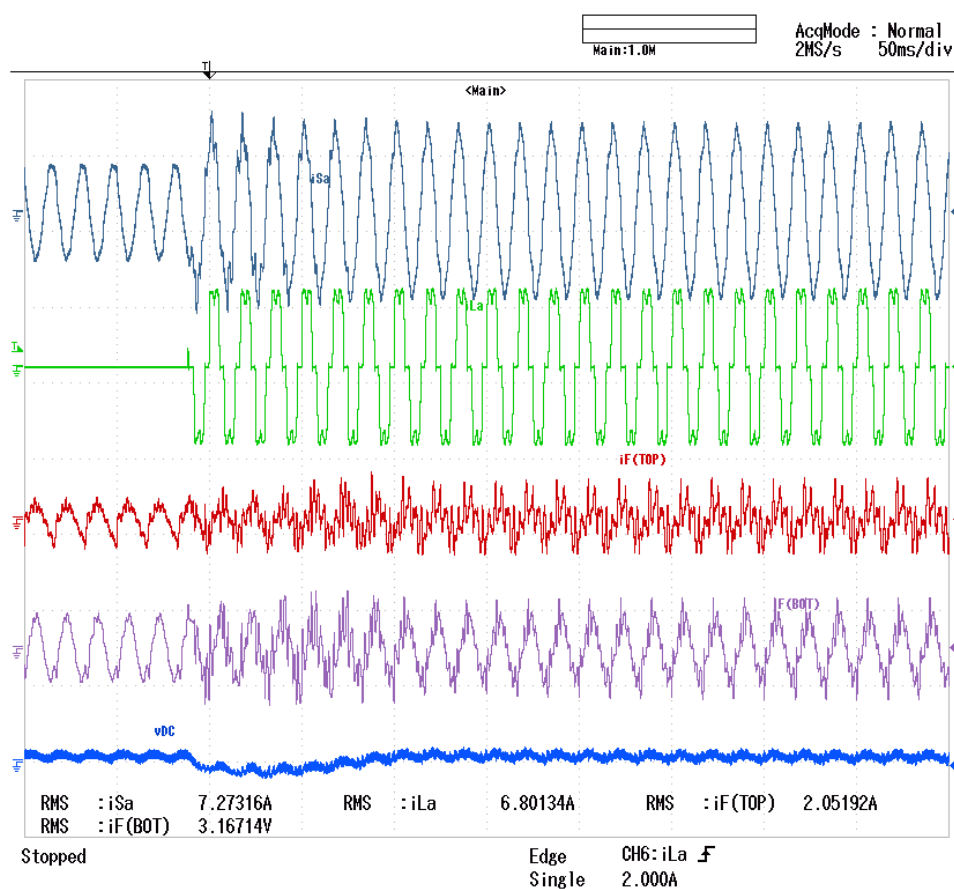


Figura 4.15: Resposta transitória do filtro híbrido baseado no inversor SSTL com as unidades *top* e *bottom* ligadas. De cima para baixo (50ms/div): corrente da rede i_{Sa} (10 A/div); corrente da carga i_{La} (10 A/div); corrente do filtro (unidade *top*) $i_{Fa_{TOP}}$ (10 A/div); corrente do filtro (unidade *bottom*) $i_{Fa_{BOT}}$ (10 A/div); tensão no barramento DC v_{dc} (10 V/div, Acoplamento CA).

com a carga conectada (Figura 4.17), a THD da corrente da rede é reduzida de 43% para 5,6%. Isto demonstra a eficácia da topologia proposta em reduzir o efeito de ressonância e compensar as componentes harmônicas presentes na corrente da carga simultaneamente. No entanto, duas observações devem ser apontadas: considera-se uma rede altamente distorcida, com 4% de THD para a tensão (em geral, a distorção da tensão é muito menor do que 4%); é sempre possível alterar os valores de k_{top} e k_{bottom} , reduzindo ainda mais a ressonância e a THD de corrente da rede, e tendo, como consequência, uma tensão maior no barramento, a fim de evitar a saturação das tensões de saída do sistema de controle.

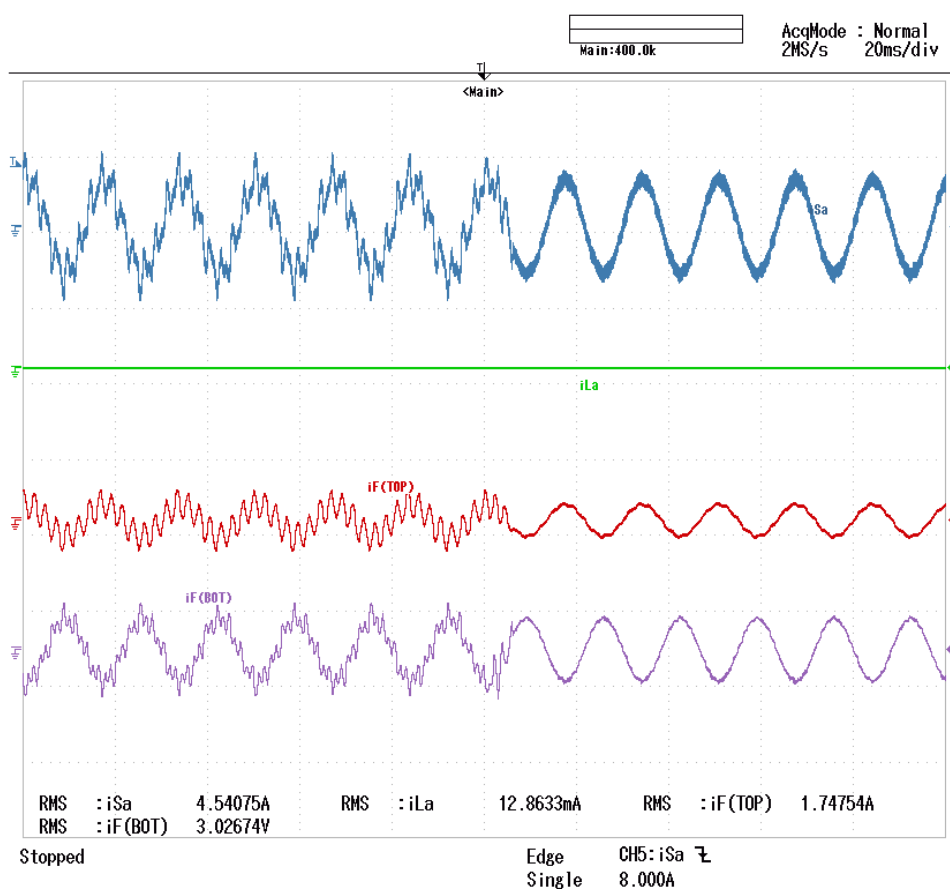


Figura 4.16: Resposta transitória do filtro híbrido baseado no inversor SSTL quando o filtro ativo é habilitado e a carga está desconectada. De cima para baixo (20ms/div): corrente da rede i_{Sa} (10 A/div); corrente da carga i_{La} (10 A/div); corrente do filtro (unidade *top*) i_{FaTOP} (10 A/div); corrente do filtro (unidade *bottom*) i_{FaBOT} (10 A/div).

4.4 Conclusões

É avaliada a topologia denominada SSTL, que utiliza dois filtros híbridos em paralelo com apenas seis chaves. Neste caso, a capacidade de compensação para cargas com elevado conteúdo harmônico é expandida mesmo com a redução do número de chaves. A desvantagem está na limitação da tensão sintetizada na sua saída, o qual é reduzido pela metade quando comparado ao VSI tradicional. Portanto, o SSTL necessita do dobro da tensão no barramento CC para funcionar de forma equivalente ao VSI.

A tabela 4.2 apresenta os resultados obtidos nas situações avaliadas. Ao contrário do que pode-se observar nas topologias anteriormente avaliadas, a SSTL conseguiu manter a THD sempre abaixo do valor definido pela norma *IEEE 519*.

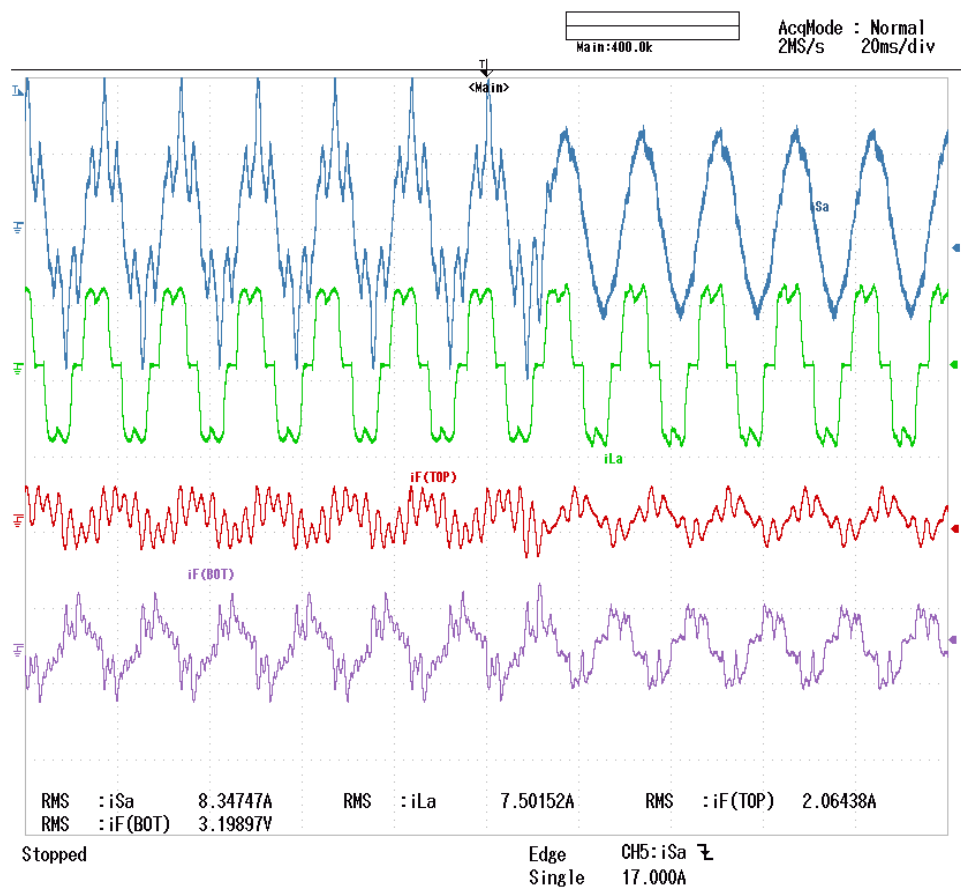


Figura 4.17: Resposta transitória do filtro híbrido baseado no inversor SSSL quando o filtro ativo é habilitado e a carga está conectada. De cima para baixo (20ms/div): corrente da rede i_{Sa} (10 A/div); corrente da carga i_{La} (10 A/div); corrente do filtro (unidade *top*) i_{FaTOP} (10 A/div); corrente do filtro (unidade *bottom*) i_{FaBOT} (10 A/div).

Tabela 4.2: Tabela da THD da topologia simulada.

Topologia	THD (seis pulsos)	THD (seis pulsos + doze pulsos)
SSSL	4,8%	4,7%

5 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou topologias de filtros híbridos com número reduzido de chaves e que não necessitam de transformadores para acoplamento à rede elétrica. O ponto de partida do trabalho foi baseado na topologia proposta em [13, 24] que conecta um filtro ativo à rede através de um conjunto de filtros LC série (Figura 2.1). Esta topologia foi mostrada em detalhes no Capítulo 2.

Resultados de simulação mostraram que para cargas não-lineares de elevado conteúdo harmônico a eficácia desta topologia é limitada, conforme observado na Tabela 2.2.

A partir dessa ideia foi possível desenvolver alternativas que têm como objetivo o incremento de funções de qualidade de energia como compensação de potência reativa. A viabilidade dessa proposta foi apresentada no Capítulo 3. É importante ressaltar que esta compensação de reativo está sempre limitada pelo tamanho do capacitor que faz parte do filtro LC (Figura 3.1) e pelo nível de tensão do barramento CC. No entanto, mesmo pequenos ajustes são sempre desejáveis e possíveis de serem efetuados.

A partir dos resultados de simulação foi possível observar que o fator de potência do sistema pode ser alterado de forma dinâmica com a implementação desta funcionalidade (Figura 3.5), portanto, apesar das limitações esta função torna-se viável.

Além disso, foram apresentadas topologias baseadas na proposta de Akagi mas com número reduzido de chaves. A redução do número de chaves torna o sistema mais robusto

e, portanto, menos susceptível a falhas, além de reduzir bastante a complexidade do sistema como um todo. Ainda no Capítulo 3 foi apresentado o filtro híbrido proposto em [29] com a retirada de um braço o que possibilita o uso de apenas 4 chaves para implementar o filtro híbrido trifásico. Foi apresentada ainda, no Capítulo 3, a possibilidade de utilização dessa estrutura com número reduzido de chaves em uma configuração *back-to-back* de forma a melhorar a performance do sistema como um todo.

Naturalmente, esta abordagem tem como desvantagem a necessidade de elevação da tensão do barramento CC para manter a capacidade de compensação, porém na situação aqui tratada o nível de tensão relativamente baixo justifica a adoção desta topologia.

No Capítulo 4, foi apresentada uma proposta de filtro substituindo o conversor *back-to-back* de 8 chaves pelo conversor seis-chaves com um número ainda mais reduzido de chaves. Sendo assim, foi possível realizar um conversor *back-to-back* trifásico utilizando apenas 6 chaves. A redução no número de chaves diminui a performance do sistema no que diz respeito a compensação de harmônicos mas reduz a complexidade do mesmo.

A estratégia de controle empregada é semelhante para todas as topologias verificadas: ação de controle *feedback* com controlador proporcional e controle *feedforward*, isto não garante erro nulo em regime. É interessante a avaliação de controles que podem garantir erro nulo para algumas componentes especificadas no projeto de controle. Por exemplo controlador ressonante e controle preditivo são opções naturais neste tipo de situação. A Tabela 5.1 contém um resumo dos resultados obtidos para as topologias avaliadas neste trabalho. É possível observar resultados distintos para cada topologia, considerando a mesma configuração do sistema elétrico de referência. Destaca-se a topologia SSTL com resultados dentro dos valores limite, apontados pela norma IEEE [4], nos dois cenários de avaliação adotados.

Resultados de simulação, comparações de THD e resultados experimentais permitiram a avaliação da eficácia das topologias e funcionalidades aqui tratadas, com destaque para a topologia baseada no inversor SSTL, onde foi possível a realização de um protótipo que permitiu uma avaliação real, comprovando sua eficácia e robustez para o uso ao qual foi

Tabela 5.1: Tabela da THD das topologias simuladas.

Topologia	THD (seis pulsos)	THD (seis pulsos + doze pulsos)
VSI	6,3%	8,0%
FSTPI	10,8%	9,5%
Dual	6,4%	5,0 %
SSTL	4,8%	4,7%

projetado.

REFERÊNCIAS

- [1] R. Kingston and Y. Baghzouz, “Power factor and harmonic compensation in industrial power systems with nonlinear loads,” in *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1994. Conference Record, Papers Presented at the 1994 Annual Meeting, 1994 IEEE*, Maio 1994, pp. 235–239.
- [2] A. Delaiba, J. de Oliveira, A. Vilaca, and J. Cardoso, “The effect of harmonics on power transformers loss of life,” in *Circuits and Systems, 1995., Proceedings., Proceedings of the 38th Midwest Symposium on*, vol. 2, Agosto 1995, pp. 933–936 vol.2.
- [3] E. F. Fuchs and M. A. S. Masoum, “Power quality in power systems and electrical machines,” vol. 1, Março 2008, p. 638.
- [4] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System.*, IEEE, Outubro 1991. [Online]. Available: <https://standards.ieee.org/findstds/standard/519-1992.html>
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. Nova Iorque, Estados Unidos: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [6] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 3rd ed. Nova Iorque, Estados Unidos: Elsevier, 2010.
- [7] F. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, “Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 144–152, Janeiro 1993.
- [8] H. Akagi, “Modern Active Filters and Traditional Passive Filters,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences - Technical Sciences*, vol. 54, no. 3, pp. 255–69, Setembro 2006.
- [9] S. Ostroznik, P. Bajec, and P. Zajec, “A study of a hybrid filter,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 3, pp. 935–942, Março 2010.

- [10] D. Rivas, L. Moran, J. Dixon, and J. Espinoza, "Improving passive filter compensation performance with active techniques," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 1, pp. 161–170, Fevereiro 2003.
- [11] H. Akagi, "Active harmonic filters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, Dezembro 2005.
- [12] M. Routimo, M. Salo, and H. Tuusa, "Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 636–643, Março 2007.
- [13] H. Fujita and H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE*, Outubro 1990, pp. 1107–1112 vol.2.
- [14] R. Inzunza and H. Akagi, "A 6.6-kv transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 4, pp. 893–900, Julho 2005.
- [15] H. Akagi, S. Srianthumrong, and Y. Tamai, "Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters," in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 2, Outubro 2003, pp. 1195–1202 vol.2.
- [16] F.-Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A novel harmonic power filter," in *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, Abril 1988, pp. 1151–1159 vol.2.
- [17] H. Fujita and H. Akagi, "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 6, pp. 1020–1025, Novembro 1991.
- [18] S. Bhattacharya and D. Divan, "Design and implementation of a hybrid series active

- filter system,” in *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 1, Junho 1995, pp. 189–195 vol.1.
- [19] S.Bhattacharya, P. Cheng, and D. Divan, “Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, San Jose, CA, Março 1996, pp. 911–917.
- [20] S. Rahmani, K. Al-Haddad, and F. Fnaiech, “A hybrid structure of series active and passive filters to achieving power quality criteria,” in *Systems, Man and Cybernetics, 2002 IEEE International Conference on*, vol. 3, 2002, p. 6.
- [21] G. Escobar, A. Stankovic, V. Cardenas, and P. Mattavelli, “A controller based on resonant filters for a series active filter used to compensate current harmonics and voltage unbalance,” in *Control Applications, 2002. Proceedings of the 2002 International Conference on*, vol. 1, 2002, pp. 7–12 vol.1.
- [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,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 1, pp. 132–139, Fevereiro 2004.
- [23] 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,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 6, pp. 821–827, Novembro 2001.
- [24] 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. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 874–882, Maio-Junho 2003.
- [25] D. Rivas, L. Moran, J. Dixon, and J. Espinoza, “Improving passive filter compensation performance with active techniques,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 1, pp. 161–170, Fevereiro 2003.
- [26] S. Hosseini, T. Nouri, and M. Sabahi, “An improved transformerless hybrid active power filter with adjustable reactive power compensation capability,” in *Electrical and*

- Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on*, Novembro 2009, pp. I-254–I-257.
- [27] H. Akagi, S. Ogasawara, and H. Kim, “The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach,” vol. 1, Outubro 1999, pp. 431 – 439.
- [28] C. Jacobina, E. da Silva, A. Lima, and R. Ribeiro, “Vector and Scalar Control of a Four Switch Three Phase Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 3, pp. 2422–2429, Outubro 1995.
- [29] J.-C. Wu, H.-L. Jou, Y.-T. F. Hsu, W.-P., M.-S. Huang, and H. W.-J., “Novel Circuit Topology for Three-Phase Active Power Filter,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 444–449, 2007.
- [30] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, and S. Bhattacharya, “Parallel-connected shunt hybrid active power filters operating at different switching frequencies for improved performance,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 11, pp. 4007–4019, Novembro 2012.
- [31] L. Limongi, L. da 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,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 1, pp. 40–51, Janeiro 2015.
- [32] 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, Setembro 2007.