

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



LEONARDO RODRIGUES LIMONGI



FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA
PARA COMPENSAÇÃO DE
HARMÔNICOS DE CORRENTE E
POTÊNCIA REATIVA

VIRTUS IMPAVIDA

RECIFE, ABRIL DE 2006.

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI

FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA
PARA COMPENSAÇÃO DE
HARMÔNICOS DE CORRENTE E
POTÊNCIA REATIVA

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

ORIENTADOR: PROF. MARCELO CABRAL CAVALCANTI, D.Sc.

Recife, Abril de 2006.

©Leonardo Rodrigues Limongi, 2006

Limongi, Leonardo Rodrigues

Filtros ativos de potência para compensação de harmônicos de corrente e potência reativa / Leonardo Rodrigues Limongi. – Recife : O Autor, 2006.

140 folhas : il., fig., tab.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Engenharia Elétrica, 2006.

Inclui bibliografia e apêndice.

2 1. Engenharia elétrica – Eletrônica de potência. 2. Filtros ativos – Qualidade de energia – Potência reativa. 3. Conversores – Controle de corrente. I. Título.

621.38

CDU (2.ed.)

UFPE

621.381532

CDD (22.ed.)

BC2006 – 468



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE MESTRADO ACADÊMICO DE

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI

TÍTULO

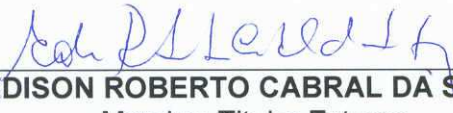
**“FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARA COMPENSAÇÃO DE
HARMÔNICOS DE CORRENTE E POTÊNCIA REATIVA”**


A comissão examinadora composta pelos professores:
MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEESP/UFPE, FRANCISCO DE
ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEESP/UFPE, MANOEL AFONSO DE
CARVALHO JÚNIOR, DEESP/UFPE e EDISON ROBERTO CABRAL DA
SILVA, DEE/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato
LEONARDO RODRIGUES LIMONGI APROVADO.

Recife, 17 de abril de 2006.


JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO
Coordenador do PPGE


MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Orientador e Membro Titular Interno


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA
Membro Titular Externo


FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Co-Orientador e Membro Titular Interno


MANOEL AFONSO DE CARVALHO JÚNIOR
Membro Titular Interno

Aos meus pais Sérgio e Lúcia,
pelo apoio, entusiasmo e dedicação.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a meus pais (Sérgio e Lúcia) pelo forte incentivo e apoio em todos os sentidos. Obrigado ao meu pai, por tão precocemente me mostrar o que verdadeiramente um Engenheiro é capaz de fazer. As minhas irmãs, Carolina, companheira de infância, e a “gorda” (Lorena). Não posso esquecer também do meu “amozão” (Luciana), pela grande paciência e companheirismo dedicados a mim.

Obrigado aos Professores do PPGEE por acreditar nesse trabalho e a CAPES pelo apoio financeiro.

Muito obrigado aos professores Marcelo Cabral Cavalcanti, Francisco de Assis dos Santos Neves e Zanoni Dueire Lins, aos quais dedico minha mais profunda estima, pelos ensinamentos, apoio e amizade.

Agradeço imensamente as contribuições dos Professores Marcos Antônio Severo Mendes, Porfírio Cabaleiro Cortizo e Paulo Fernando Seixas da Universidade Federal de Minas Gerais-UFMG, durante a elaboração desse trabalho, sobretudo na parte experimental. E ao falar em experimentos, o que seria de mim sem o colega Eng. Gustavo, inseparável companheiro, no laboratório do GEPAE.

Agradeço aos amigos companheiros de mestrado, pela ajuda imprescindível na imensa luta travada contra os métodos matemáticos, Geane, Alex, Zeca, Eldermarcio, Otoni e Ricardo. Aos colegas Marcos Müller e Eric Bouton serei sempre grato por me manterem motivado em busca dos meus ideais.

Obrigado aos colegas do GEPAE Samuel, Sílvio, Kleber, Josué, Gustavo, Vitor, Fabrício e ao grande colega talibã André por criar o mais produtivo dos ambientes para se trabalhar que eu já tive oportunidade de presenciar.

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI

Universidade Federal de Pernambuco

17 de Abril de 2006

*É muito melhor arriscar coisas
grandiosas, alcançar triunfos e
glórias, mesmo expondo-se a
derrota, do que formar fila com os
pobres de espírito que nem gozam
muito nem sofrem muito, porque
vivem nessa penumbra cinzenta
que não conhece vitória nem
derrota.*

Theodore Roosevelt

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

**FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARA
COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS DE CORRENTE
E POTÊNCIA REATIVA**

Leonardo Rodrigues Limongi

Abril/2006

Orientador: Prof. Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Filtros ativos, Conversores, Controle de corrente, Qualidade de energia, Potência reativa

Número de páginas: 140

A popularização dos componentes eletrônicos e o conseqüente aparecimento de novas tecnologias impulsionaram o surgimento de problemas na qualidade da energia da rede elétrica. O principal objetivo dessa dissertação é estudar as propostas de compensação das distorções nas correntes da rede elétrica geradas pela presença de cargas que contém um alto conteúdo harmônico. Dentro desse cenário, os filtros ativos aparecem como principal proposta para solucionar os problemas relacionados a harmônicos. No entanto, o bom desempenho no controle desses filtros é extremamente dependente da estratégia adotada para obtenção das referências de controle a serem impostas. Quatro dessas teorias são, então, estudadas e comparadas sob condições severas de harmônicos e desequilíbrios da tensão da rede. Além disso, é realizado um estudo de duas propostas de Phased Locked Loop (PLL) adotadas para obtenção do ângulo necessário na transformação de variáveis abc para dq (utilizada em algumas das estratégias de obtenção da referência). Dentro das topologias de filtros ativos, os filtros paralelos e híbridos são apresentados e comparados. Com os resultados de simulação obtidos, foi mostrado que o filtro ativo paralelo apresenta melhores resultados para compensação de harmônicos de corrente e compensação de reativos. Desta forma, o filtro ativo paralelo

foi implementado utilizando o processador digital de sinal (Digital Signal Processor - DSP) TMS320F2812.

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

**ACTIVE POWER FILTERS FOR CURRENT
HARMONICS AND REACTIVE POWER
COMPENSATION**

Leonardo Rodrigues Limongi

April/2006

Supervisor: Prof. Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

Area of Concentration: Energy processing

Keywords: Active filters, Converters, Current control, Power quality, Reactive power.

Number of pages: 140

The widespread use of the electronic components and the consequent appearance of new technologies have stimulated the appearance of problems in power quality of the electric net. The main objective of this dissertation is study the proposals of currents compensation in the electric net generated by the presence of loads that contains high harmonic content. Inside of this scene, the active filters appear as main proposal to solve the problems related the harmonic ones. However, the good performance in the control of these filters is extremely dependent of the strategy adopted to determine the references to be imposed on the current control of the active filter. Four of these theories are studied and compared under two conditions; considering the presence of severe harmonic contents in the source voltage and the second comparison is made considering the set of three-phase voltage unbalanced. Moreover, a study of two proposals of Phased Locked Loop (PLL) adopted to find the necessary angle in the transformation of coordinates abc to dq (used in some of the strategies mentioned). Inside of the topologies of active filters, the parallel and hybrid filters are presented and compared. With the simulation results, it is shown that the parallel active filter presents better results for compensation of harmonic load content. Therefore, this filter was implemented using the digital processor of signal (Digital Signal Processor - DSP)

TMS320F2812.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Retificador trifásico.	19
1.2	Formas de onda de uma das fases do retificador trifásico.	19
1.3	Fontes de tensão	20
1.4	Esquema da rede conectada a carga e ao filtro.	22
1.5	Ressonância série.	24
1.6	Ressonância paralela.	24
1.7	Conversores	25
1.8	Topologias de filtros ativos.	26
1.9	Princípio de compensação do filtro paralelo.	27
1.10	Princípio de compensação do filtro série.	27
1.11	Filtro híbrido - conexão série entre filtro passivo e ativo.	28
2.1	Decomposição da potência instantânea	34
2.2	Esquema simplificado de compensação de corrente	35
2.3	Transformação de referencial estacionário abc para o referencial estacionário $\alpha\beta$	38
2.4	Transformação de referencial estacionário abc para referencial síncrono dq	41
2.5	Esquema simplificado de compensação de corrente	47
2.6	Determinação das correntes de referências utilizando a teoria IRP . . .	48
2.7	Determinação das correntes de referências utilizando a teoria SRF . . .	49
2.8	Referências IRP1 e SRF1 sob condições de tensões balanceadas e não distorcidas	49
2.9	Referências IRP1 e SRF1 sob condições de tensões balanceadas e distorcidas	50
2.10	Referências IRP1 e SRF1 com desbalanceamento da tensão trifásica . .	51
2.11	Determinação das correntes de referência utilizando a teoria IRP Estendida	51
2.12	Determinação das correntes de referência utilizando a teoria da Potência Média SRF.	51
2.13	Referências IRP2 e SRF2 sob condições de tensões balanceadas e não distorcidas	52
2.14	Referências IRP2 e SRF2 sob condições de tensões balanceadas e distorcidas	53

2.15	Referências IRP2 e SRF2 sob condições de tensões desbalanceadas e distorcidas	53
2.16	Phased Locked Loop.	54
2.17	Resposta do PLL para diferentes larguras de banda	55
2.18	Resposta do SRF-PLL com a tensão da rede distorcida e desbalanceada	56
2.19	Eixos $d^n - q^n$ e $d^m - q^m$	58
2.20	Esquema de desacoplamento.	59
2.21	DSRF-PLL	59
2.22	Resposta do MSRF-PLL com a tensão da rede distorcida e desbalanceada.	60
2.23	Simulação das técnicas SRF1 e SRF2 com o MSRF-PLL	60
3.1	Filtro ativo paralelo conectado a rede.	64
3.2	Esquema de filtragem das potências p e q	68
3.3	Diagrama de controle do filtro ativo paralelo	72
3.4	Resultados de simulação IRP	73
3.5	Resultados de simulação IRP com as tensões da rede distorcidas	74
3.6	Resultados de simulação IRP com as tensões da rede desbalanceadas .	74
3.7	Obtenção das referências de corrente	75
3.8	Diagrama de controle do filtro ativo paralelo	79
3.9	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria SRF	80
3.10	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria SRF com as tensões da rede distorcidas	80
3.11	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria SRF com as tensões da rede desbalanceadas	81
3.12	Esquema para extração da referência de controle da teoria IRP estendida.	82
3.13	Esquema para extração da referência de controle da potência média SRF.	82
3.14	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria IRP estendida	83
3.15	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria IRP estendida com as tensões da rede distorcidas	83
3.16	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria IRP estendida com as tensões da rede desbalanceadas	84
3.17	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria da potência média SRF	84
3.18	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria da potência média SRF com as tensões da rede distorcidas	85
3.19	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria da potência média SRF com as tensões da rede desbalanceadas	85
3.20	Filtro híbrido de potência.	86
3.21	Circuito equivalente	87
3.22	Circuito equivalente para a componente fundamental	87
3.23	Circuito equivalente para as componentes harmônicas	88
3.24	Esquema para obtenção da referência IRP	90

3.25	Filtro híbrido utilizando a teoria IRP	92
3.26	Resultados de simulação do filtro híbrido utilizando a teoria IRP	93
3.27	Esquema para obtenção da referência SRF	94
3.28	Filtro híbrido utilizando a teoria SRF	95
3.29	Resultados de simulação do filtro híbrido utilizando a teoria SRF	96
3.30	Extração da referência utilizando a teoria IRP estendida	96
3.31	Extração da referência utilizando a teoria da potência média SRF	96
3.32	Resultados de simulação do filtro híbrido utilizando a teoria IRP estendida	97
3.33	Resultados de simulação do filtro híbrido utilizando a teoria da potência média SRF	97
3.34	Compensação de potência reativa dos filtros paralelo e híbrido.	99
3.35	Desempenho dos filtros.	100
3.36	Desempenho dos filtros durante uma variação de frequência.	100
3.37	Desempenho dos filtros híbrido e passivo com alteração de 10% da capacitância do filtro.	101
4.1	<i>Arquitetura</i> Von Neumann	106
4.2	<i>Arquitetura</i> Harvard	106
4.3	Disposição interna do DSP	107
4.4	Modo de contagem up.	110
4.5	Modo de contagem direcional up/down.	111
4.6	Modo de contagem continuous up/down.	111
4.7	Autosequenciador	114
4.8	Duplo sequenciador	115
4.9	Ordem das conversões AD	115
4.10	Resultado da conversão de tensões positivas e negativas em Q.15	116
4.11	Resultado da conversão de tensões apenas positivas em Q.15	117
4.12	Circuito para condicionar sinal de corrente.	118
4.13	Circuito para condicionar sinal de tensão.	118
4.14	Visualização de variáveis utilizando o <i>Jtag</i>	119
4.15	Simulação das correntes de carga em dq.	119
4.16	Resultados da implementação do filtro paralelo 1.	120
4.17	Resultados da implementação do filtro paralelo 2.	120
A.1	Inversor trifásico	125
A.2	Obtenção da seqüência zero.	125
A.3	Tensão de pólo distorcida.	126
A.4	Vetores ativos.	126
A.5	Vetor nulo composto por \vec{v}_0 e \vec{v}_7	128
A.6	Vetor nulo composto por \vec{v}_0	128
A.7	Vetor nulo composto por \vec{v}_7	129
A.8	Vetor nulo composto por \vec{v}_0 e \vec{v}_7 dispostos simetricamente.	129

LISTA DE TABELAS

2.1	Expressões trigonométricas	42
2.2	Resultados dos THD's de simulação	54
4.1	Interrupções dos periféricos do DSP	109

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Filtros passivos	21
1.2	Filtros ativos	24
1.2.1	Classificação dos conversores	25
1.2.2	Classificação das Topologias	25
1.2.3	Classificação quanto ao número de fases	29
1.3	Estratégias de obtenção das correntes de referência	29
1.4	Objetivos	30
1.5	Síntese dos capítulos	31
2	ESTRATÉGIAS DE OBTENÇÃO DAS CORRENTES DE REFERÊNCIA PARA CONTROLE DOS FILTROS ATIVOS	32
2.1	Introdução	32
2.2	Teoria da potência ativa e reativa convencional	33
2.3	Teorias para determinação das referências de controle	35
2.4	Teoria da potência reativa instantânea (Teoria IRP)	36
2.5	Obtenção da referência de controle através da transformação de variáveis para o referencial síncrono dq	40
2.6	Teoria da potência reativa instantânea estendida (Teoria IRP Estendida)	43
2.7	Estratégia de obtenção da referência baseada na Potência Mé- dia SRF	44
2.8	Comparação do desempenho das teorias de potência instantânea	47
2.9	Influência do PLL na obtenção da referência de controle	53
2.10	Conclusão	58
3	MODELAGEM E CONTROLE DO FILTROS ATIVOS	63
3.1	O filtro ativo paralelo	63
3.2	Modelagem do filtro ativo paralelo no referencial abc	64
3.3	Controle do filtro ativo paralelo no referencial $\alpha\beta$	67
3.3.1	Modelagem do filtro ativo paralelo em $\alpha\beta$	68
3.3.2	Controle das correntes harmônicas	70
3.3.3	Controle da tensão do barramento dc	71

3.3.4	Resultados de simulação	72
3.4	Controle do filtro ativo paralelo no referencial síncrono dq . . .	74
3.4.1	Modelagem do filtro ativo paralelo em dq	75
3.4.2	Controle das correntes harmônicas	76
3.4.3	Controle da tensão do barramento	77
3.4.4	Resultados de simulação	78
3.5	Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando as teorias IRP estendida e da potência média SRF	81
3.6	O filtro híbrido paralelo passivo e série ativo	85
3.7	Princípio de funcionamento do isolador harmônico	87
3.8	Modelagem do isolador harmônico no referencial abc	89
3.9	Controle do isolador harmônico utilizando a teoria IRP	89
3.9.1	Modelagem do Isolador harmônico utilizando a teoria IRP	91
3.9.2	Resultados de simulação	92
3.10	Controle do isolador harmônico utilizando a teoria SRF	93
3.10.1	Modelagem do isolador harmônico utilizando a teoria SRF	94
3.10.2	Resultados de simulação	94
3.11	Simulações do filtro híbrido utilizando as teorias IRP estendida e da potência média SRF	95
3.12	Comparação dos filtros paralelo e híbrido	97
3.13	Conclusão	101
4	IMPLEMENTAÇÃO DOS FILTROS UTILIZANDO O PROCESSADOR DIGI- TAL DE SINAIS	103
4.1	A aritmética de ponto fixo	104
4.1.1	Representação de números fracionários (notação Q.n) . .	104
4.2	Arquitetura do dsp	105
4.2.1	Unidade central de processamento-CPU	107
4.3	Interrupções	108
4.3.1	Interrupções externas	108
4.3.2	Interrupções de periféricos	108
4.4	Gerenciadores de eventos	109
4.4.1	Modos de contagem	110
4.4.2	Interrupções geradas pelo gerenciador de eventos	112
4.5	Conversão Analógica-Digital	112
4.5.1	Sequenciadores	113
4.5.2	Modos de operação	113
4.5.3	Manipulação dos resultados da conversão AD	114
4.5.4	Circuito de <i>interface</i> para os conversores AD	116
4.6	Implementação do filtro ativo paralelo	117
4.7	Conclusão	121

5	CONCLUSÕES, COMENTÁRIOS E SUGESTÕES	122	
	Apêndice A	MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO	124
	A.1	Métodos de PWM com injeção de seqüência zero	124
	A.2	Condições de simetria	126
	A.3	Implementação do PWM Escalar Regular Trifásico Simétrico .	129
	REFERÊNCIAS		132

1 | INTRODUÇÃO

A popularização dos componentes eletrônicos e o conseqüente aparecimento de novas tecnologias impulsionaram o surgimento de problemas na qualidade da energia da rede elétrica [1].

Entende-se por problemas em qualidade de energia, aqueles manifestados na tensão, corrente ou freqüência que resultam na falha ou no funcionamento incorreto de algum equipamento [2]. Entre os diversos problemas [2],[4], pode-se citar:

- Variações de freqüência;
- Afundamentos de tensão;
- Sobretensões;
- Desbalanceamentos;
- Distorções.

Entre os problemas citados, é dada ênfase nessa dissertação, a compensação das distorções geradas pela presença de cargas que contém um alto conteúdo harmônico.

Existem alguns casos em que as distorções na rede são aleatórias e acreditava-se que elas, eram responsáveis pelos problemas relacionados a qualidade de energia. A maioria dessas distorções, no entanto, é periódica e sua freqüência é múltiplo inteiro da freqüência fundamental do sistema de potência. Por essa razão costuma-se empregar o termo harmônico para se referir a uma distorção na rede elétrica [2].

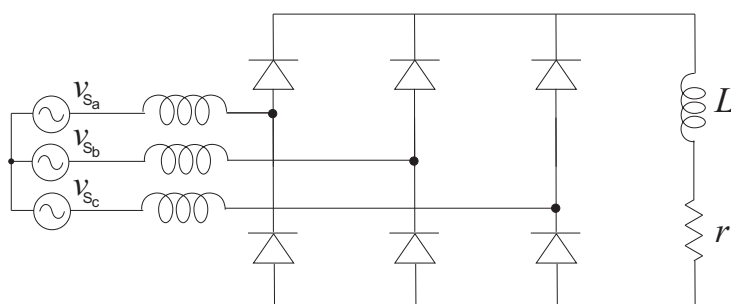


Figura 1.1: Retificador trifásico.

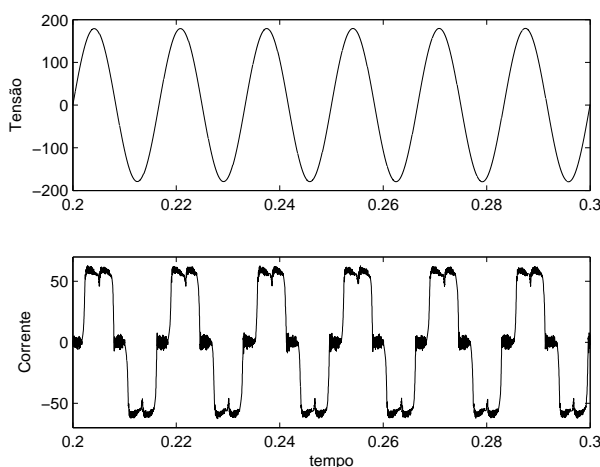


Figura 1.2: Formas de onda de uma das fases do retificador trifásico.

Os harmônicos aparecem quando se conectam cargas não lineares à rede elétrica. Na Fig.1.1, tem-se o exemplo de um retificador trifásico que se constitui numa carga bastante comum nos dias atuais. A não linearidade de uma carga é caracterizada quando a corrente não é proporcional à tensão aplicada. Verifica-se na Fig.1.2 que enquanto a tensão é perfeitamente senoidal, a corrente no retificador é distorcida. Além das distorções na corrente, a rede pode ainda apresentar distorções em sua tensão, que são geradas pela corrente distorcida fluindo através da impedância da rede [2].

Sabe-se que, em geral, funções periódicas podem ser representadas por somas de múltiplos de senos e cossenos, como na equação (1.1). Utilizando a série de Fourier é possível estudar a influência de cada harmônico na distorção total da forma de onda.

$$f(t) = F_0 + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(hwt) + b_h \sin(hwt)] \quad (1.1)$$

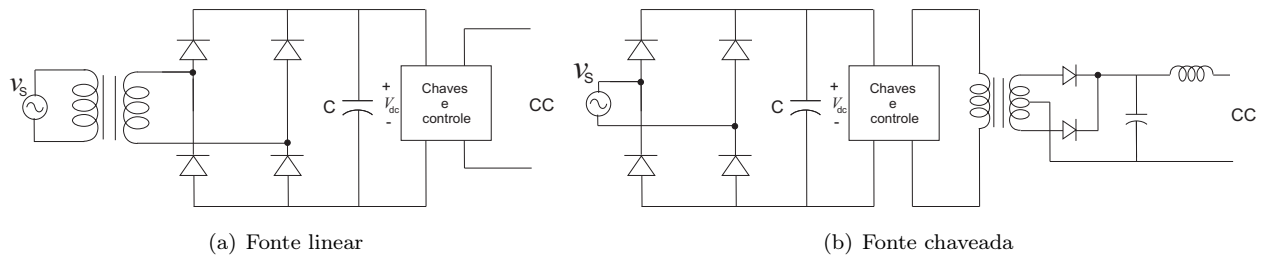


Figura 1.3: Fontes de tensão

onde $F_0 = 1/2a_0$ é o valor médio de $f(t)$. De posse das componentes harmônicas da equação (1.1) pode-se medir a distorção harmônica total através da expressão (1.2).

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{F_{sh}}{F_{s1}} \right)^2} \quad (1.2)$$

onde F_{s1} representa a componente fundamental e F_{sh} a h-ésima componente harmônica. A norma IEEE 519 [3] limita a emissão de harmônicos na rede elétrica. O percentual de THD por si só não revela totalmente a contribuição de uma determinada carga para a degradação da rede elétrica. Para isso é importante se levar em conta a intensidade de corrente consumida da rede por essa carga.

Antes do surgimento de transistores de capacidade de chaveamento rápido com pequenas perdas, uma grande fatia do mercado era ocupada pelas fontes série ou lineares. Essas fontes de tensões CC são construídas utilizando transistores que funcionam na região ativa e são conectadas à rede através de um transformador abaixador (Fig.1.3(a)).

Embora as fontes lineares ainda tenham muitas aplicações, as chaveadas (Fig.1.3(b)) já estão presentes numa grande variedade de equipamentos, como por exemplo em computadores pessoais. A grande vantagem desse tipo de fonte é a menor potência dissipada, possuindo ainda outras características adicionais como peso e tamanho bastante reduzidos, isso devido a utilização de um transformador em frequências altas ao invés de utiliza-lo na frequência da rede. As fontes chaveadas são conectadas à rede sem a utilização de um transformador e a ausência dessa indutância faz com que a distorção da corrente alcance níveis elevados em comparação com as fontes lineares [2].

Devido ao grande impacto econômico, as lâmpadas fluorescentes se tornaram bas-

tante populares. Para acender esse tipo de lâmpada é necessário um reator, que inicialmente era eletromagnético e posteriormente passou a ser eletrônico. O reator eletrônico possui algumas vantagens em relação ao eletromagnético. No entanto, o THD de corrente gerado por esses reatores é muito maior do que o gerado pelo reator eletromagnético. Isso se constitui em um problema a medida que à demanda por esse tipo de tecnologia cresce [2].

As fontes chaveadas e os reatores eletrônicos se constituem em importantes exemplos para explicar o crescente interesse dos engenheiros em suprimir os harmônicos da rede. Um aspecto interessante a se notar é que os equipamentos que injetam distorções na rede elétrica são os mais afetados pela presença das mesmas.

Uma maneira de suprimir harmônicos da rede é utilizar filtros passivos. Essa alternativa, no entanto, mostrou-se inadequada. O reconhecimento dessas limitações impulsionou o desenvolvimento do filtro ativo de potência, que se constitui em uma alternativa mais eficaz na eliminação de harmônicos na rede elétrica.

1.1 Filtros passivos

Os filtros passivos atuam como um caminho de baixa impedância para os harmônicos de corrente. Essa alternativa, no entanto, não é muito eficiente pelas seguintes razões [5]-[9]:

- O valor da impedância da rede é desconhecida¹ e influencia fortemente as características de compensação dos filtros passivos;
- Uma variação de frequência da rede causa a perda de sintonia dos filtros;
- Os filtros podem entrar em ressonância com a rede em uma determinada frequência harmônica;
- Os filtros podem entrar em anti-ressonância com a carga em uma determinada frequência harmônica;
- Possuem uma característica de compensação fixa não apresentando a mesma eficiência numa possível mudança de carga;
- Harmônicos provenientes de outras cargas são atraídos pelos filtros;

¹O estudo para determinação da impedância da rede está invariavelmente associado a altos custos.

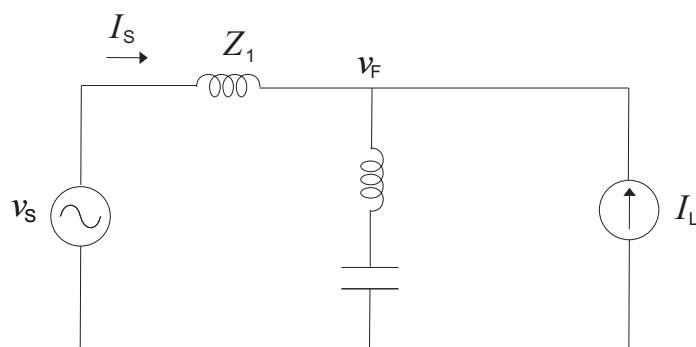


Figura 1.4: Esquema da rede conectada a carga e ao filtro.

- Apresentam tamanho e peso bastante significativos.

Os maiores problemas entre os itens citados são os relacionados a ressonância e anti-ressonância, que desencorajam fortemente a utilização de filtros passivos. Apesar do filtro passivo atuar como um caminho de baixa impedância para as harmônicas, podem ocorrer ressonâncias em outras frequências elevando os níveis de harmônicas que não causavam perturbações antes da instalação do filtro. A Fig.1.4 mostra um circuito unifilar de uma fonte de tensão poluída de harmônicos, representada pela tensão v_s e sua impedância Z_1 . Essa fonte alimenta uma carga não-linear representada por uma fonte de corrente i_L também contendo harmônicos. Um filtro passivo está conectado em paralelo a carga com a função de eliminar os harmônicos gerados por ela. Os problemas de ressonância gerados pelos harmônicos de tensão da rede serão analisados separadamente do problema de anti-ressonância gerado pelos harmônicos de corrente da carga.

A Fig.1.5 mostra o circuito equivalente em que consideram-se apenas as componentes harmônicas da rede, desprezando a carga para essa análise. É possível, então, que para alguma frequência harmônica dessa rede, as impedâncias do filtro e da rede entrem em ressonância cancelando uma a outra. Caso isso ocorra, o efeito na rede elétrica será o de um curto-circuito, fazendo com que apareça uma sobrecorrente que passará pelo filtro passivo danificando-o. Calculando essa corrente no circuito da Fig.1.5 tem-se:

$$i = \frac{v}{Z_1 + Z_2}, \quad (1.3)$$

onde a impedância equivalente Z é formada pela impedância da rede $Z_1 = j\omega L_s$, em série com a impedância do filtro $Z_2 = j\omega L_f + 1/j\omega C_f$. Sendo assim:

$$i = \frac{v}{j\omega L_s + j\omega L_f + 1/j\omega C_f} \quad (1.4)$$

A frequência em que $Z_1 + Z_2 = 0$ será dada por:

$$f = \pm \frac{1}{2\pi \sqrt{C_f(L_s + L_f)}}. \quad (1.5)$$

Se existir, então, algum harmônico de tensão na rede com essa frequência, o mesmo causará fortes danos ao sistema.

Na Fig.1.6 desconsidera-se a influência dos harmônicos de tensão da rede, pretendendo com isso analisar apenas a influência dos harmônicos da carga. O fenômeno de anti-ressonância ocorre quando, para um dado harmônico de corrente da carga, a combinação da impedância da rede Z_1 em paralelo com a impedância do filtro produz uma alta impedância para esse harmônico. Calculando a tensão acha-se:

$$v = i(Z_1 // Z_2) \quad (1.6)$$

$$v = i \frac{j\omega L_s(j\omega L_f + 1/j\omega C_f)}{j\omega L_s + j\omega L_f + 1/j\omega C_f} \quad (1.7)$$

Para que a tensão cresça é preciso que o denominador da equação 1.7 se aproxime de zero para alguma frequência. Nessa frequência (equação 1.8), ocorrerão os problemas de anti-ressonância.

$$f = \pm \frac{1}{2\pi \sqrt{C_f(L_s + L_f)}} \quad (1.8)$$

Um dos maiores problemas na utilização de um filtro passivo é que deve-se fazer um estudo criterioso da impedância da rede antes de sua instalação e toda vez que ocorrer

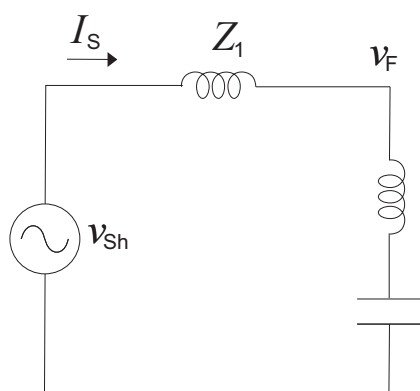


Figura 1.5: *Ressonância série.*

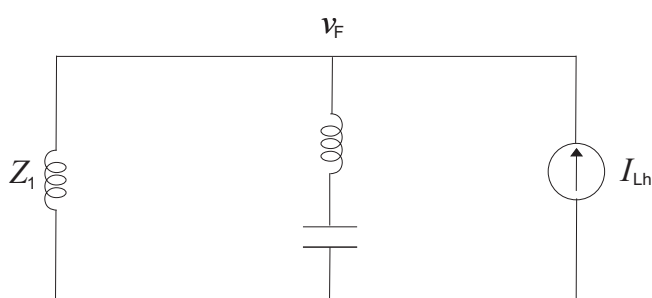


Figura 1.6: *Ressonância paralela.*

uma mudança de carga, pois esses filtros apresentam características de compensação fixas. No entanto, esse estudo possui custos elevados.

1.2 Filtros ativos

Em geral, os Filtros Ativos (FA's) são usados para compensar harmônicos de corrente e de tensão, mas existem outros benefícios que podem ser conseguidos com a utilização de um FA [4]. Entre eles, pode-se citar:

- Compensação de potência reativa;
- Regulação da tensão de sistemas trifásicos;
- Balanceamento de correntes e tensões;
- Diminuição da corrente de neutro;
- Eliminação de *flickers*² de tensão.

²O termo *Flicker* de tensão é o resultado do impacto da flutuação de tensão em lâmpadas que podem ser percebidas pelo olho humano. Muitas vezes esse termo é usado para designar flutuação de tensão. O maior causador de *flickers* de tensão nas redes de distribuição e transmissão é o forno a arco voltaico[2].

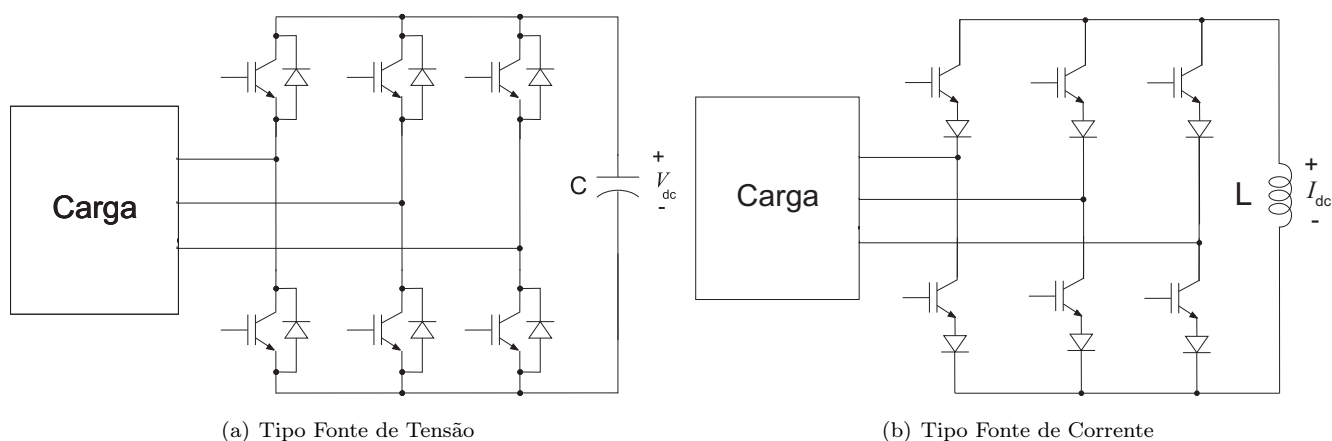


Figura 1.7: *Conversores*

A idéia de compensar harmônicos utilizando filtros ativos surgiu na década de 70 [10],[11]. No entanto, não existiam chaves suficientemente rápidas que permitissem sua construção. A primeira implementação de um filtro ativo foi realizada em 1982 utilizando um inversor fonte de corrente com chaves do tipo GTO para compensar harmônicos de corrente [8]. Os filtros ativos de potência se caracterizam como uma alternativa eficiente para eliminação dos harmônicos presentes nas tensões e correntes da rede. Eles podem ser classificados quanto à sua topologia, tipo do conversor e número de fases.

1.2.1 Classificação dos conversores

Os FA's podem ser construídos utilizando o inversor fonte de tensão (VSI) ou o inversor fonte de corrente (CSI), mostrados respectivamente na Figuras 1.7(a) e 1.7(b). A primeira implementação de um filtro ativo foi realizada utilizando um inversor fonte de corrente. Nos dias atuais o inversor fonte de tensão é amplamente utilizado devido à sua maior eficiência e menor custo quando comparado ao fonte de corrente [4],[8].

1.2.2 Classificação das Topologias

Existem quatro topologias básicas de filtros ativos [4]. São elas:

- Paralelo ou *Shunt*;
- Série;

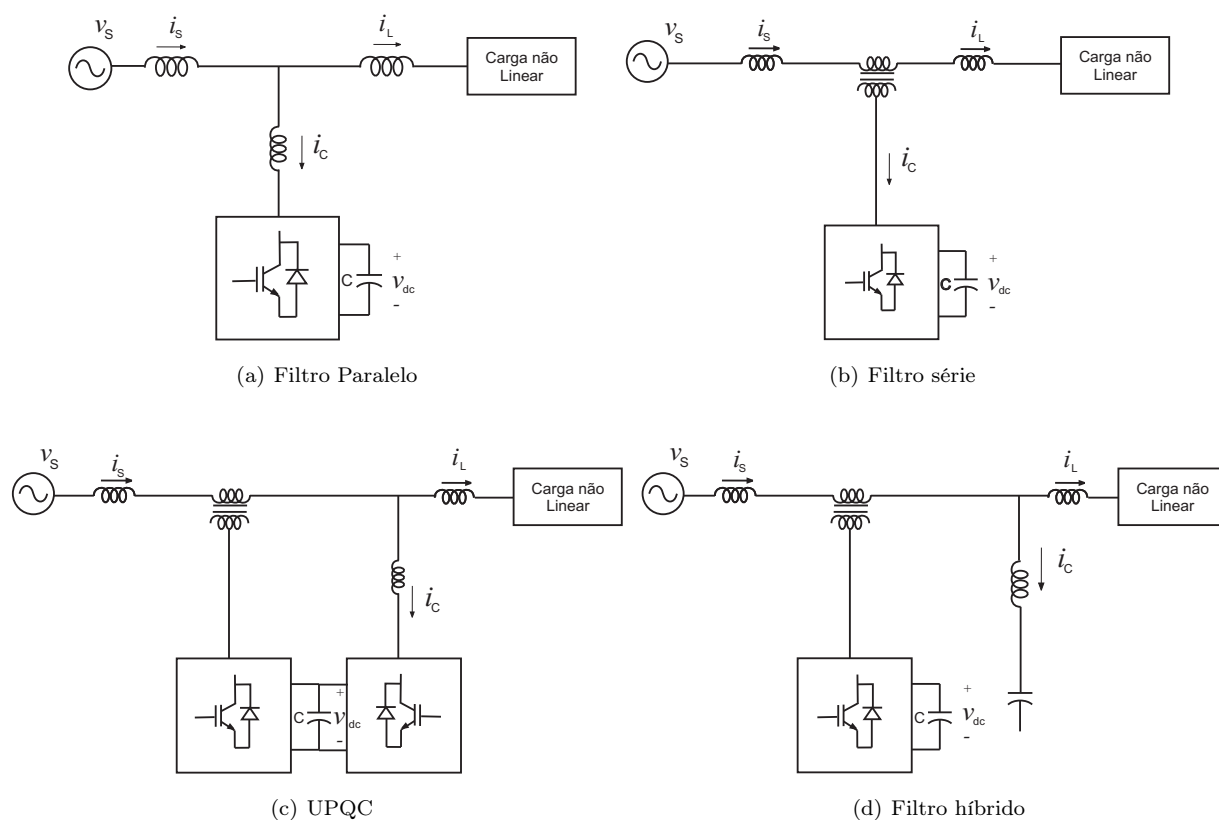


Figura 1.8: Topologias de filtros ativos.

- Híbrido;
- Condicionador unificado de qualidade de energia.

A Fig.1.8 mostra os diagramas das topologias de filtros ativos. O filtro ativo paralelo da Fig.1.8(a) foi o primeiro a ser desenvolvido e pode ser usado com a finalidade de compensar [5],[12],[13],[14],[16]:

- Harmônicos de corrente;
- Potência reativa;
- Corrente de neutro;
- Desbalanços de corrente.

Seu princípio de funcionamento é mostrado na Fig.1.9. O filtro paralelo funciona como uma fonte de corrente controlada de forma que o negativo das correntes harmônicas sejam impostas. Na Fig.1.9, ao aplicar a lei de Kirchhoff dos nós, percebe-se que a

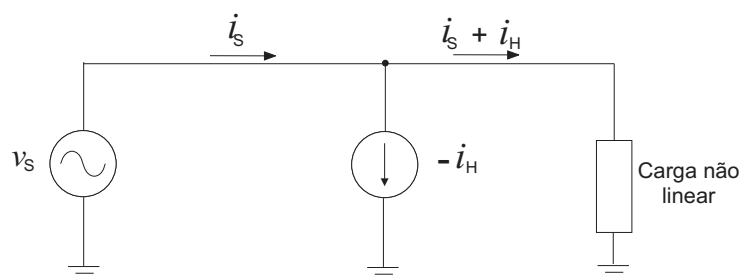


Figura 1.9: Princípio de compensação do filtro paralelo.

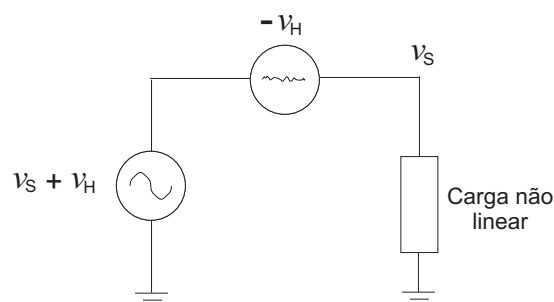


Figura 1.10: Princípio de compensação do filtro série.

corrente no ramo do inversor $-i_h$ somada à corrente distorcida da carga $i_s + i_h$ resulta numa corrente da rede puramente senoidal i_s .

O filtro ativo série na Fig.1.8(b) pode ser usado com a finalidade de compensar:

- Harmônicos de tensão;
- Desbalanços de tensão;
- Afundamentos de tensão.

O princípio de funcionamento do filtro série para compensação de harmônicos é mostrado na Fig.1.10. O filtro série é um dual do filtro shunt e funciona como uma fonte de tensão controlada de forma a impor o negativo dos harmônicos de tensão [12]. Aplicando a lei de Kirchhoff das malhas na Fig.1.10, vê-se que a tensão distorcida $v_s + v_h$ somada à tensão de saída do filtro $-v_h$ resulta na tensão da carga puramente senoidal v_s .

A combinação das topologias série e paralelo na Fig.1.8(c) originou o condicionador unificado de qualidade de energia, o UPQC (do inglês *Unified Power Quality Conditioner*). Essa topologia utiliza os filtros ativos série e paralelo em conjunto, reunindo todas as características de compensação de tensão e corrente em um único equipamento

[12],[17]. A utilização do UPQC deve ser restrita a um cenário em que existam cargas críticas, muito sensíveis às distorções harmônicas e por isso requerem um suprimento de energia de boa qualidade. Estas cargas devem estar conectadas a um barramento onde se encontram outras cargas não lineares geradoras de correntes distorcidas. Além disso, deve existir a presença de distorções nas tensões da rede. Para implementar esse filtro é preciso utilizar dois conversores acoplados a um barramento DC único como mostra a Fig.1.8(c), onde o controle da tensão do barramento é feito através do conversor ligado em paralelo. É preciso enfatizar que, do ponto de vista de resultados, esta topologia é sem dúvida a melhor entre as existentes. No entanto, a sua utilização deve ser restrita a sistemas que justifiquem um alto investimento, já que os custos da implementação do UPQC são bastante elevados [18].

O filtro híbrido na Fig.1.8(d) por sua vez tem como proposta a utilização de um filtro paralelo passivo e um série ativo [5]-[7],[9],[19]-[21]. Foram propostos para diminuir a potência dos filtros ativos, bem como seu custo inicial. O filtro ativo série funciona como um isolador harmônico de forma a impedir uma possível interação da rede elétrica com os filtros passivos. Isso elimina os problemas de ressonância dos filtros passivos e torna a tarefa de sintonizá-los bem mais fácil.

Existem ainda outras configurações de filtros híbridos. Na Fig.1.11 é apresentado o filtro ativo conectado em série com o filtro passivo paralelo. O filtro passivo em série conectado em paralelo a carga, confere ao filtro passivo um comportamento praticamente ideal. Esses filtros são usados em aplicações de altíssima potência [38]-[42].

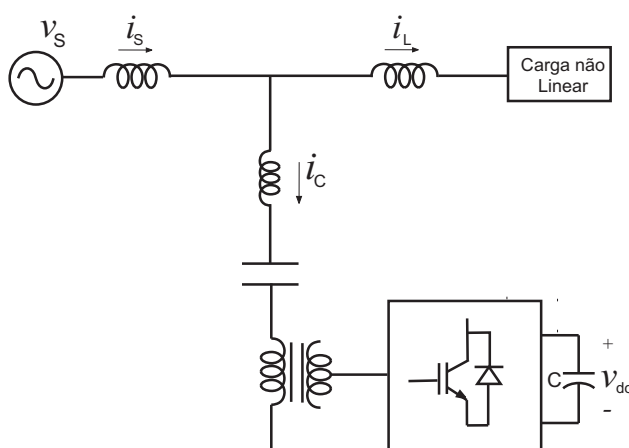


Figura 1.11: Filtro híbrido - conexão série entre filtro passivo e ativo.

Pode-se, ainda, utilizar filtros passivos paralelos em conjunto com um filtro ativo paralelo. Nesse caso, o filtro ativo paralelo compensa as harmônicas de corrente de baixa ordem, enquanto o filtro passivo fica responsável pelas harmônicas de alta ordem.

1.2.3 Classificação quanto ao número de fases

Essa classificação é baseada no número de fases utilizadas para conexão do filtro ativo. Existem muitas cargas não lineares conectadas a sistemas monofásicos. As cargas não lineares podem ainda estar conectadas à rede trifásica com ou sem a presença da conexão de neutro. Os filtros ativos, então, são classificados em a dois-fios [43]-[52], três-fios ou quatro-fios [53]-[64]. Nessa dissertação, todas as simulações e experimentos são realizados considerando sistemas a três-fios.

1.3 Estratégias de obtenção das correntes de referência

A obtenção dos sinais de compensação se constitui em uma parte muito importante do controle dos filtros ativos. As teorias para obtenção das referências de corrente foram desenvolvidas no domínio do tempo e no domínio da frequência. A geração desses sinais no domínio da frequência é baseado no cálculo da transformada de Fourier das tensões e correntes do sistema. A utilização da transformada de Fourier nessas aplicações resulta numa alta complexidade computacional e provoca muitas vezes atraso de resposta [4],[12],[25]-[27].

A geração dos sinais das referências de controle no domínio do tempo são baseados nos cálculos instantâneos dos sinais de compensação através dos sinais de tensões da rede e correntes de carga do sistema. Embora os princípios básicos dos filtros ativos trifásicos tenham surgido na década de 70 [10],[11], os mesmos se popularizaram com o desenvolvimento do trabalho de Akagi e Nabae [28],[29], no qual apresentaram novas definições de potência ativa e reativa.

As definições convencionais de potência ativa e reativa se baseiam em teorias desenvolvidas na década de 40. Essas definições eram aplicadas de forma satisfatória em situações onde as tensões e correntes do sistema eram senoidais e equilibradas. Com o surgimento da eletrônica de potência, o cenário mudou completamente e a presença de desequilíbrios e distorções no sistema elétrico se tornaram constantes.

No começo dos anos 80 Akagi et. al formularam uma teoria de potência instantânea

bem mais abrangente que a teoria convencional existente até então. Essa teoria teve uma grande aceitação por parte da comunidade científica porque representava muito mais do que um meio para controlar um filtro ativo. No entanto, a aplicação dessa teoria apresentou algumas limitações em sistemas trifásicos a 4 fios e isso motivou o surgimento de diversas outras teorias de potência instantânea [30]-[33].

No âmbito dos filtros ativos trifásicos a 3 fios, embora Akagi tenha proposto uma teoria de potência bastante sólida, a mesma apresentava problemas para determinação da referência de controle quando as tensões da rede apresentavam distorções e/ou desequilíbrios. Isso motivou a pesquisa de outras definições de teorias de potência ativa e reativa que se adequassem a esse requisito [22],[34] .

Considerando a implementação a 3 fios, o filtro ativo foi ainda implementado utilizando a teoria *Synchronous Reference Frame* (SRF) [14],[15],[20],[21] que utiliza as transformações de coordenadas abc para dq^3 e que já era amplamente utilizada no acionamento de máquinas elétricas. Essa teoria ao contrário das outras, não se utiliza de definições de potência para o cálculo das referências de controle.

1.4 Objetivos

Os principais objetivos dessa dissertação são:

- Descrever e avaliar as técnicas para a detecção das referências de controle, de um filtro ativo trifásico a 3 fios;
- Descrever e avaliar as técnicas de *Phased Locked Loop* utilizadas para determinação do ângulo do vetor tensão de referência utilizadas nas técnicas de obtenção das referências de controle que são definidas no referencial $dq0$;
- Realizar uma comparação das características e do desempenho dos filtros passivo paralelo e ativo série (híbrido), paralelo ativo, e passivo através de simulação;
- Construção de um protótipo com objetivo de compensar harmônicos de corrente e corrigir fator de potência com o filtro que obtiver o melhor desempenho na comparação do item anterior.

³Também conhecida como transformação de Park

1.5 Síntese dos capítulos

O capítulo 1 desta dissertação apresentou uma conceituação do problema da presença de distorções causadas por harmônicos na rede elétrica. Foi apresentada uma introdução sobre filtros passivos onde destacou-se os pontos negativos dessa alternativa de suprimir harmônicos de corrente. Além disso, foi introduzido o princípio de funcionamento dos filtros ativos e sua classificação.

No capítulo 2, serão apresentadas as técnicas de obtenção das referências de corrente para o controle dos filtros ativos. Serão apresentados as comparações das teorias de obtenção das referências de controle. Adicionalmente, será apresentada uma comparação entre duas estratégias de PLL utilizadas nas simulações.

No capítulo 3 será dada ênfase ao filtro ativo paralelo e ao híbrido. O filtro paralelo e o híbrido serão modelados em abc , onde a partir daí serão utilizadas as transformações de Clarke e Park para encontrar os modelos em $\alpha\beta$ e dq . Resultados de simulações serão apresentados com a finalidade de validar os conceitos apresentados. Nesse capítulo, os filtros ativos paralelo e híbrido são comparados com objetivo de implementar a melhor topologia.

No capítulo 4 serão apresentados os conceitos básicos para a implementação dos filtros ativos utilizando o DSP TMS320F2812 e os resultados experimentais do filtro ativo implementado.

O capítulo 5 será destinado as conclusões, comentários e as sugestões de trabalhos futuros.

2

ESTRATÉGIAS DE OBTENÇÃO DAS CORRENTES DE REFERÊNCIA PARA CONTROLE DOS FILTROS ATIVOS

2.1 Introdução

Nesse capítulo, será dada ênfase aos métodos em que se baseiam a obtenção das referências de controles dos filtros ativos de potência.

Para o correto funcionamento dos filtros ativos é preciso que se obtenha as referências de controle dos mesmos de forma precisa. No caso do filtro paralelo, calcula-se essa referência a partir das correntes de carga (que possuem elevado conteúdo harmônico). Com o objetivo de obter a correta separação das componentes harmônicas da fundamental, várias estratégias foram propostas. Entre as muitas existentes serão mostradas:

- Método baseado na teoria da potência reativa instantânea;
- Método baseado na transformação para o referencial síncrono dq;
- Método baseado na teoria da potência reativa instantânea estendida;
- Método baseado no cálculo da potência média em coordenadas dq0.

O controle de um filtro ativo utilizando a teoria pq se baseia no cálculo de novas definições de potência ativa e reativa no referencial $\alpha\beta 0$, uma vez que as definições convencionais de potência se mostram inadequadas para esse fim.

O controle utilizando a teoria dq realiza a separação das componentes harmônicas da fundamental através das transformações das tensões e correntes do sistema de abc para dq0.

As estratégias da potência instantânea estendida e da potência média em coordenadas dq0 podem ser consideradas extensões da teoria da potência instantânea.

2.2 Teoria da potência ativa e reativa convencional

A análise de sistemas lineares em regime permanente senoidal vem sendo usada ao longo dos anos como uma poderosa ferramenta na análise de circuitos elétricos. As definições de potência ativa e reativa estão restritas a essa condição [23]. Nesse contexto, considere a tensão e corrente de um sistema dadas por:

$$\begin{aligned} v &= V_{max} \text{sen}(wt) \\ i &= I_{max} \text{sen}(wt - \phi) \end{aligned} \quad (2.1)$$

A potência instantânea do sistema calculada por $p = vi$ é:

$$p = V_{max} I_{max} \text{sen}(wt) \text{sen}(wt - \phi) \quad (2.2)$$

Utilizando a expressão trigonométrica $\text{sen}(a)\text{sen}(b) = \frac{1}{2}[\cos(a - b) - \cos(a + b)]$ em (2.2) chega-se a:

$$p = \frac{V_{max} I_{max}}{2} [\cos(\phi) - \cos(2wt - \phi)] \quad (2.3)$$

Utilizando agora a relação $\cos(a + b) = \cos(a)\cos(b) - \text{sen}(a)\text{sen}(b)$, chega-se à seguinte expressão:

$$p = \frac{V_{max} I_{max}}{2} \{ [1 - \cos(2wt)] \cos(\phi) - \text{sen}(2wt) \text{sen}(\phi) \} \quad (2.4)$$

A potência instantânea foi decomposta em duas componentes, onde a primeira pulsa

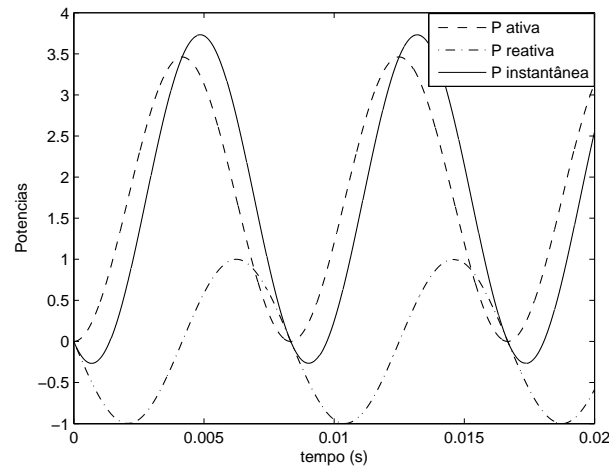


Figura 2.1: *Decomposição da potência instantânea*

em torno do mesmo valor médio e a segunda tem valor médio nulo (Fig.2.1). Assim, são definidas as seguintes grandezas [23]:

$$\begin{aligned} P &\triangleq \frac{V_{max}I_{max}}{2} \cos(\phi) \\ Q &\triangleq \frac{V_{max}I_{max}}{2} \sen(\phi) \end{aligned} \quad (2.5)$$

- A potência ativa P é definida como o valor médio de p , e portanto, significa a potência útil que está sendo transmitida.
- A potência reativa Q é, por definição, igual ao valor máximo daquela componente da potência que oscila com valor médio zero, sendo incapaz de realizar trabalho útil.

A teoria de potência ativa e reativa convencional é válida apenas em sistemas operando em regime permanente, sem a presença de distorções, e no caso trifásico o sistema deve ser ainda balanceado. Essa definição convencional de potência ativa e reativa é inadequada para utilização no controle dos filtros ativos porque o aparecimento de distorções sugere a presença de outras frequências no sistema, inviabilizando o uso dessa teoria.

2.3 Teorias para determinação das referências de controle

Devido a teoria da potência ativa e reativa convencional não servir para a determinação das referências de controle do FA, outras definições foram criadas para atingir esse objetivo. Entre os quatro métodos apresentados aqui, três se baseiam em novas definições de potência instantânea (Teoria IRP, Teoria IRP estendida e a Teoria baseada no cálculo da potência média nas coordenadas dq0). O quarto método, a Teoria dq0, foi adaptado do acionamento de máquinas elétricas para o controle dos filtros ativos.

A tarefa de determinar a referência de controle se constitui em um fator decisivo no projeto de um FA. De fato, um bom desempenho no controle é extremamente dependente da estratégia adotada para obtenção das referências a serem impostas nos mesmos.

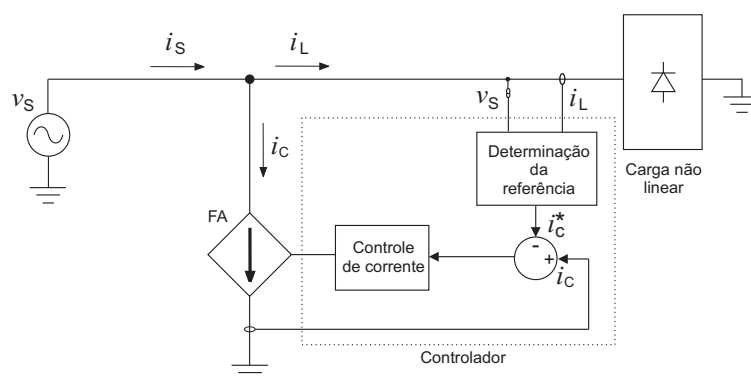


Figura 2.2: Esquema simplificado de compensação de corrente

A Fig.2.2 mostra um diagrama unifilar simplificado de um sistema trifásico que tem a finalidade de compensar harmônicos de corrente, onde i_s representa a corrente da rede, i_L a corrente de carga e i_c a corrente de compensação do filtro ativo. A determinação da referência de controle i_c^* é feita através da corrente de carga i_L e da tensão da rede v_s . A partir daí, as referências são impostas através de um controle de corrente. O conceito apresentado na Fig.2.2 é geral e independe da forma utilizada para o cálculo das referências.

A principal razão da existência de diversas teorias de potência instantânea é devida ao fato das mesmas possuírem desempenhos diferentes sob certas condições. De fato, quando as tensões da rede estão distorcidas e/ou desbalanceadas o cálculo das referências de controle, no esquema da Fig.2.2, pode levar a resultados pouco satisfatórios do

ponto de vista da distorção harmônica da corrente de rede.

A partir de agora essas 4 teorias serão mostradas com o objetivo de controlar o filtro ativo da Fig.2.2.

2.4 Teoria da potência reativa instantânea (Teoria IRP)

Akagi et al [28][29] propuseram novos conceitos de potências ativa e reativa instantâneas, válidas em regime permanente e transitório, assim como para formas de onda genéricas de tensões e correntes.

No caso geral de um sistema trifásico desbalanceado e com harmônicos, as tensões são dadas por:

$$v_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{kn} \text{sen}(\omega_n t + \phi'_{kn}); \quad k = a, b, c. \quad (2.6)$$

A teoria da potência ativa e reativa foi generalizada utilizando a série de Fourier em conjunto com a decomposição em componentes simétricas para tratar um sistema que contém distorções e desbalanceamentos [12].

Para determinar as componentes simétricas de um conjunto de tensões, utiliza-se a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{0n} \\ \dot{V}_{+n} \\ \dot{V}_{-n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{an} \\ \dot{V}_{bn} \\ \dot{V}_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Onde o sinal ponto (.) foi empregado para representar fasores e $\alpha = e^{j2\pi/3}$. A transformação inversa da equação (2.7) é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{an} \\ \dot{V}_{bn} \\ \dot{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{0n} \\ \dot{V}_{+n} \\ \dot{V}_{-n} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Reescrevendo as equações acima no domínio do tempo, utilizando (2.6), obtém-se as seguintes expressões para o n-ésimo termo da série:

$$\begin{aligned}
v_{an}(t) &= \sqrt{2}V_{0n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \\
&\quad \sqrt{2}V_{+n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n}) + \\
&\quad \sqrt{2}V_{-n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n})
\end{aligned} \tag{2.9}$$

$$\begin{aligned}
v_{bn}(t) &= \sqrt{2}V_{0n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \\
&\quad \sqrt{2}V_{+n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n} - \frac{2\pi}{3}) + \\
&\quad \sqrt{2}V_{-n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n} + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{2.10}$$

$$\begin{aligned}
v_{cn}(t) &= \sqrt{2}V_{0n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \\
&\quad \sqrt{2}V_{+n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n} + \frac{2\pi}{3}) + \\
&\quad \sqrt{2}V_{-n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n} - \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Resultados semelhantes podem ser encontrados para as correntes de um sistema trifásico.

Na teoria IRP, o cálculo das potências ativa e reativa instantâneas é realizado em coordenadas $\alpha\beta 0$ através da equação (2.12), como mostrado na Fig.(2.3).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

Com a utilização da transformação da equação (2.12) nas equações (2.9), (2.10) e (2.11) chega-se a:

$$\begin{aligned}
v_\alpha &= \sum_{n=1}^{\infty} (\sqrt{3}V_{+n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} (\sqrt{3}V_{-n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n})) \\
v_\beta &= \sum_{n=1}^{\infty} (-\sqrt{3}V_{+n}\text{cos}(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} (\sqrt{3}V_{-n}\text{cos}(\omega_n t + \phi_{-n})) \\
v_0 &= \sum_{n=1}^{\infty} (-\sqrt{6}V_{0n}\text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}))
\end{aligned} \tag{2.13}$$

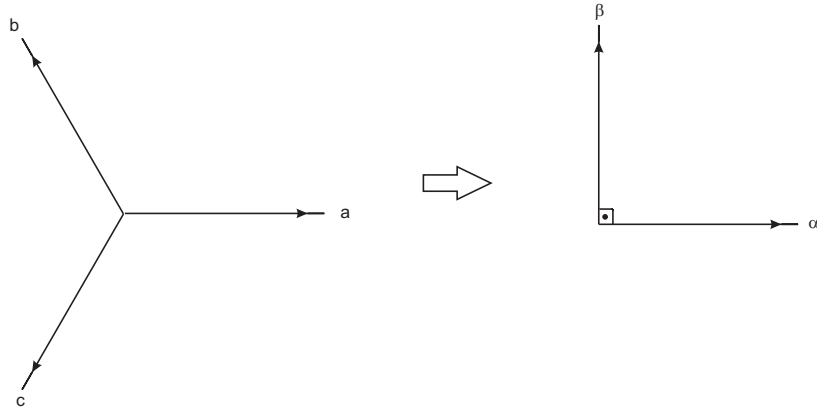


Figura 2.3: Transformação de referencial estacionário abc para o referencial estacionário $\alpha\beta$.

Expressões similares são obtidas para as correntes:

$$\begin{aligned}
 i_\alpha &= \sum_{m=1}^{\infty} (\sqrt{3}I_{+m} \text{sen}(\omega_m t + \delta_{+m}) + \sum_{m=1}^{\infty} (\sqrt{3}I_{-m} \text{sen}(\omega_m t + \delta_{-m}) \\
 i_\beta &= \sum_{m=1}^{\infty} (-\sqrt{3}I_{+m} \text{cos}(\omega_m t + \delta_{+m}) + \sum_{m=1}^{\infty} (\sqrt{3}I_{-m} \text{cos}(\omega_m t + \delta_{-m}) \\
 i_0 &= \sum_{m=1}^{\infty} (-\sqrt{6}I_{0m} \text{sen}(\omega_m t + \delta_{0m})
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

A potência real p , imaginária q e de seqüência zero p_0 são dadas em $\alpha\beta 0$ por:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

A potência ativa trifásica instantânea foi definida por Akagi et al por:

$$P_{ativa} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0 \tag{2.16}$$

e a potência imaginária como:

$$P_{reativa} = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \tag{2.17}$$

A potência imaginária instantânea existe nas fases individualmente mas não contribui para a potência ativa instantânea [65]. O volt-ampere imaginário foi então batizado por Akagi para designar a unidade da potência reativa.

No caso geral, as tensões e correntes são distorcidas e desbalanceadas. Pode-se separar as harmônicas da fundamental observando que as componentes p , p_0 e q possuem valores médios e oscilantes [12].

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \\ p_0 &= \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Pode-se calcular p , p_0 e q utilizando (2.15) em (2.13) e (2.14). Chega-se, então, às seguintes expressões [12]:

$$\begin{aligned} \bar{p} &= \sum_{n=1}^{n=\infty} 3V_{+n}I_{+n}\cos(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \\ &\quad \sum_{n=1}^{n=\infty} 3V_{-n}I_{-n}\cos(\phi_{-n} - \delta_{-n}) \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p} &= \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m}I_{+n}\cos(\omega_n - \omega_m)t + \phi_{+m} - \delta_{+n} \right] + \\ &\quad \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m}I_{-n}\cos(\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n} \right] + \\ &\quad \sum_{m=1}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m}I_{-n}\cos(\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{-n} \right] + \\ &\quad \sum_{m=1}^{m=\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m}I_{+n}\cos(\omega_n - \omega_m)t + \phi_{-m} - \delta_{+n} \right] \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} \bar{q} &= \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n}I_{+n}\sen(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \\ &\quad \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-n}I_{-n}\sen(\phi_{-n} - \delta_{-n}) \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{q} = & \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \text{sen}(\omega_n - \omega_m)t + \phi_{+m} - \delta_{+n} \right] + \\
& \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \text{sen}(\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n} \right] + \\
& \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{-n} \text{sen}(\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{-n} \right] + \\
& \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{+n} \text{sen}(\omega_n - \omega_m)t + \phi_{-m} - \delta_{+n} \right]
\end{aligned} \tag{2.22}$$

$$\bar{p}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0n} I_{0n} \cos(\phi_{0n} - \delta_{0n}) \tag{2.23}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{p}_0 = & \sum_{m \neq n}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0m} I_{0n} \cos(\omega_n - \omega_m)t + \phi_{0m} - \delta_{0n} \right] + \\
& \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{0m} I_{0n} \cos(\omega_m + \omega_n)t + \phi_{0m} + \delta_{0n} \right]
\end{aligned} \tag{2.24}$$

A presença de mais de uma frequência harmônica e componentes de seqüência fazem aparecer \tilde{p} e \tilde{q} . Sendo assim, o processo de separação dos harmônicos da componente fundamental se torna simples e pode ser realizado utilizando um filtro passa-baixas de pequena ordem para separar a parte oscilante de p e q [12].

2.5 Obtenção da referência de controle através da transformação de variáveis para o referencial síncrono dq

Em algumas aplicações, é conveniente usar um referencial que não esteja alinhado com o eixo da fase a como na transformação de Clarke. A teoria Synchronous Reference Frame (SRF) ou dq é baseada na transformação de coordenadas de abc para um referencial dq0 orientado como mostra a Fig.2.4. A transformação invariante em potência é dada por:

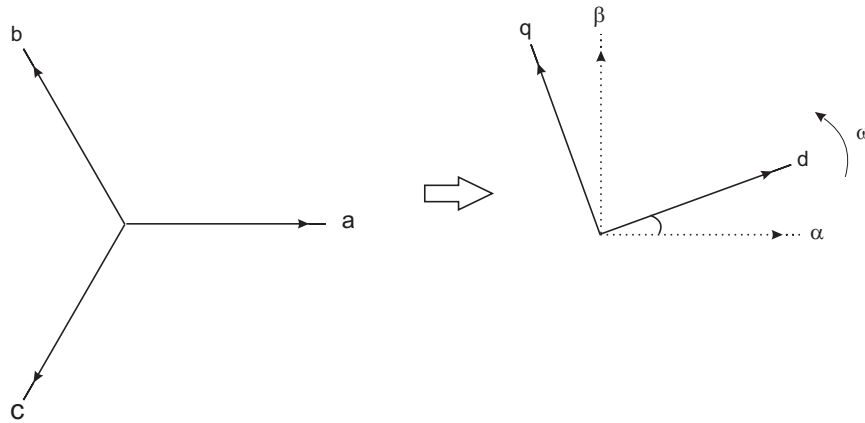


Figura 2.4: Transformação de referencial estacionário abc para referencial síncrono dq.

$$T_{dq0}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Considere o sistema de tensões trifásicas dadas pela expressão (2.26):

$$\begin{aligned} v_a &= \hat{V} \cos(\omega t) \\ v_b &= \hat{V} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c &= \hat{V} \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.26)$$

Aplicando a transformação da equação (2.25) em (2.26) tem-se:

$$v_d = \sqrt{\frac{2}{3}} [\hat{V} \cos(\theta) \cos(\omega t) + \hat{V} \cos(\theta - 2\pi/3) \cos(\omega t - 2\pi/3) + \hat{V} \cos(\theta + 2\pi/3) \cos(\omega t + 2\pi/3)] \quad (2.27)$$

$$v_q = \sqrt{\frac{2}{3}} [-\hat{V} \sin(\theta) \cos(\omega t) - \hat{V} \sin(\theta - 2\pi/3) \cos(\omega t - 2\pi/3) - \hat{V} \sin(\theta + 2\pi/3) \cos(\omega t + 2\pi/3)] \quad (2.28)$$

Considerando que não existe componente de seqüência zero de tensão no sistema trifásico, só é preciso calcular as coordenadas d e q na transformação¹. Utilizando a expressão 1 da Tabela 2.1 na equação (2.27) e a expressão 2 na equação (2.28), chega-se a:

¹Por não existir neutro, a componente de seqüência zero de corrente é sempre zero

Tabela 2.1: *Expressões trigonométricas*

1	$\cos(\alpha)\cos(\beta) = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$
2	$\text{sen}(\alpha)\cos(\beta) = \frac{1}{2}[\text{sen}(\alpha - \beta) + \text{sen}(\alpha + \beta)]$
3	$\text{sen}(a) + \text{sen}(a + 2\pi/3) + \text{sen}(a - 2\pi/3) = 0$
4	$\cos(a) + \cos(a + 2\pi/3) + \cos(a - 2\pi/3) = 0$

$$v_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3\hat{V}}{2} \cos(\theta - wt) + \frac{\hat{V}}{2} \cos(\theta + wt) + \frac{\hat{V}}{2} \cos(\theta + wt + 2\pi/3) + \frac{\hat{V}}{2} \cos(\theta + wt - 2\pi/3) \right] \quad (2.29)$$

$$v_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-\frac{3\hat{V}}{2} \text{sen}(\theta - wt) - \frac{\hat{V}}{2} \text{sen}(\theta + wt) - \frac{\hat{V}}{2} \text{sen}(\theta + wt + 2\pi/3) - \frac{\hat{V}}{2} \text{sen}(\theta + wt - 2\pi/3) \right] \quad (2.30)$$

Utilizando as expressões 3 e 4 da Tabela 2.1, as expressões (2.29) e (2.30) se tornam:

$$\begin{aligned} v_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3\hat{V}}{2} \cos(\theta - wt) \right] \\ v_q &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-\frac{3\hat{V}}{2} \text{sen}(\theta - wt) \right] \end{aligned} \quad (2.31)$$

Fazendo $\theta = wt$, os eixos giram junto com o vetor resultante da transformação de tal forma que $v_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{V}$ e $v_q = 0$. Resultados semelhantes podem ser encontrados para as correntes de um sistema trifásico.

O fato da mudança de eixos resultar em tensões constantes facilitou o controle de corrente em máquinas elétricas já que neste caso, o uso de controladores proporcionais integrais resulta em erro nulo em regime permanente [24]. Essa teoria foi originalmente usada para esse fim e só depois adaptada para o uso em filtros ativos.

Suponha agora que uma determinada tensão está distorcida pela presença de um harmônico de ordem h que gera apenas componentes de seqüência positiva.

$$\begin{aligned} v_a &= \hat{V} \cos(wt) + k\hat{V} \cos(hwt) \\ v_b &= \hat{V} \cos(wt - 2\pi/3) + k\hat{V} \cos(hwt - 2\pi/3) \\ v_c &= \hat{V} \cos(wt - 4\pi/3) + k\hat{V} \cos(hwt + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.32)$$

A constante k representa o percentual de distorção do harmônico. Utilizando a transformação (2.25) apenas nas componentes harmônicas de (2.32) têm-se:

$$\begin{aligned}
v_d &= \sqrt{\frac{2}{3}}[k\hat{V}\cos(\theta)\cos(hwt) + k\hat{V}\cos(\theta - 2\pi/3)\cos(hwt - 2\pi/3) + \\
&\quad + k\hat{V}\cos(\theta + 2\pi/3)\cos(hwt + 2\pi/3)] \\
v_q &= \sqrt{\frac{2}{3}}[-k\hat{V}\sin(\theta)\cos(hwt) - k\hat{V}\sin(\theta - 2\pi/3)\cos(hwt - 2\pi/3) - \\
&\quad - k\hat{V}\sin(\theta + 2\pi/3)\cos(hwt + 2\pi/3)]
\end{aligned} \tag{2.33}$$

Utilizando novamente as expressões trigonométricas da Tabela 2.1 chega-se em:

$$\begin{aligned}
v_d &= \sqrt{\frac{2}{3}}\left[\frac{3k\hat{V}}{2}\cos(h\theta - wt)\right] \\
v_q &= \sqrt{\frac{2}{3}}\left[\frac{3k\hat{V}}{2}\sin(h\theta - wt)\right]
\end{aligned} \tag{2.34}$$

Fazendo $\theta = \omega t$ é possível notar que o resultado da transformação das componentes harmônicas para o referencial dq resultará em componentes oscilatórias e não mais constantes, como mostrado na equação (2.35).

$$\begin{aligned}
v_d &= \sqrt{\frac{3}{2}}k\hat{V}\cos[(h-1)wt] \\
v_q &= \sqrt{\frac{3}{2}}k\hat{V}\sin[(h-1)wt]
\end{aligned} \tag{2.35}$$

O princípio de controle do filtro ativo se baseia exatamente nesse aspecto. Em regime permanente as componentes fundamentais de tensão e corrente de um sistema trifásico se transformam em componentes constantes e seus harmônicos se transformam em componentes oscilatórios. A transformação dq , então, possibilita que o processo de separação da componente fundamental de suas harmônicas se torne extremamente simples. Através de um filtro passa-baixas de pequena ordem pode-se separar essas componentes.

2.6 Teoria da potência reativa instantânea estendida (Teoria IRP Estendida)

Na teoria IRP Estendida [34],[35],[36],[37], p e q são definidas como:

$$\begin{aligned}
p &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\
q &= v'_a i_a + v'_b i_b + v'_c i_c
\end{aligned} \tag{2.36}$$

onde as tensões v'_a , v'_b e v'_c estão adiantadas de v_a , v_b e v_c pelo fator $\pi/2$. Usando o fato de que, em um sistema trifásico a três fios, a soma das correntes é zero, no conjunto de equações (2.36), chega-se às equações (2.37) and (2.38):

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a - v_c & v_b - v_c \\ v'_a - v'_c & v'_b - v'_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta'} \begin{bmatrix} v'_b - v'_c & v_c - v_b \\ v'_c - v'_a & v_a - v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

onde $\Delta' = (v_a - v_c)(v'_b - v'_c) - (v'_a - v'_c)(v_b - v_c)$.

Na teoria pq estendida, as definições de potência são feitas no referencial abc . Através da expressão (2.37), pode-se calcular as potências p e q . Com o mesmo procedimento utilizado na teoria IRP, filtram-se as potências p e q para separar as componentes constantes das oscilatórias. A partir daí, utiliza-se a expressão (2.38) para encontrar as referências de corrente. Embora as definições de potência sejam feitas no referencial abc , a mudança de coordenadas abc para $\alpha\beta$ pode mostrar que a teoria IRP é um caso especial da teoria IRP Estendida [34].

2.7 Estratégia de obtenção da referência baseada na Potência Média SRF

Na teoria baseada na Potência Média SRF, as potências instantâneas são calculadas no referencial $dq0$ orientado pelo vetor tensão. A potência ativa é obtida através do produto escalar dos vetores tensão e corrente no referencial $dq0$ orientado. Seu resultado é mostrado na equação (2.39).

$$p_{3\phi} = v_d i_d + v_q i_q + v_0 i_0 = v_d i_d + v_0 i_0 = p_d + p_0 \quad (2.39)$$

A potência reativa instantânea é calculada através do produto vetorial dos vetores

tensão e corrente no referencial $dq0$. A potência reativa instantânea é formada pelos termos q_q e q_0 mostrados em (2.40).

$$\begin{aligned} q_q &= -v_{d0}\dot{i}_q \\ q_0 &= v_0\dot{i}_d - v_d\dot{i}_0 \end{aligned} \quad (2.40)$$

onde $v_{d0} = \sqrt{v_d^2 + v_0^2}$.

A potência q_q representa um intercâmbio de energia entre as tensões da rede, como consequência da circulação das correntes não ativas. Essa potência é diretamente relacionada a perdas [22].

A potência q_0 tem dois termos; um representa o intercâmbio de energia entre as fontes de tensões de seqüência positiva e negativa (como consequência da circulação de correntes homopolares); o outro representa um intercâmbio de energia entre as fontes de tensão de seqüência homopolar (como consequência da circulação de correntes de seqüência positiva e negativa) [22].

Usando essas definições de potência, é possível compensar as potências reativas q_q , q_0 e a corrente de neutro como feito por Rodriguez em [22]. No entanto, para compensar harmônicos, potência reativa e corrente de neutro simultaneamente, Rodriguez propôs uma nova estratégia baseada numa proposição de Buchholz [22].

Considere uma carga trifásica alimentada pelas tensões $\vec{V} = [v_a, v_b, v_c]^T$ em que as correntes de carga são dadas por $\vec{I} = [i_a, i_b, i_c]^T$. A potência ativa instantânea entregue a carga é $p_{3\phi}$. Seja $I_{\Sigma 3} = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}$ o valor eficaz coletivo trifásico das correntes. Existe um único vetor de correntes \vec{I}_G com mínimo valor eficaz coletivo para o qual $p_{3\phi} = \vec{V} \cdot \vec{I} = \vec{V} \cdot \vec{I}_G$. Esse vetor é dado por:

$$\vec{I}_G = G \cdot \vec{V} \quad (2.41)$$

onde G é dado por:

$$G = \frac{P_{L3\phi}}{V_{\Sigma 3}^2} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T p_{L3\phi} dt}{\frac{1}{T} \int_0^T (v_a^2 + v_b^2 + v_c^2) dt} \quad (2.42)$$

O vetor \vec{I}_G contém apenas as correntes de fase necessárias para produzir potência instantânea consumida pela carga. Conseqüentemente \vec{I}_G não inclui qualquer componente de corrente não ativa [22]. Com a mudança de coordenadas de abc para $dq0$, a equação (2.41) se torna:

$$\vec{I}_G = \begin{bmatrix} i_{Gd} \\ i_{Gq} \\ i_{G0} \end{bmatrix} = \frac{P_{L3\phi}}{V_{d0}^2} \vec{V} = \frac{P_{L3\phi}}{V_{d0}^2} \begin{bmatrix} v_d \\ 0 \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

onde V_{d0}^2 é dado por (2.44).

$$V_{d0}^2 = \overline{v_{d0}^2} = \frac{1}{T} \int_0^T (v_d^2 + v_0^2) dt \quad (2.44)$$

Pela expressão (2.43), observa-se que nos sistemas em que $P_{L3\phi}/V_{d0}^2$ não for constante, as componentes de \vec{I}_G geralmente serão oscilantes, significando que as correntes de fase não serão senoidais e equilibradas.

Pode-se determinar o valor médio de $P_{L3\phi}$ e o valor de \vec{V}^{+1} e empregá-los para determinar as correntes de fase senoidais e equilibradas que seriam necessárias para produzir $P_{L3\phi}$. Fazendo com que tais correntes fluam através da rede, o filtro deverá fornecer apenas à carga toda a potência não ativa e também a parcela oscilante de $P_{L3\phi}$. A fim de encontrar as correntes de fase senoidais equilibradas a serem fornecidas pela fonte (rede), utiliza-se a expressão (2.44), substituindo v_d por $v_d^* = \vec{V}^{+1}$, v_0 por $v_0^* = 0$, $P_{L3\phi}$ por $\overline{P}_{L3\phi}$ (obtido através de um filtro passa-baixas) e v_{d0} por v_d^* :

$$\vec{I}_{S_{(d+1q+10+1)}} = \frac{P_{L3\phi}}{|\vec{V}^{+1}|^2} \vec{V}_{(d+1q+10+1)}^{+1} = \frac{P_{L3\phi}}{V_{d+1}^{+1}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

A expressão (2.45) fornece as correntes de referência de controle nas coordenadas $dq0$. Fazendo $v_0^* = 0$, o filtro ativo é forçado a entregar as correntes homopolares a carga. Fazendo $v_d^* = |\vec{V}^{+1}|$, a corrente de referência terá apenas componentes de seqüência positiva.

Embora essa estratégia tenha sido proposta para filtros ativos utilizando 4 fios, a mesma pode ser usada no controle de um filtro utilizando 3 fios. Para utilizar essa estratégia, é necessário um PLL que capture a tensão de seqüência positiva da componente fundamental v_d^{+1} mesmo que a tensão da rede possua desbalanços e distorções.

2.8 Comparação do desempenho das teorias de potência instantânea

O critério utilizado para comparação das teorias será medir seus desempenhos sob condições de tensões de rede distorcidas de 3% de 5° e 5% de 7° harmônicos, e severamente desbalanceadas. Considera-se que os controladores de corrente utilizados na malha de controle são ideais e não injetam nenhuma distorção na corrente da rede. Sendo assim, o controlador da Fig.2.2 pode ser simplificado como mostra a Fig.2.5

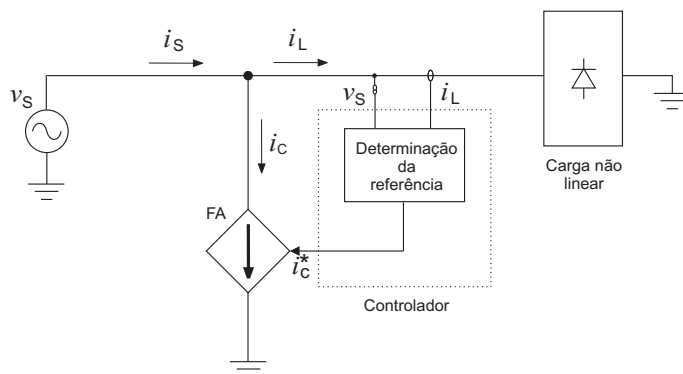


Figura 2.5: Esquema simplificado de compensação de corrente

A Fig.2.6 mostra o esquema de determinação da referência de controle do filtro ativo utilizando a teoria IRP. Medindo as correntes de cargas i_{La} e i_{Lb} e as tensões da rede v_{Sa} e v_{Sb} (como mostra a Fig.2.5.) e passando essas medidas para o referencial estacionário $\alpha\beta$, é possível calcular as potências instantâneas ativa e reativa segundo a teoria IRP. Para isso, se utiliza a expressão para calcular as potências instantâneas (2.15), repetida em (2.46), e a expressão inversa para calcular as correntes de referência através das potências de referência (2.47).

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} \\ -q \end{bmatrix}. \quad (2.47)$$

Uma vez calculadas, as potências ativa e reativa, na presença de harmônicos de corrente, serão formadas por componentes oscilantes e constantes. A componente constante de potência é atribuída a fundamental de corrente, enquanto a componente oscilante surge devido a presença de harmônicos no sistema (como mostrado na seção 2.4). Utilizando um filtro passa-baixas é possível separar essas duas componentes. Como o objetivo no filtro ativo paralelo é impor o negativo das correntes harmônicas, utilizando o passa-baixas mencionado, obtém-se as potências filtradas (p_{Filt} e q_{Filt}). À essas potências, soma-se o negativo dos sinais de entrada p e q , obtendo como resultado as potências de referência p^* e q^* (que representam as parcelas de potência associadas as correntes harmônicas). Após a determinação das referências de potência, encontra-se as referências de corrente através da equação 2.47. Finalmente, utilizando a transformação inversa de Clarke, encontra-se as correntes de referência i_{Ca}^* e i_{Cb}^* a serem impostas na fonte de corrente da Fig.2.5.

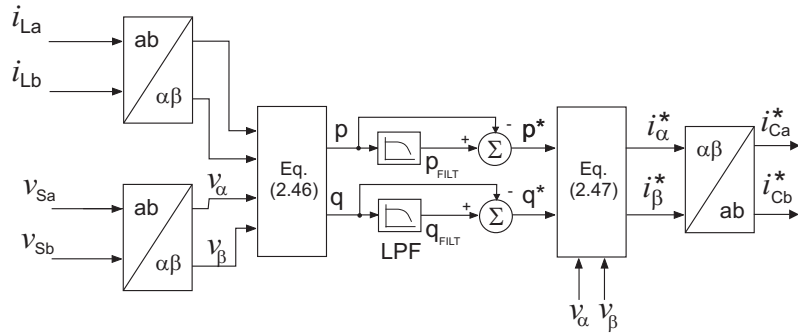


Figura 2.6: Determinação das correntes de referências utilizando a teoria IRP

A Fig.2.7 mostra a determinação da referência utilizando a teoria SRF. Como mostrado na seção 2.5, é possível separar as componentes harmônicas da fundamental utilizando a transformação de variáveis do referencial abc para o referencial síncrono $dq0$. Medindo as correntes da carga i_{La} e i_{Lb} e as tensões da rede v_{Sa} e v_{Sb} (para o cálculo do vetor tensão de referência pelo PLL), obtém-se através da transformação de Park, as correntes de carga no referencial $dq0$. O processo de separação das compo-

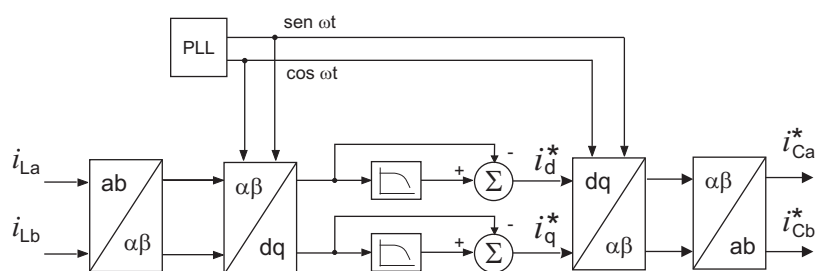


Figura 2.7: Determinação das correntes de referências utilizando a teoria SRF

mentos harmônicas da fundamental é idêntico ao utilizado na teoria IRP.

A Fig.2.8 mostra uma das fases da corrente i_S da Fig.2.5 utilizando as teorias IRP e SRF (chamadas de IRP1 e SRF1) para calcular as referências de correntes i_C^* . Observe-se que na ausência de distorção nas tensões da rede o THD de i_S é apenas de 0.12% em ambos os casos. Na Fig.2.9 as simulações são realizadas com as tensões da rede (v_{Sa} e v_{Sb}) poluídas por 3% de 5° e 5% de 7° harmônicos. A corrente i_S gerada por IRP1 apresenta uma distorção da ordem de 5,86% enquanto que a gerada por SRF1 apresenta apenas 0,43% de distorção.

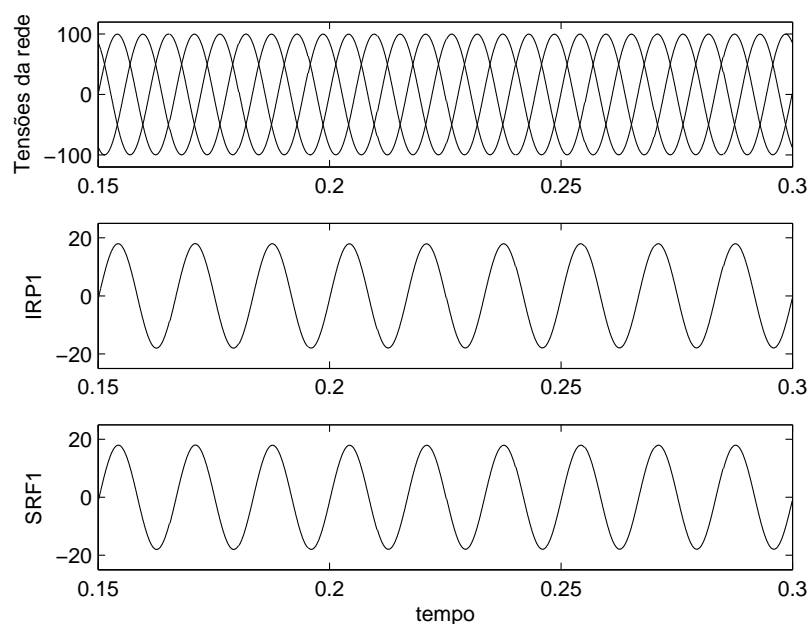


Figura 2.8: Referências IRP1 e SRF1 sob condições de tensões balanceadas e não distorcidas

A teoria SRF é quase insensível à presença de distorções na tensão da rede uma vez que qualquer componente não contínua é atribuída a harmônicos em regime perma-

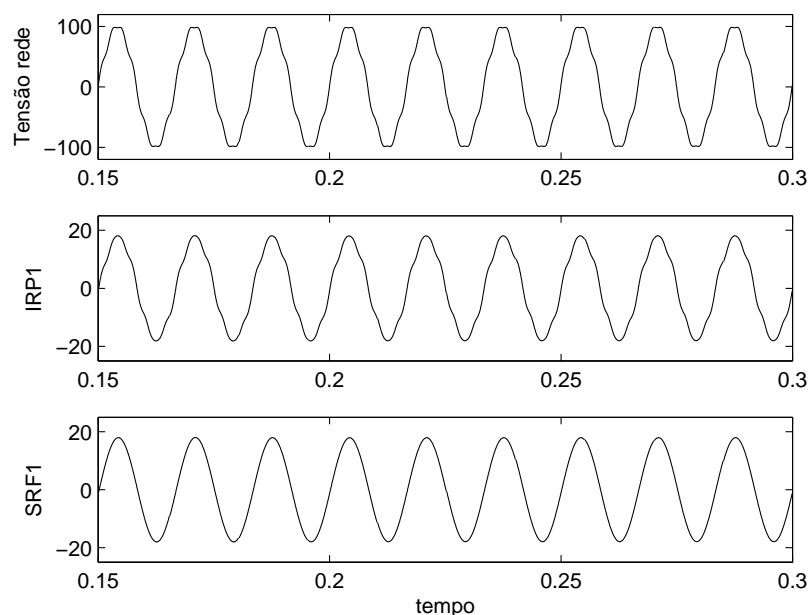


Figura 2.9: Referências *IRP1* e *SRF1* sob condições de tensões balanceadas e distorcidas

nente. Já a teoria IRP apresenta problemas sob condições de tensão distorcida porque o produto da tensão de rede e corrente de carga resultará em potência real nas frequências harmônicas. Essa potência real nas frequências harmônicas resultará numa corrente de rede distorcida.

Na Fig.2.10 as tensões da rede estão desbalanceadas com componentes de seqüência positiva e negativa iguais a 100 e 30V respectivamente. Sob essas condições a corrente i_s gerada por SRF1 apresentou um THD de 3,69% enquanto que a gerada por IRP1 apresentou um THD de 31,81%.

Embora a importância da teoria da potência instantânea reativa (IRP) não esteja em discussão, suas aparentes limitações encorajaram a pesquisa de outras definições de potências, entre elas a teoria pq estendida [34],[35],[36],[37] e a teoria baseada no cálculo da Potência Média SRF [22],[67].

Os esquemas para extração das referências utilizando as teorias IRP estendida e da Potência Média SRF são mostrados na Fig.2.11 e na Fig.2.12. Os resultados de simulação dessas teorias (chamadas respectivamente de IRP2 e SRF2) são mostrados na Fig.2.13. Nessas condições os desempenhos dessas técnicas são idênticas a IRP1 e a SRF1 [69].

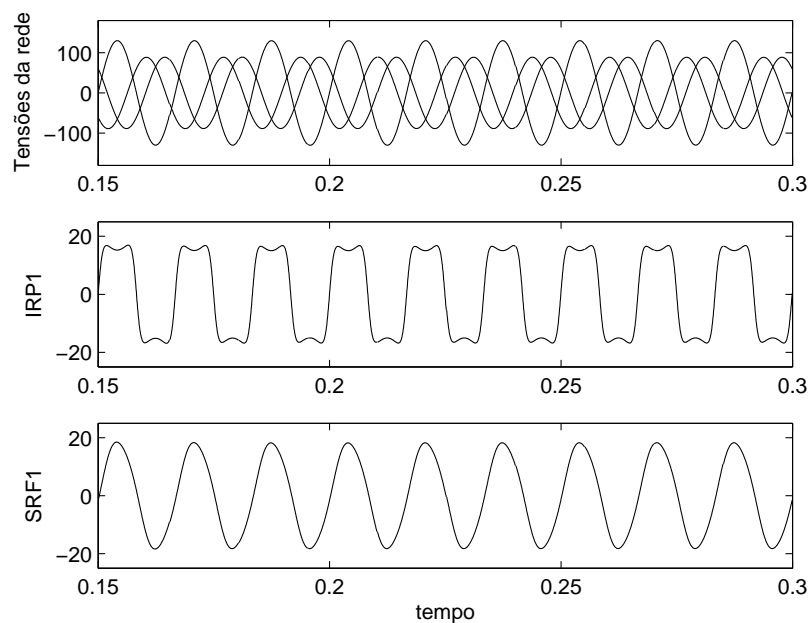


Figura 2.10: Referências IRP1 e SRF1 com desbalanceamento da tensão trifásica

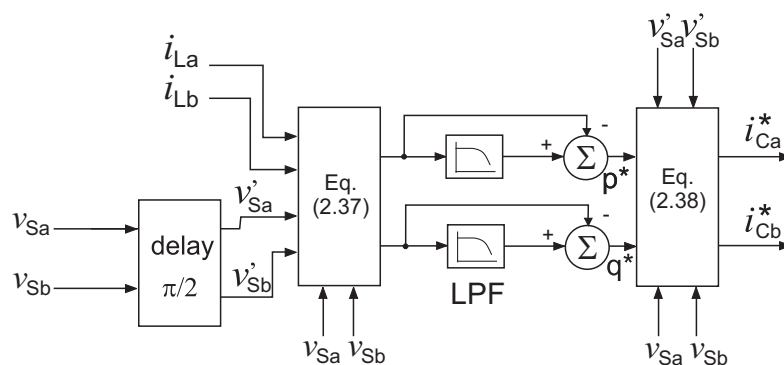


Figura 2.11: Determinação das correntes de referência utilizando a teoria IRP Estendida

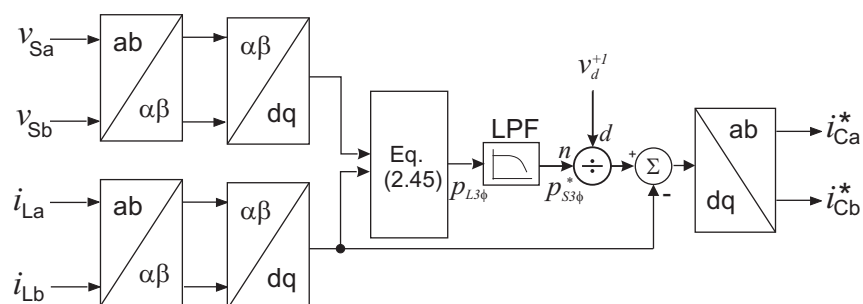


Figura 2.12: Determinação das correntes de referência utilizando a teoria da Potência Média SRF.

Sob condições de tensão distorcida as referências IRP2 e SRF2 geram distorções na corrente da rede i_S da ordem de 2,04% e 0,126% e as formas de onda obtidas são mostradas na Fig.2.14.

Sob condições de tensões desbalanceadas, as técnicas IRP2 e SRF2, mostradas na Fig.2.15, apresentaram THD's de 0,1359% e 0,1528%.

A técnica IRP2 apresenta uma melhora significativa em relação a IRP1 para tensões desbalanceadas e distorcidas, como sugere o autor [34]. No entanto, em condições de tensões distorcidas, a estratégia IRP2 gera um THD ainda elevado se comparado às técnicas SRF1 e SRF2.

A Tabela 4.1 mostra os resultados obtidos até o momento para a simulação das técnicas.

As técnicas utilizadas para obtenção de SRF1 e SRF2 precisam da utilização de um PLL para a obtenção do ângulo usado na transformação de Park. Portanto, um estudo sobre as características de funcionamento dos PLL's utilizados e seu desempenho sobre as condições adversas apresentadas nesse capítulo esclareceria a sua contribuição para os resultados exibidos na Tabela 4.1.

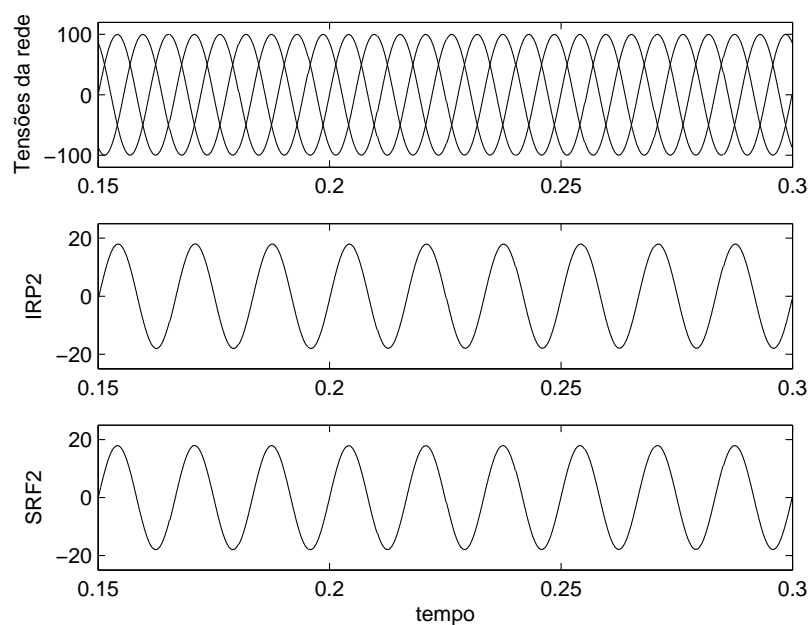


Figura 2.13: Referências IRP2 e SRF2 sob condições de tensões balanceadas e não distorcidas

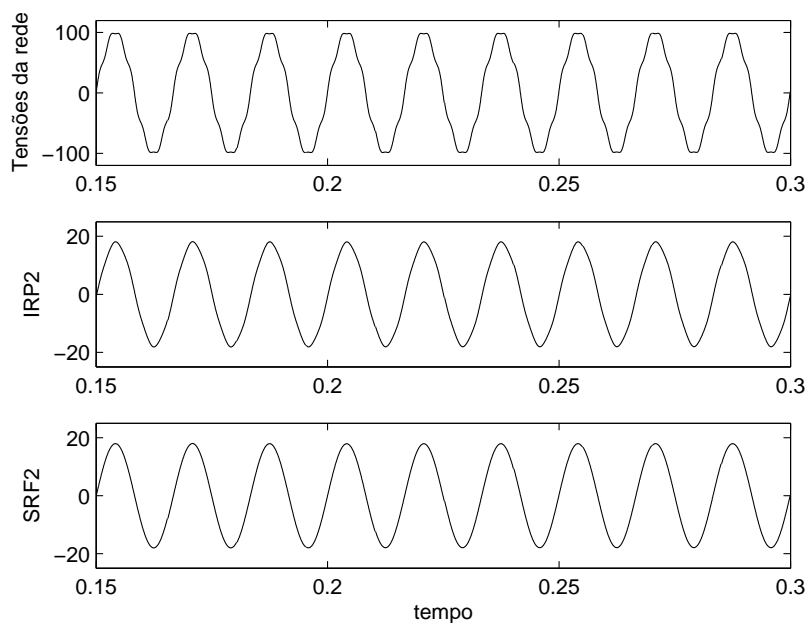


Figura 2.14: Referências $IRP2$ e $SRF2$ sob condições de tensões balanceadas e distorcidas

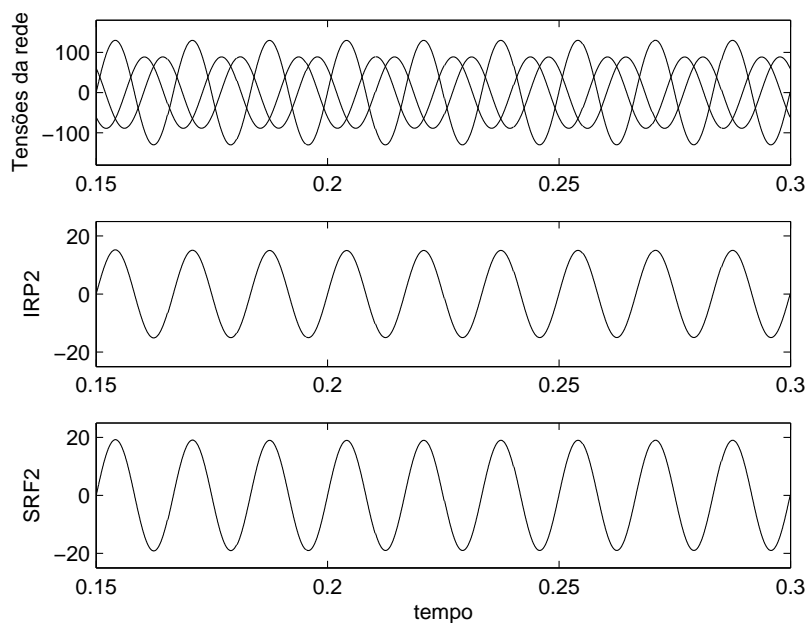


Figura 2.15: Referências $IRP2$ e $SRF2$ sob condições de tensões desbalanceadas e distorcidas

2.9 Influência do PLL na obtenção da referência de controle

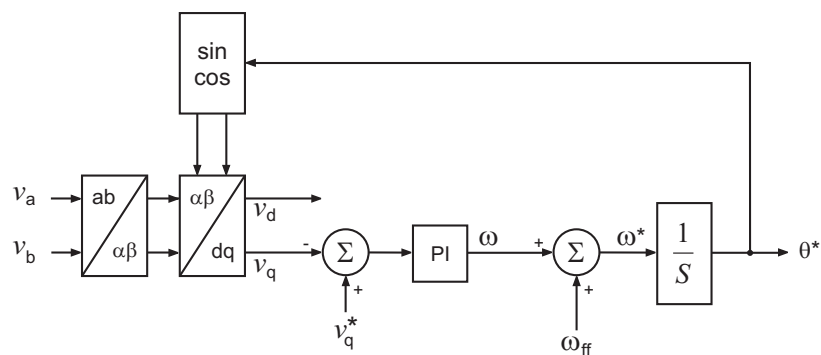
Para converter as variáveis do referencial abc para o $dq0$ é preciso se determinar o ângulo que será usado para o referencial síncrono nessa transformação. O ângulo

Tabela 2.2: Resultados dos THD's de simulação

	Tensões balanceadas e não distorcidas	Tensões distorcidas	Tensões desbalanceadas
IRP1	0,122%	5,86%	31,81%
IRP2	0,1227%	2,04%	0,1359%
SRF1	0,122%	0,4326%	3,69%
SRF2	0,1189%	0,126%	0,1528%

$\theta = \omega t$ é determinado através de um PLL [66] utilizando as tensões da rede trifásica.

O diagrama em blocos do PLL utilizado na extração da referência SRF1 é mostrado na Fig.(2.16). Os termos v_a e v_b são duas tensões da rede trifásica. Essas tensões são transformadas para o referencial dq utilizando um ângulo θ^* que é obtido através da integração da frequência angular w^* . Se a frequência w^* é idêntica a frequência da rede, então as tensões v_d e v_q aparecerão como componentes constantes. Para obter a frequência w^* , utiliza-se um regulador PI em que a referência é zero para forçar $v_q = 0$.

**Figura 2.16:** Phased Locked Loop.

O PLL pode ser responsável pelo aumento da distorção da referência no controle [66]. A saída do PLL sob condições de tensões da rede não distorcidas apresenta bons resultados, no entanto, na presença de distorções de tensão, o ângulo de referência na saída no PLL contribui para o aumento da distorção na corrente da rede, já que o mesmo não é corretamente determinado.

Uma grande largura de banda do PLL contribui para os problemas relacionados com distorções de tensões, resultando numa maior distorção da referência de corrente da rede.

Para reduzir esses efeitos, pode-se diminuir a largura de banda do PLL alterando os ganhos proporcional e integral do controlador [66]. A redução da banda, por outro lado, resultará em um aumento do tempo de resposta do PLL, tornando a resposta

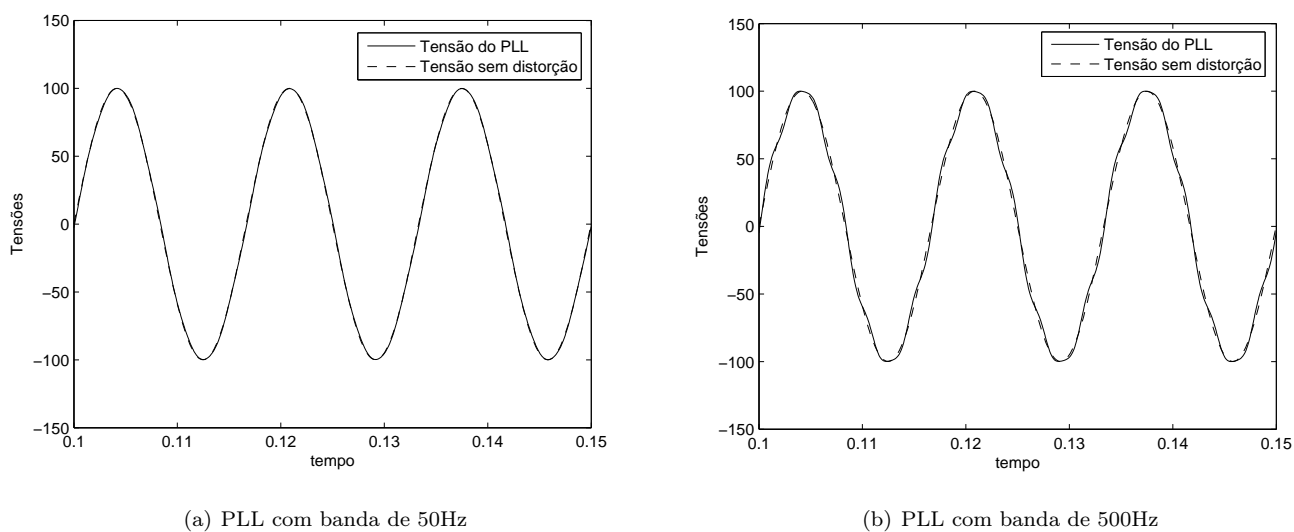


Figura 2.17: Resposta do PLL para diferentes larguras de banda

dinâmica do sistema muito pobre [22],[66],[67]. Além disso, o SRF-PLL não consegue detectar a amplitude da componente de seqüência positiva com exatidão.

A Fig.2.17 mostra a recuperação das tensões da rede (tensões originalmente distorcidas) utilizando um PLL com uma banda de 50Hz e 500Hz. A distorção na banda de 500Hz é muito maior e com essa banda o PLL contribuiria no aumento da distorção da referência de corrente SRF1. Nas simulações das referências SRF1, o PLL foi ajustado com uma banda pequena e com isso, as simulações produziram bons resultados para tensões distorcidas.

Para tensões desbalanceadas a diminuição da banda do PLL não elimina completamente a distorção na referência de corrente. A Fig.2.18 mostra a tensão trifásica recuperada através do SRF-PLL. A distorção na fase é de 3,6%, exatamente igual ao índice obtido na simulação da corrente i_S utilizando SRF1. Comparando a Fig.2.18 com a Fig.2.10 é possível observar que elas são idênticas. Isso mostra que a distorção em SRF1 na Fig.2.10 foi gerada inteiramente pelo SRF-PLL. É possível perceber através da Fig.2.18 que a amplitude da componente de seqüência positiva não é obtida corretamente. A introdução de distorções nas tensões trifásicas da rede nessa simulação não acarretaria mudanças perceptíveis (em regime), visto que a redução da banda do PLL, como mostrado na Fig.2.17, atenua consideravelmente este efeito.

O SRF-PLL, no entanto, não pode ser utilizado no esquema da Fig.2.12 para obtenção da referência de controle utilizando SRF2 porque não é possível obter a tensão

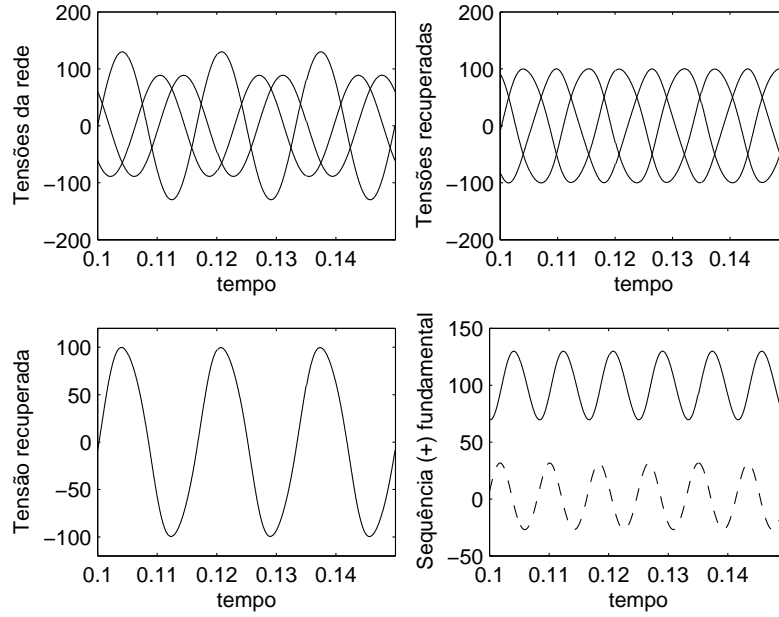


Figura 2.18: Resposta do SRF-PLL com a tensão da rede distorcida e desbalanceada

de seqüência positiva v_d^{+1} de forma precisa. A utilização do SRF-PLL em SRF2 acarretaria em distorções parecidas com as ocorreram na técnica SRF1 para desbalanços de tensões [69]. Por essa razão, outro tipo de PLL foi utilizado na simulação de SRF2.

O PLL utilizado na técnica baseada na Potência Média SRF é chamado de *Double Synchronous Reference Frame PLL* (DSRF-PLL) [22],[67]. Utilizando essa estrutura de PLL é possível obter a tensão de seqüência positiva v_d^{+1} necessária para implementar essa técnica (baseada na Potência Média SRF).

O funcionamento do DSRF-PLL se baseia na separação das seqüências positivas e negativas do vetor tensão obtido da rede. Um vetor tensão composto por duas componentes quaisquer n e m , girando com as freqüências $n\omega$ e $m\omega$, pode ser escrito de uma forma genérica como na equação (2.48).

$$\mathbf{v}_{s(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{s(\alpha\beta)}^n + \mathbf{v}_{s(\alpha\beta)}^m =$$

$$V_s^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n) \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n) \end{bmatrix} + V_s^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m) \\ \text{sen}(m\omega t + \phi^m) \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

São considerados dois eixos de referências girantes, dq^n e dq^m , onde as posições angu-

lares são dadas por $n\theta'$ e $m\theta'$, e θ' é o ângulo de fase do PLL. Expressando o vetor tensão nesses dois eixos mostrados na Fig.2.19 resultará nas equações (2.49) e (2.50).

$$\mathbf{v}_{s(dq^n)} = \begin{bmatrix} v_{sd^n} \\ v_{sq^n} \end{bmatrix} = V_s^n \begin{bmatrix} \cos(n(\omega t - \theta') + \phi^n) \\ \text{sen}(n(\omega t - \theta') + \phi^n) \end{bmatrix} + V_s^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m - n\theta') \\ \text{sen}(m\omega t + \phi^m - n\theta') \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\mathbf{v}_{s(dq^m)} = \begin{bmatrix} v_{sd^m} \\ v_{sq^m} \end{bmatrix} = V_s^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n - m\theta') \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n - m\theta') \end{bmatrix} + V_s^m \begin{bmatrix} \cos(m(\omega t - \theta') + \phi^m) \\ \text{sen}(m(\omega t - \theta') + \phi^m) \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Se o PLL consegue uma sincronização perfeita, supõe-se que $\theta' = \omega t$ onde ω é a frequência fundamental da rede. As expressões (2.49) e (2.50) se tornam:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{s(dq^n)} &= \begin{bmatrix} v_{sd^n} \\ v_{sq^n} \end{bmatrix} = V_s^n \begin{bmatrix} \cos(\phi^n) \\ \text{sen}(\phi^n) \end{bmatrix} + \\ &+ V_s^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ -\text{sen}((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V_s^m \text{sen}(\phi^m) \begin{bmatrix} \text{sen}((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{s(dq^m)} &= \begin{bmatrix} v_{sd^m} \\ v_{sq^m} \end{bmatrix} = V_s^m \begin{bmatrix} \cos(\phi^m) \\ \text{sen}(\phi^m) \end{bmatrix} + \\ &+ V_s^n \cos(\phi^n) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ \text{sen}((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V_s^n \text{sen}(\phi^n) \begin{bmatrix} -\text{sen}((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.52)$$

As amplitudes dos sinais oscilantes da equação (2.51) coincidem com o valor médio dos sinais da equação (2.52) e vice-versa. O esquema de desacoplamento das componentes n e m mostrado na Fig.2.20 é baseado nesse fato. Após o desacoplamento das componentes n e m , o DSRF-PLL utiliza um controlador PI para encontrar a frequência angular ω e um integrador para determinar o ângulo. Na Fig.2.21 é mostrado o esquema do DSRF-PLL onde $n = +1$ and $m = -1$.

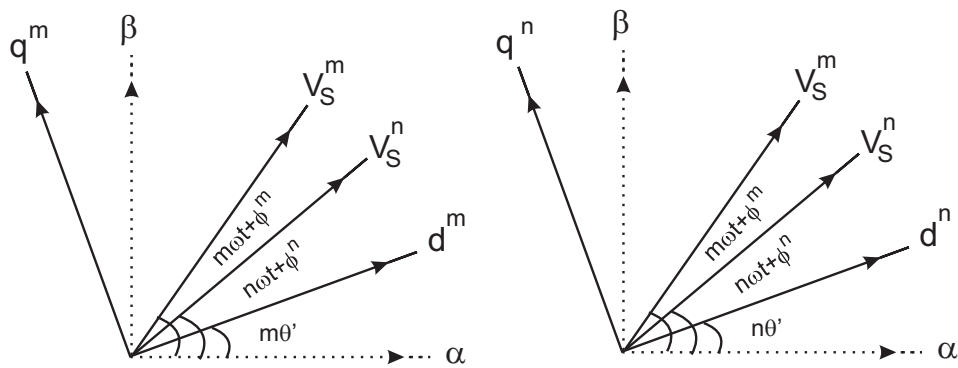


Figura 2.19: Eixos $d^n - q^n$ e $d^m - q^m$.

A célula para desacoplar os sinais n e m pode também ser usada para separar harmônicos de qualquer ordem. Nas simulações seguintes foram usadas células para separar a componente de seqüência positiva, negativa e harmônicos (5^{th} e 7^{th}). O PLL passa então a se chamar MSRF-PLL (*Multiple Synchronous Reference Frame Phased Locked Loop*).

Nesse PLL não é preciso diminuir a largura da banda para conseguir bons resultados porque a amplitude da tensão de seqüência positiva é obtida com precisão, e por isso a resposta dinâmica do MSRF-PLL é muito boa [22],[67].

A Fig.2.22 mostra a recuperação das tensões trifásicas do MSRF-PLL realizadas a partir da captura do ângulo de um conjunto de tensões desequilibradas e distorcidas. Na mesma Fig.2.22 é possível ver que as componentes de seqüência positiva e negativa são capturadas perfeitamente, ao contrário do SRF-PLL que não consegue medir a componente de seqüência negativa, conseguindo apenas uma aproximação da seqüência positiva. A Fig.2.23 mostra a simulação das técnicas SRF1 e SRF2 utilizando o MSRF-PLL. Os resultados são idênticos demonstrando que a distorção ocorrida na técnica SRF1 foi devida ao PLL utilizado (SRF-PLL).

2.10 Conclusão

Nesse capítulo foi mostrado como obter as referências de corrente para controlar os filtros ativos em um sistema a três fios. O fato de existirem diversas formas de se obter a referência de controle pressupõe que as mesmas possuam desempenhos diferentes sob alguma condição.

Se as tensões da rede forem perfeitamente senoidais e equilibradas todas as teorias

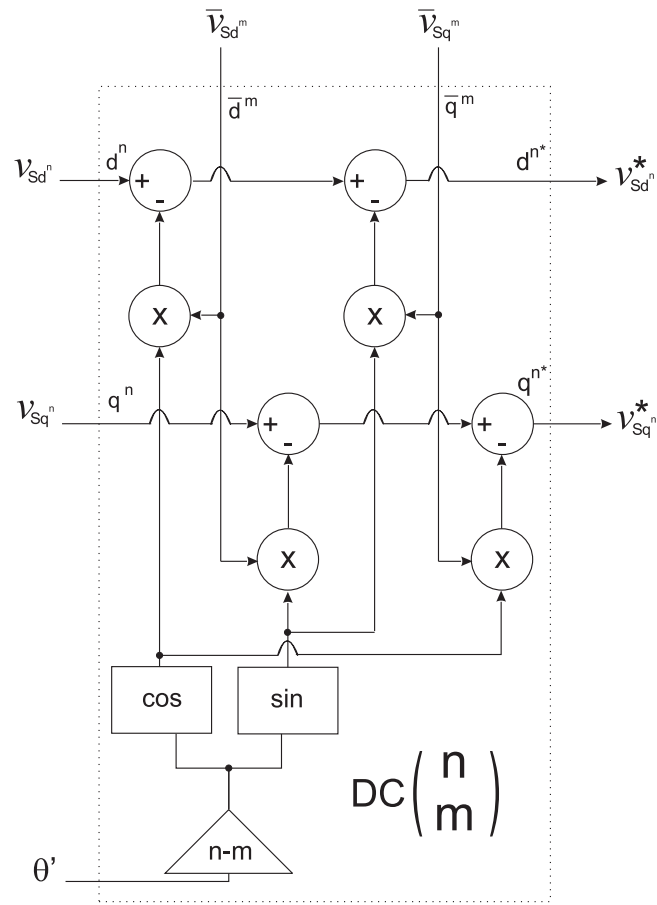


Figura 2.20: Esquema de desacoplamento.

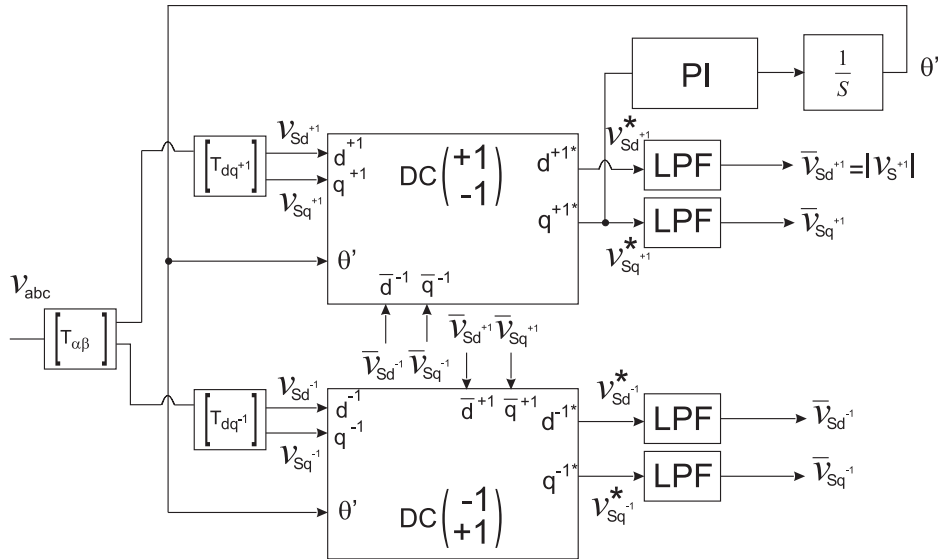


Figura 2.21: DSRF-PLL

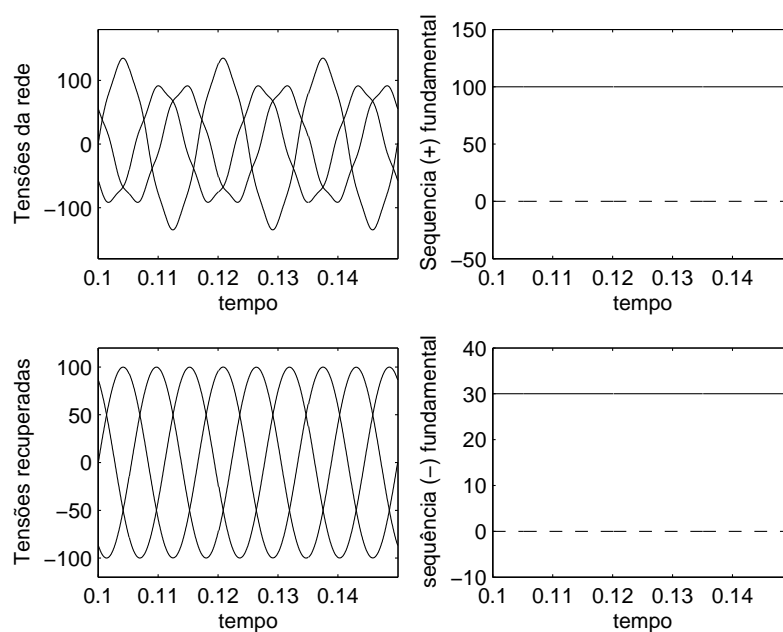


Figura 2.22: Resposta do MSRF-PLL com a tensão da rede distorcida e desbalanceada.

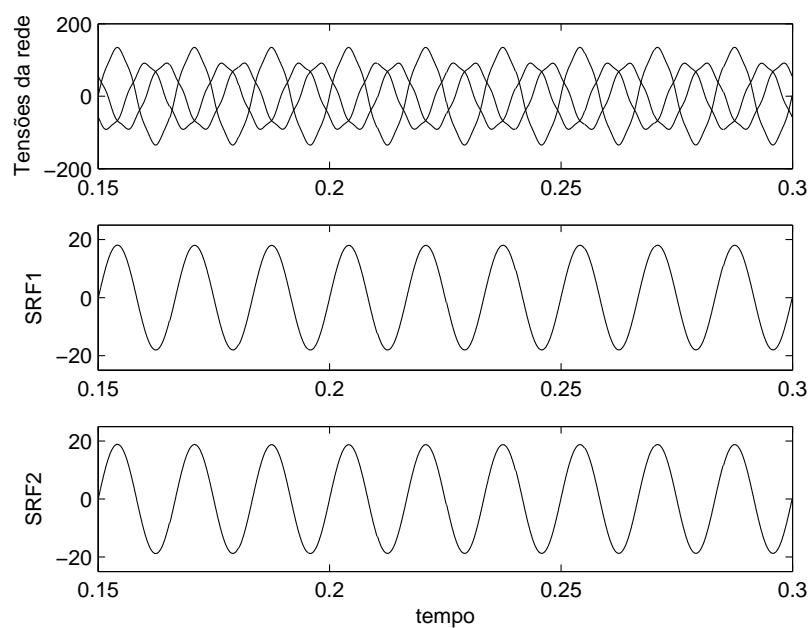


Figura 2.23: Simulação das técnicas SRF1 e SRF2 com o MSRF-PLL

se comportam de forma equivalente no objetivo de calcular as referências de controle do filtro ativo. A descoberta das “limitações” na teoria IRP foi o ponto de partida para proposição de outras formas de calcular a referência de controle. As simulações

apresentadas nesse capítulo mostram que a teoria IRP falha nessa tarefa em ambas as condições testadas, seja com a presença de harmônicos, seja na presença de tensões desbalanceadas. A teoria da potência reativa instantânea estendida foi então proposta com a finalidade de corrigir os problemas da teoria IRP para o caso das tensões da rede serem desbalanceadas. Foi mostrado que o objetivo proposto foi alcançado com sucesso, embora a teoria continue a falhar para o caso das tensões da rede apresentarem distorções.

A utilização da teoria SRF, apresentou de forma geral bons resultados (0,43% e 3,69% de distorção contra 5,86% e 31,81% da teoria IRP) visto que as tensões da rede apresentavam grandes desequilíbrios e distorções. Mesmo assim, o fato da mesma não calcular as referências de forma precisa levou a crer que o desempenho do PLL estava influenciando esse resultado, já que o esquema da teoria SRF é essencialmente simples e depende apenas da filtragem das componentes no referencial $dq0$. Adicionalmente a teoria baseada no cálculo da potência média nas coordenadas SRF (chamada aqui de SRF2) apresentou resultados excelentes utilizando um PLL que consegue detectar a seqüência positiva da componente fundamental de freqüência de um sinal. Por essa razão, foi feita a comparação dos desempenhos das duas propostas de PLL e foi verificado que o MSRF-PLL possui desempenho bastante superior ao SRF-PLL. Foi mostrado, então, na Fig.2.23, que o erro no cálculo da referência de controle na teoria SRF, quando as tensões da rede apresentavam desequilíbrios e/ou distorções, eram causados pelo SRF-PLL que não conseguia detectar corretamente o ângulo do vetor tensão orientado através das tensões da rede. Com essa comparação, fica evidente que as teorias que utilizam um PLL (para a transformação de abc para $dq0$) são superiores àquelas que são calculadas no referencial $\alpha\beta$ e apresentam resultados igualmente precisos se no cálculo do ângulo é utilizado o MSRF-PLL.

Um aspecto importante a ser levantado seria a utilização do MSRF-PLL nas quatro técnicas estudadas. Embora as teorias IRP e IRP estendida sejam definidas no referencial estacionário $\alpha\beta$, o MSRF-PLL poderia ser usado para a detecção da seqüência positiva da componente fundamental de freqüência das tensões da rede. Dessa forma, poderia-se obter as tensões da rede equilibradas e senoidais a partir de um conjunto completamente desequilibrado e distorcido. Isso se constitui uma forma de resolver os problemas das teorias IRP de forma a obter os mesmos resultados que os encontrados

na Fig.2.23 para as teorias SRF1 e SRF2. Isso mostra claramente a importância do MSRF-PLL no processo de detecção da referência de controle de um filtro ativo e embora esse artifício possa ser usado, o mesmo não deve ser utilizado para esconder as falhas da utilização das teorias IRP na determinação das referências de controle.

De forma geral, a rede elétrica não apresenta desequilíbrios e distorções nos níveis simulados nesse capítulo. O “exagero” serviu para mostrar de uma forma clara as limitações de cada técnica. Quando mais as tensões da rede se aproximam de senóides mais os resultados da teoria SRF1 se aproximam da SRF2. Isso não acontece com as teorias IRP. Mesmo com pequenos desequilíbrios e distorções, a referência não é corretamente calculada. Esse fato será abordado no capítulo seguinte em detalhes.

3

MODELAGEM E CONTROLE DO FILTROS ATIVOS

Nesse capítulo serão apresentadas duas propostas de filtro ativos com a finalidade principal de compensar harmônicos de corrente. São elas:

- Filtro paralelo;
- Filtro híbrido.

O filtro híbrido apresentado nesse capítulo é o formado por um passivo paralelo e um ativo série [5]-[7],[9],[19]-[21].

A partir da exposição dos princípios de funcionamento dos 2 filtros, será mostrado em detalhes o esquema de controle dos mesmos utilizando controladores do tipo proporcional-integral. Objetivando esse fim, os filtros serão modelados em abc , $\alpha\beta$ e em dq . A utilização desses modelos será feita de acordo com o controle utilizado. O passo seguinte será comparar essas duas propostas de filtros juntamente com o filtro passivo avaliando em quais condições uma alternativa se apresenta melhor que a outra.

3.1 O filtro ativo paralelo

O filtro ativo paralelo tem como principal objetivo a compensação de harmônicos de corrente. O grande desafio em seu projeto está na determinação instantânea das referências de corrente a serem impostas no inversor. Com a utilização de métodos eficientes para separar as componentes harmônicas da fundamental, a utilização do

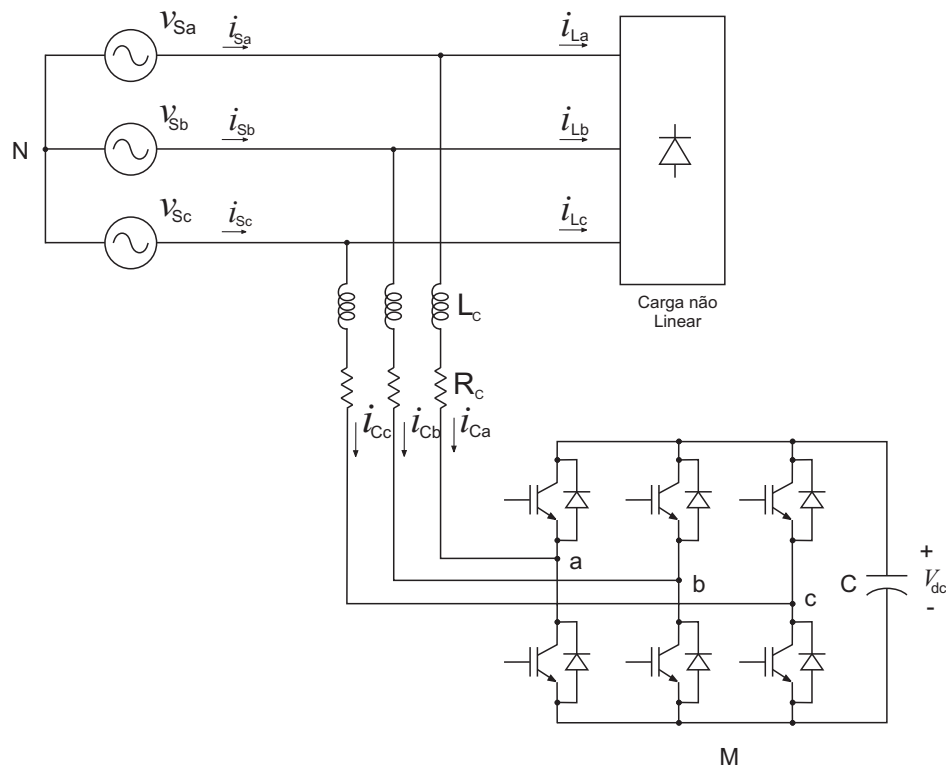


Figura 3.1: Filtro ativo paralelo conectado a rede.

filtro ativo paralelo se torna bastante viável. Outra vantagem que pode ser conseguida ao se utilizar um filtro ativo paralelo é a compensação de potência reativa.

A Fig.3.1 mostra um inversor conectado à rede em paralelo com uma carga não linear e sem a presença de conexão de neutro. O filtro ativo propriamente dito é formado pelo inversor e seu controle.

3.2 Modelagem do filtro ativo paralelo no referencial *abc*

Utilizando a lei de Kirchhoff para as tensões e correntes na Fig.3.1 no ponto de conexão do filtro ativo, pode-se encontrar 3 equações diferenciais no referencial *abc*

$$\begin{aligned}
 V_{Sa} &= L_c \frac{di_{Ca}}{dt} + R_c i_{Ca} + v_{aM} + v_{MN} \\
 V_{Sb} &= L_c \frac{di_{Cb}}{dt} + R_c i_{Cb} + v_{bM} + v_{MN} \\
 V_{Sc} &= L_c \frac{di_{Cc}}{dt} + R_c i_{Cc} + v_{cM} + v_{MN}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Somando essas 3 equações e, levando em conta que as tensões são equilibradas

($v_{Sa} + v_{Sb} + v_{Sc} = 0$) e que não existe corrente de seqüência zero (em um sistema a 3 fios, $i_{Ca} + i_{Cb} + i_{Cc} = 0$), chega-se à seguinte expressão:

$$v_{MN} = -\frac{1}{3} \sum_{m=a}^c v_{mM} \quad (3.2)$$

A função de chaveamento c_k , onde $k=a,b,c$ representa os braços do inversor, é definida por:

$$c_k = \begin{cases} 1 & \text{se } S_k \text{ está ligada e } S'_k \text{ desligada} \\ 0 & \text{se } S_k \text{ está desligada e } S'_k \text{ ligada} \end{cases}$$

Pode-se agora definir as expressões V_{aM} , V_{bM} e V_{cM} de uma forma geral:

$$v_{kM} = c_k v_{dc}. \quad (3.3)$$

Utilizando a equação (3.2) em (3.1), chega-se a:

$$\frac{di_{Ck}}{dt} = \frac{v_{Sk}}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} i_{Ck} + \frac{1}{L_c} \left(\frac{1}{3} \sum_{m=a}^c V_{mM} - V_{kM} \right). \quad (3.4)$$

Substituindo a equação (3.3) em (3.4) encontra-se:

$$\frac{di_{Ck}}{dt} = \frac{v_{Sk}}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} i_{Ck} - \frac{1}{L_c} \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=a}^c c_m \right) v_{dc}. \quad (3.5)$$

A expressão (3.5) representa a equação dinâmica da fase k do modelo do filtro ativo paralelo. Define-se d_{nk} como a função de estado de chaveamento (do inglês “switching state function”):

$$d_{nk} = \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=a}^c c_m \right). \quad (3.6)$$

Substituindo (3.6) em (3.5) chega-se as duas primeiras equações do modelo:

$$\frac{di_{Ck}}{dt} = \frac{v_{Sk}}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} i_{Ck} - \frac{1}{L_c} d_{nk} v_{dc}. \quad (3.7)$$

A equação (3.6) mostra que o valor de d_{nk} depende do estado da chave n , e da fase k . Expandindo (3.6) chega-se a seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} d_{na} \\ d_{nb} \\ d_{nc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Sendo a tensão do capacitor v_{dc} , sua corrente será $i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt}$ e a seguinte relação pode ser observada através da Fig. 3.1:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} = \frac{1}{c} \sum_{m=a}^c c_m i_{Cm}. \quad (3.9)$$

Multiplicando ambos os lados da equação (3.8) por i_{Cm} e somando as linhas dessa equação matricial, levando em conta mais uma vez que não existe corrente de seqüência zero ($i_{Ca} + i_{Cb} + i_{Cc} = 0$), chega-se à seguinte relação:

$$\sum_{m=a}^c d_{nm} i_{Cm} = \sum_{m=a}^c c_m i_{Cm}. \quad (3.10)$$

De onde encontra-se que:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \sum_{m=a}^c d_{nm} i_{Cm}. \quad (3.11)$$

A soma das linhas da equação matricial (3.8) resulta em $d_{na} + d_{nb} + d_{nc} = 0$. Utilizando esse resultado na expansão do somatório da equação (3.11) chega-se finalmente à terceira equação do modelo do filtro ativo no referencial abc :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (2d_{na} + d_{nb}) i_{Ca} + \frac{1}{C} (d_{na} + 2d_{nb}) i_{Cb}. \quad (3.12)$$

Agrupando as equações (3.7) e (3.12) na forma matricial, obtém-se o modelo completo nas coordenadas abc do filtro ativo paralelo em três fios [14],[15]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 & -\frac{d_{na}}{L_c} \\ 0 & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{d_{nb}}{L_c} \\ \frac{2d_{na}+d_{nb}}{C} & \frac{d_{na}+2d_{nb}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

3.3 Controle do filtro ativo paralelo no referencial $\alpha\beta$

No capítulo 2, foi visto que o cálculo das potências instantâneas utilizando correntes que possuam componentes harmônicas resulta em uma potência que possui componentes oscilantes e contínuas. As componentes oscilantes da potência ativa são atribuídas à presença de harmônicos de corrente. A expressão para o cálculo das potências instantâneas [28],[29],[65] é reescrita na equação (3.14):

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Para separar a parte oscilante da contínua utiliza-se um filtro passa-baixas. O objetivo, no entanto, é impor o inverso das componentes harmônicas no inversor e para isso utiliza-se o esquema da Fig.3.2(a). A maioria das correntes indesejadas no sistema são harmônicos, mas em algumas casos essas correntes podem ter frequência fundamental como uma componente reativa de corrente. É possível com uma pequena modificação no esquema, compensar também a potência reativa presente. Para isso basta apenas não filtrar a potência q , como mostra a Fig.3.2(b) [15].

Para obtenção das referências de corrente utiliza-se a transformação inversa de (3.14):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} \\ -q \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

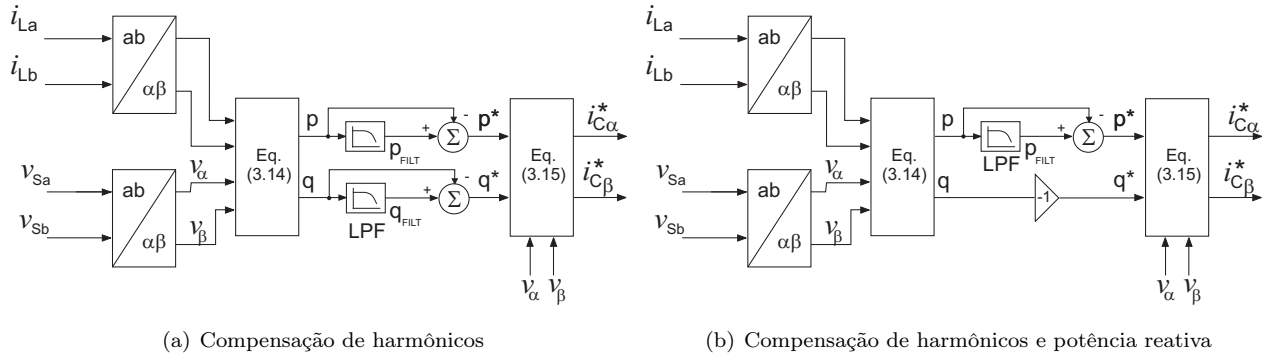


Figura 3.2: Esquema de filtragem das potências p e q

Com o termo “-q” da equação (3.15) entende-se que existe a compensação de harmônicos e potência reativa como no esquema da Fig.3.2(b).

Uma vez determinadas as referências de corrente, é preciso utilizar uma estratégia de controle para que as correntes do inversor alcancem o mais rápido possível seus valores de referência.

3.3.1 Modelagem do filtro ativo paralelo em $\alpha\beta$

A partir do modelo (3.13) em abc do filtro ativo paralelo, pode-se chegar ao modelo em $\alpha\beta 0$. Para isso, utiliza-se a transformação de Clarke da equação (3.16):

$$T_{\alpha\beta 0}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Pode-se reescrever a terceira equação do modelo em abc (equação 3.11), expandindo seu somatório, na seguinte forma:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{nm}]^T [i_{Cabc}]. \quad (3.17)$$

Aplicando a transformação de coordenadas da equação (3.16) na expressão (3.17), obtém-se:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (T_{abc}^{\alpha\beta 0} [d_{n\alpha\beta 0}])^T (T_{abc}^{\alpha\beta 0} [i_{C\alpha\beta 0}]) = \frac{1}{C} [d_{n\alpha\beta 0}]^T [i_{C\alpha\beta 0}]. \quad (3.18)$$

Os termos de seqüência zero na expressão (3.18) são nulos. Como conseqüência, chega-se a:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{d_{n\alpha} i_{C\alpha}}{C} + \frac{d_{n\beta} i_{C\beta}}{C}. \quad (3.19)$$

Para completar o modelo, utilizam-se as equações de corrente do modelo em abc da equação (3.7).

$$\frac{d}{dt} [i_{Cabc}] = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{Cabc}] - \frac{1}{L_c} [d_{nabc}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} [v_{Sabc}]. \quad (3.20)$$

Como não existe a conexão de neutro, a presença da equação de corrente para a fase 3 se torna redundante, pois com quaisquer duas correntes determina-se a terceira. As três fases aparecem nessa equação para que a transformação da equação (3.16) seja aplicada sem a necessidade de modificações. A aplicação da transformação resulta, então, em:

$$\frac{d}{dt} T_{abc}^{\alpha\beta 0} [i_{C\alpha\beta 0}] = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} T_{abc}^{\alpha\beta 0} [i_{C\alpha\beta 0}] - \frac{1}{L_c} T_{abc}^{\alpha\beta 0} [d_{n\alpha\beta 0}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} T_{abc}^{\alpha\beta 0} [v_{S\alpha\beta 0}]. \quad (3.21)$$

Levando em conta que $\frac{d}{dt} T_{abc}^{\alpha\beta} [i_{C\alpha\beta}] = T_{abc}^{\alpha\beta} \frac{d}{dt} [i_{C\alpha\beta}]$ e, mais uma vez, que as componentes de seqüência zero são nulas, encontra-se a expressão (3.22):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} [d_{n\alpha\beta}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} [v_{S\alpha\beta}]. \quad (3.22)$$

O modelo completo do filtro ativo paralelo em coordenadas $\alpha\beta$ [16] é finalmente dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 & -\frac{d_{n\alpha}}{L_c} \\ 0 & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{d_{n\beta}}{L_c} \\ \frac{d_{n\alpha}}{C} & \frac{d_{n\beta}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

3.3.2 Controle das correntes harmônicas

Para se obter uma resposta dinâmica rápida no controle das correntes do inversor são utilizados controladores de corrente do tipo proporcional-integral (PI).

A primeira e a segunda equações do modelo (3.23) podem ser escritas da seguinte forma:

$$L_c \frac{di_{C\alpha}}{dt} + R_c i_{C\alpha} = -v_{dc} d_{n\alpha} + v_{S\alpha}, \quad (3.24)$$

$$L_c \frac{di_{C\beta}}{dt} + R_c i_{C\beta} = -v_{dc} d_{n\beta} + v_{S\beta}. \quad (3.25)$$

Sejam u_α e u_β os termos à direita nas equações (3.24) e (3.25):

$$u_\alpha = -v_{dc} d_{n\alpha} + v_{S\alpha}, \quad (3.26)$$

$$u_\beta = -v_{dc} d_{n\beta} + v_{S\beta}. \quad (3.27)$$

Os termos u_α e u_β são as respectivas saídas dos 2 controladores do tipo PI de corrente:

$$u_\alpha = K_p \tilde{i}_{C\alpha} + K_i \int \tilde{i}_{C\alpha} dt, \quad (3.28)$$

$$u_\beta = K_p \tilde{i}_{C\beta} + K_i \int \tilde{i}_{C\beta} dt, \quad (3.29)$$

onde $\tilde{i}_{C\alpha} = i_{C\alpha}^* - i_{C\alpha}$ e $\tilde{i}_{C\beta} = i_{C\beta}^* - i_{C\beta}$ representam os erros de corrente. Com as equações (3.26) e (3.27), as funções de estado de chaveamento são determinadas da seguinte forma:

$$d_{n\alpha} = \frac{v_{S\alpha} - u_{\alpha}}{v_{dc}}, \quad (3.30)$$

$$d_{n\beta} = \frac{v_{S\beta} - u_{\beta}}{v_{dc}}. \quad (3.31)$$

3.3.3 Controle da tensão do barramento dc

A malha de controle da tensão do barramento dc do inversor é uma malha mais externa em relação à malha do controle de corrente. O controle da tensão é realizado utilizando potência ativa da rede sem a necessidade de uma fonte externa de energia.

A terceira equação do modelo (3.23) é repetida como (3.32):

$$C \frac{v_{dc}}{dt} = d_{n\alpha} i_{C\alpha} + d_{n\beta} i_{C\beta}. \quad (3.32)$$

Essa equação pode ser reescrita como:

$$u_{dc} = d_{n\alpha} i_{C\alpha} + d_{n\beta} i_{C\beta}. \quad (3.33)$$

Para controlar a tensão do barramento dc, utiliza-se mais um controlador PI:

$$u_{dc} = K_{pv} \tilde{v}_{dc} + K_{iv} \int \tilde{v}_{dc} dt. \quad (3.34)$$

Onde $\tilde{v}_{dc} = v_{dc}^* - v_{dc}$ é o erro de tensão. Multiplicando ambos os lados da equação (3.33) por v_{dc} e assumindo que se o controle de corrente é ideal, a relação abaixo é verdadeira,

$$\begin{aligned} d_{n\beta} v_{dc} &\approx v_{S\beta}, \\ d_{n\alpha} v_{dc} &\approx v_{S\alpha}. \end{aligned} \quad (3.35)$$

A referência de potência para controlar a tensão do barramento é, então, dada por:

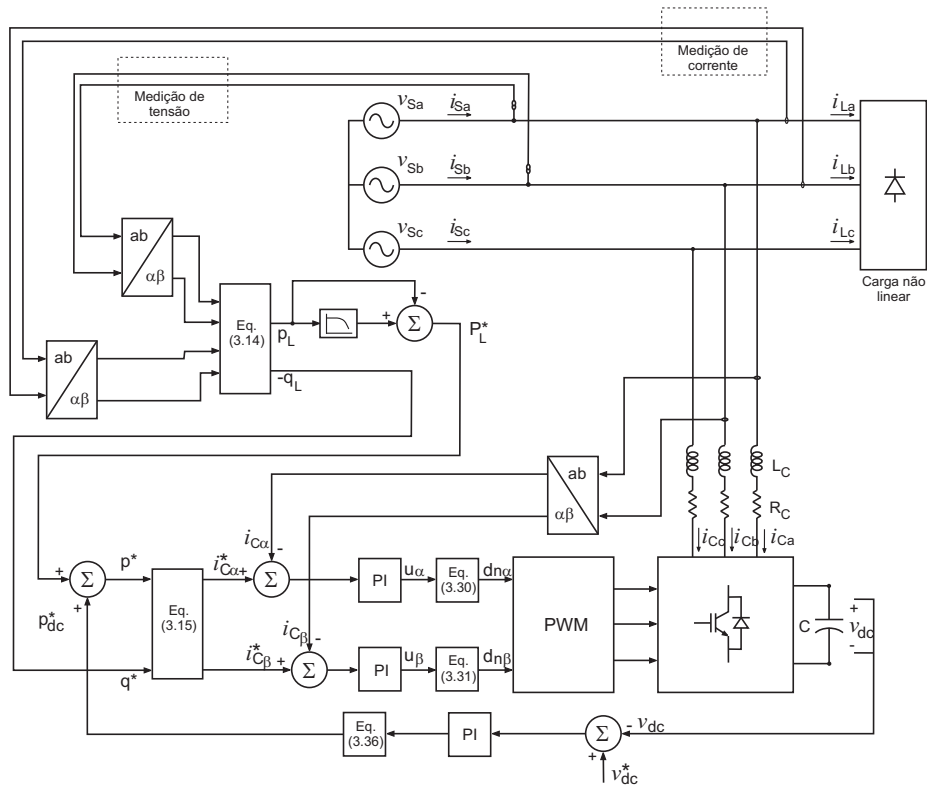


Figura 3.3: Diagrama de controle do filtro ativo paralelo

$$p_{dc}^* = v_{dc} u_{dc}. \quad (3.36)$$

3.3.4 Resultados de simulação

A Fig.3.3 mostra o esquema completo do filtro ativo paralelo. As correntes de carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e as tensões da rede são medidas e transformadas para o referencial $\alpha\beta$ para o cálculo das potências através da equação (3.14). Com os filtros passa-baixas, realiza-se a separação das componentes harmônicas da fundamental e essas potências são novamente transformadas em correntes através de (3.15). As correntes harmônicas de saída i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} são medidas e transformadas para o referencial $\alpha\beta$ onde serão comparadas com as correntes de referência geradas.

A saída do PI de controle de tensão do barramento CC é adicionada à referência de corrente gerada pela potência p de tal forma que exista uma corrente no inver-

responsável pela regulação dessa tensão. É importante lembrar que a parcela da potência instantânea p é a responsável pela potência ativa enquanto que q representa potência reativa. Finalmente, é feita a atualização dos pulsos das chaves através de uma estratégia de PWM (conforme descrito no apêndice A).

Na Fig.3.4 vêem-se os resultados de simulação do filtro ativo para o caso onde as tensões da rede são equilibradas e perfeitamente senoidais. De cima pra baixo estão as formas de onda da fase a da tensão da rede, corrente da rede, corrente do inversor e corrente da carga. Com esse resultado, vê-se que o objetivo foi alcançado já que enquanto a corrente da carga é distorcida, a corrente da rede é senoidal. Com as tensões da rede distorcidas, a referência de corrente não é determinada corretamente como mostrado no Cap.2. A Fig.3.5 mostra o resultado de simulação para esse caso. Conseqüentemente, a corrente da rede apresenta distorções e o filtro ativo falha no seu objetivo de compensar harmônicos de corrente. Enquanto no Cap.2 foi avaliado apenas a distorção no cálculo da referência de controle (considerando o controle de corrente ideal), nessa figura é mostrado a simulação do filtro utilizando o controle de corrente proporcional-integral juntamente com o esquema completo do filtro ativo. A Fig.3.6 mostra o caso em que as tensões da rede estão desbalanceadas. Mais uma vez, o resultado mostra, como no Cap.2, que o esquema simulado não consegue compensar corretamente os harmônicos.

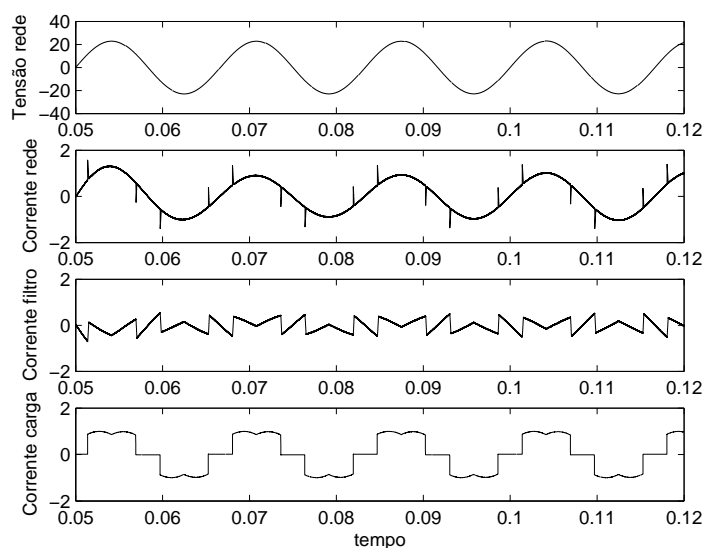


Figura 3.4: Resultados de simulação IRP

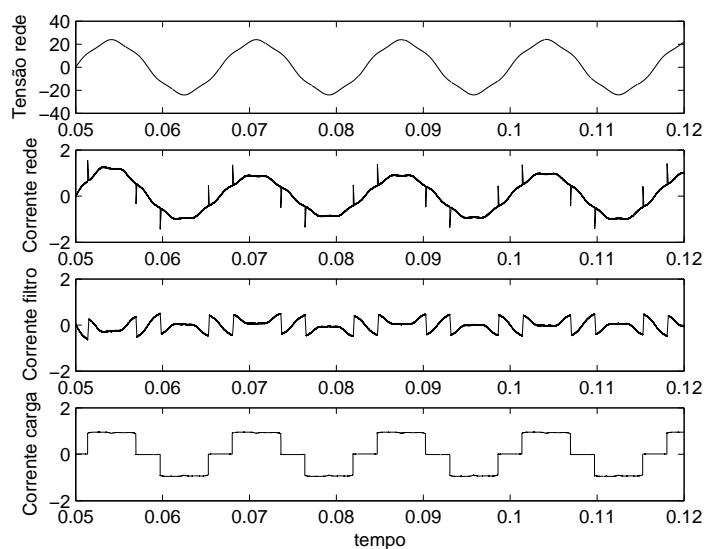


Figura 3.5: Resultados de simulação IRP com as tensões da rede distorcidas

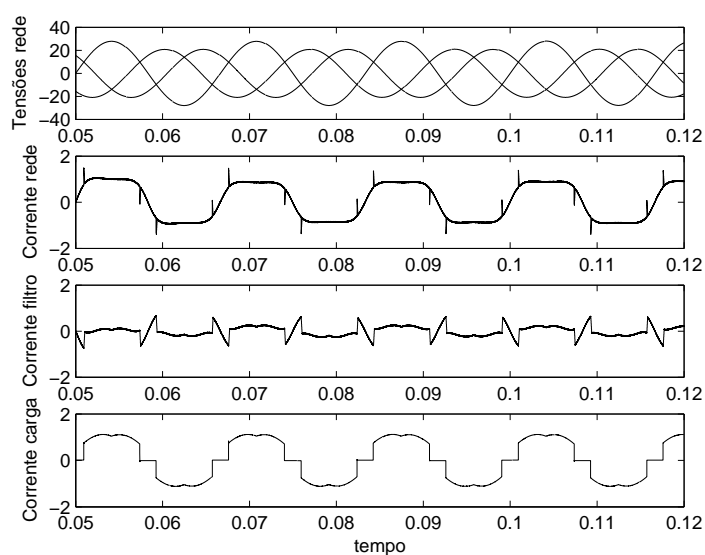


Figura 3.6: Resultados de simulação IRP com as tensões da rede desbalanceadas

3.4 Controle do filtro ativo paralelo no referencial síncrono dq

O objetivo agora é modelar o filtro ativo paralelo em dq e fazer as simulações desse filtro utilizando a teoria SRF.

A utilização da mudança de referencial estacionário abc para um referencial síncrono dq orientado pelo vetor tensão faz com que os harmônicos presentes nas correntes de carga se transformem em componentes oscilatórias e a fundamental em uma compo-

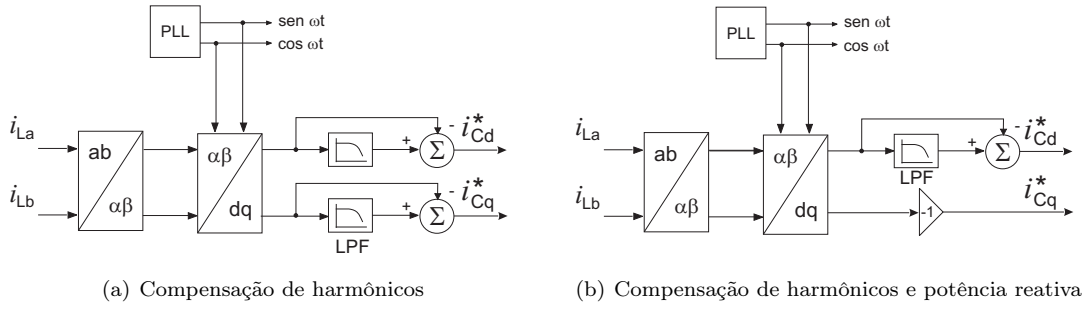


Figura 3.7: Obtenção das referências de corrente

nente constante. Uma consequência da utilização do referencial síncrono dq é que a corrente do eixo d será responsável pelo fornecimento de potência ativa do sistema, ficando a corrente do eixo q responsável pelo controle da potência reativa do sistema.

Para separar a parte oscilante da contínua e assim compensar os harmônicos de corrente, utiliza-se um filtro passa-baixas como mostra a Fig.3.7(a) [14],[15].

Para compensar os harmônicos de corrente e potência reativa utiliza-se o esquema da Fig.3.7(b).

3.4.1 Modelagem do filtro ativo paralelo em dq

O modelo do filtro ativo em dq é encontrado utilizando a transformação de Park da equação (3.37) no modelo em abc da equação (3.13).

$$T_{dq0}^{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Aplicando, então, a transformação de Park a terceira equação do modelo em abc de forma semelhante ao que foi feito para $\alpha\beta$, chega-se a:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd}i_{Cd}}{C} + \frac{d_{nq}i_{Cq}}{C}. \quad (3.38)$$

As equações de corrente do modelo em abc , mais uma vez são escritas da seguinte forma:

$$\frac{d}{dt} [i_{Cabc}] = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{Cabc}] - \frac{1}{L_c} [d_{nabc}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} [v_{Sabc}] . \quad (3.39)$$

Aplicando a transformação de Park à expressão (3.39), tem-se:

$$\frac{d}{dt} T_{abc}^{dq} [i_{Cdq}] = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} T_{abc}^{dq} [i_{Cdq}] - \frac{1}{L_c} T_{abc}^{dq} [d_{ndq}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} T_{abc}^{dq} [v_{Sdq}] . \quad (3.40)$$

Aplicando ao termo à esquerda da equação (3.40) a propriedade da derivada do produto,

$\frac{d}{dt} (T_{abc}^{dq} [i_{Cdq}]) = T_{abc}^{dq} \frac{d}{dt} [i_{Cdq}] + (\frac{d}{dt} T_{abc}^{dq}) [i_{Cdq}]$, chega-se a:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Cd} \\ i_{Cq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_c}{L_c} & -\omega \\ \omega & \frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cd} \\ i_{Cq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_c} [d_{ndq}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} [v_{Sdq}] . \quad (3.41)$$

O modelo completo em coordenadas dq [14][15] fica então:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Cd} \\ i_{Cq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & -\frac{d_{nd}}{L_c} \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{d_{nq}}{L_c} \\ \frac{d_{nd}}{C} & \frac{d_{nq}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cd} \\ i_{Cq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_{Sd} \\ v_{Sq} \\ 0 \end{bmatrix} . \quad (3.42)$$

3.4.2 Controle das correntes harmônicas

Com o mesmo desenvolvimento utilizado no controle de corrente em $\alpha\beta$, pode-se utilizar PI's para controlar as correntes i_{Cd} e i_{Cq} assim como foi feito para as correntes $i_{C\alpha}$ e $i_{C\beta}$, e achar as funções de chaveamento d_{nd} e d_{nq} . Essas funções d_{nd} e d_{nq} são, então, dadas por [14],[15]:

$$d_{nd} = \frac{v_{Sd} + L_c \omega i_{Cq} - u_d}{v_{dc}} , \quad (3.43)$$

$$d_{nq} = \frac{v_{Sq} - L_c \omega i_{Cd} - u_q}{v_{dc}} . \quad (3.44)$$

3.4.3 Controle da tensão do barramento

A terceira equação do modelo do filtro ativo no referencial dq é reescrita aqui como (3.45):

$$C \frac{v_{dc}}{dt} = d_{nd} i_{Cd} + d_{nq} i_{Cq}. \quad (3.45)$$

Essa equação pode ser reescrita como:

$$u_{dc} = d_{nd} i_{Cd} + d_{nq} i_{Cq}. \quad (3.46)$$

Para controlar a tensão do barramento cc, será usado um controlador PI:

$$u_{dc} = K_{pv} \tilde{v}_{dc} + K_{iv} \int \tilde{v}_{dc} dt. \quad (3.47)$$

Onde $\tilde{v}_{dc} = v_{dc}^* - v_{dc}$ representa o erro de tensão. A referência de corrente para controlar a tensão do barramento é dada em (3.48).

$$i_{do}^* = \frac{u_{dc} - d_{nq} i_{Cq}}{d_{nd}} = \frac{u_{dc} v_{dc} - d_{nq} i_{Cq} v_{dc}}{d_{nd} v_{dc}}. \quad (3.48)$$

Ao assumir que o controle de corrente é ideal, as seguintes propriedades são válidas:

$$\begin{aligned} d_{nq} v_{dc} &\approx v_q, \\ d_{nd} v_{dc} &\approx v_d. \end{aligned} \quad (3.49)$$

Ao assumir que as tensões da rede são dadas pela equação (3.50), a transformação de v_{Sa} e v_{Sb} para coordenadas dq resulta em $v_{Sd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{V}$ e $v_{Sq} = 0$.

$$\begin{aligned}
v_{Sa} &= \hat{V} \cos(\omega t) \\
v_{Sb} &= \hat{V} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\
v_{Sc} &= \hat{V} \cos(\omega t - 4\pi/3)
\end{aligned} \tag{3.50}$$

Como consequência, $d_{nq}v_{dc} \approx v_{Sq} = 0$ e $d_{nd}v_{dc} \approx v_{Sd} = \sqrt{\frac{3}{2}}\hat{V}$. A referência de corrente torna-se:

$$i_{do}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{\hat{V}} u_{dc}. \tag{3.51}$$

As potências instantâneas ativa e reativa no referencial dq são dadas por:

$$\begin{aligned}
p &= v_d i_d + v_q i_q, \\
q &= v_q i_d - v_d i_q.
\end{aligned} \tag{3.52}$$

O PLL conectado à rede faz com que v_q seja igual a zero. Sendo assim, somente a corrente de eixo direto i_d é capaz de fornecer potência ativa ao sistema. Para manter a tensão do barramento constante, é preciso adicionar à saída do controlador PI de controle de tensão (malha mais externa) i_{do}^* , à referência da corrente de eixo direto i_d^* (malha mais interna). A corrente i_q contribui apenas para o fornecimento de potência reativa.

3.4.4 Resultados de simulação

A Fig.3.8 mostra o esquema completo do filtro ativo paralelo. As correntes de carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} são medidas e transformadas para o referencial dq . Com os filtros passa-baixas realiza-se a separação das componentes harmônicas da fundamental e assim obtêm-se as referências de corrente para o controle em malha fechada. As correntes harmônicas de saída i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} são medidas e transformadas para o referencial dq onde serão comparadas com as correntes de referências i_{Cd}^* e i_{Cq}^* .

A saída do PI de controle de tensão do barramento CC é adicionada à referência da corrente de eixo direto i_{Cd}^* de tal forma que exista uma corrente no inversor responsável pela regulação dessa tensão. A atualização dos pulsos das chaves é feita através de uma estratégia de PWM (conforme descrito no apêndice A).

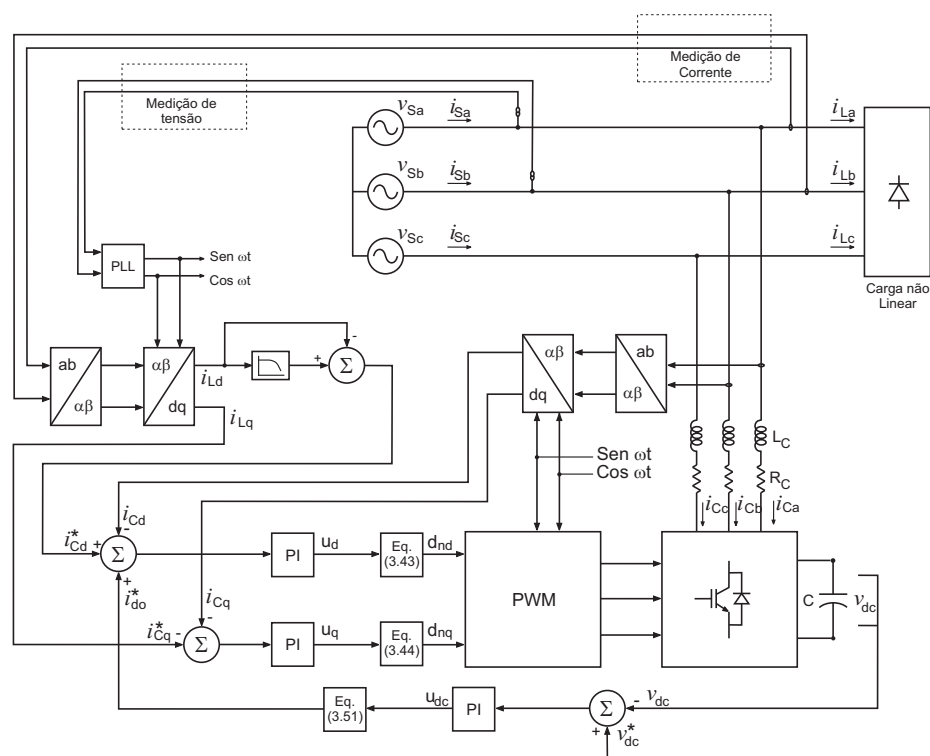


Figura 3.8: Diagrama de controle do filtro ativo paralelo

Na Fig.3.9 vêem-se os resultados de simulação do filtro ativo. De cima pra baixo estão a tensão da rede, a corrente da rede, a corrente do inversor e a corrente da carga. Esse resultado é idêntico a simulação do filtro paralelo utilizando a teoria IRP sem a presença de harmônicos ou distorções nas tensões da rede. A Fig.3.10 mostra o filtro ativo paralelo simulado com as tensões da rede distorcidas. Nessa simulação foi utilizado o SRF-PLL e a banda do mesmo foi reduzida de forma a encontrar resultados satisfatórios em regime. Como visto no Cap.2 a redução da banda do PLL implica no aumento do tempo de resposta do sistema (que se constitui em um efeito não desejado). A Fig.3.11 mostra o resultado da simulação com as tensões da rede desbalanceadas. O desequilíbrio, no entanto, não é tão severo quanto o simulado no Cap.2 e o PLL consegue determinar o ângulo de forma a não distorcer a corrente da rede de forma considerável.

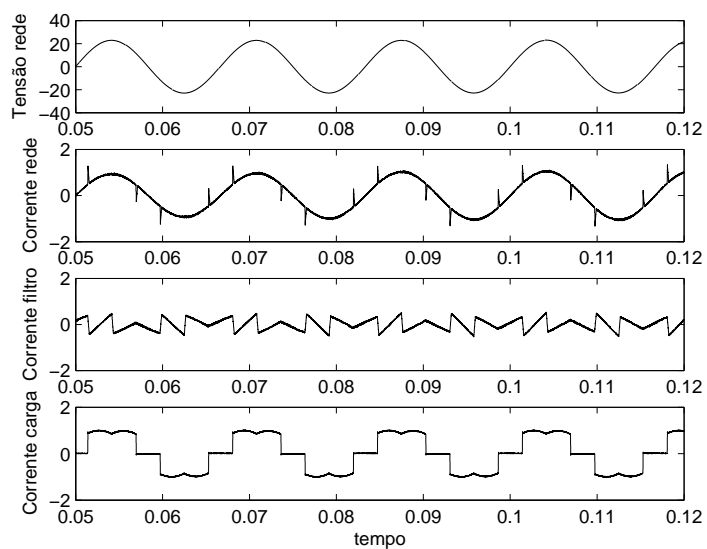


Figura 3.9: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria SRF

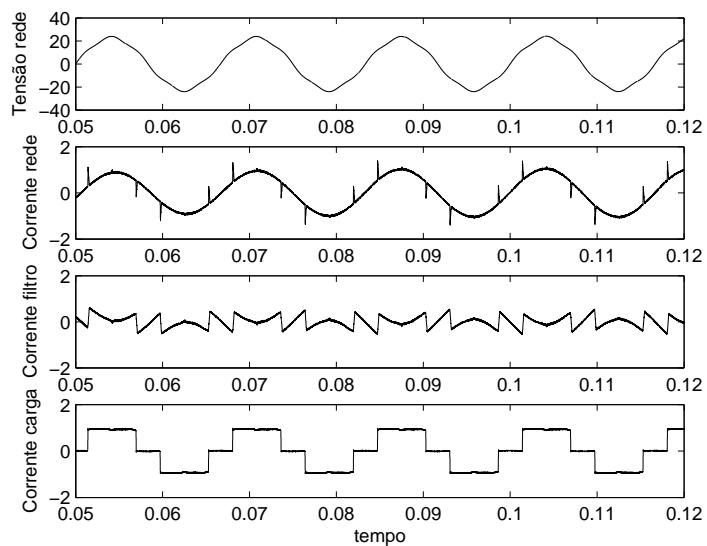


Figura 3.10: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria SRF com as tensões da rede distorcidas

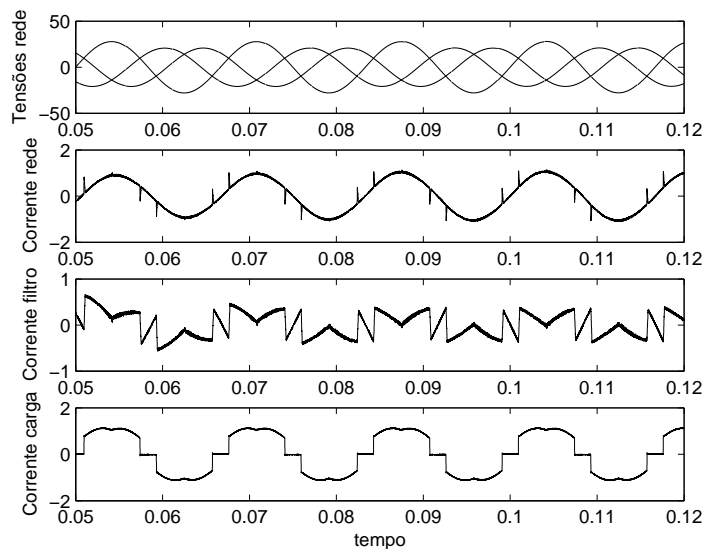


Figura 3.11: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria SRF com as tensões da rede desbalanceadas

3.5 Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando as teorias IRP estendida e da potência média SRF

As simulações do filtro paralelo utilizando as teorias IRP estendida e da potência média SRF foram feitas utilizando o mesmo procedimento de modelagem que o feito para as teorias IRP e SRF. A modelagem da teoria IRP estendida é feita em abc , enquanto que a modelagem da teoria baseada na potência média SRF é feita nas coordenadas dq da mesma forma que foi feito para o caso SRF. Os esquemas para extração das referências de controle dessas teorias são mostrados na Fig.3.12 e na Fig.3.13. As expressões para o cálculo das potências do Cap.2 são repetidas.

Cálculo das componentes de potência na teoria IRP Estendida:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Sa} - v_{Sc} & v_{Sb} - v_{Sc} \\ v'_{Sa} - v'_{Sc} & v'_{Sb} - v'_{Sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \end{bmatrix}. \quad (3.53)$$

Cálculo das correntes de referência na teoria IRP estendida:

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta'} \begin{bmatrix} v'_{Sb} - v'_{Sc} & v_{Sc} - v_{Sb} \\ v'_{Sc} - v'_{Sa} & v_{Sa} - v_{Sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

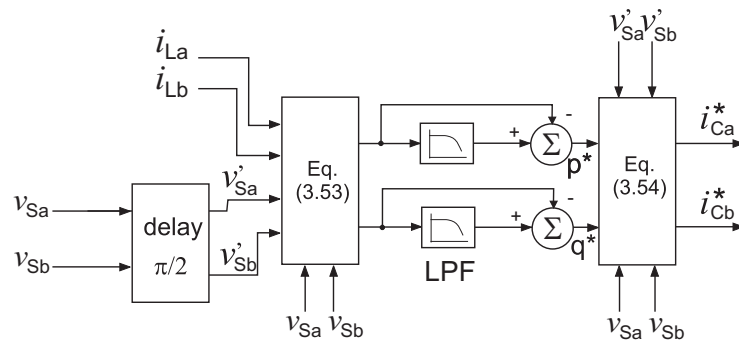


Figura 3.12: Esquema para extração da referência de controle da teoria IRP estendida.

Cálculo das correntes de referência na teoria SRF:

$$\vec{I}_{S_{(d+1q+10+1)}} = \frac{P_{L3\phi}}{|\vec{V}_{+1}|^2} \vec{V}_{(d+1q+10+1)}^{+1} = \frac{P_{L3\phi}}{\vec{V}_{d+1}^{+1}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.55)$$

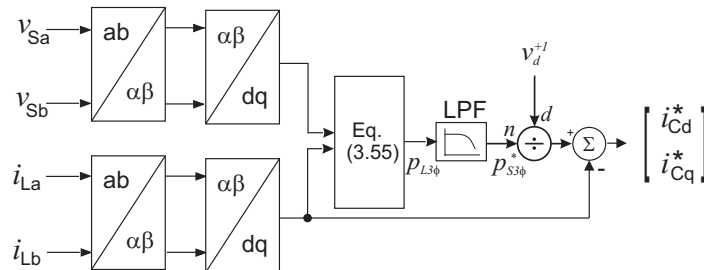


Figura 3.13: Esquema para extração da referência de controle da potência média SRF.

A Fig.3.14 mostra o resultado de simulação do filtro paralelo para o caso das tensões equilibradas e senoidais. Nesse caso, o resultado é o mesmo alcançado utilizando a teoria da potência reativa instantânea e a teoria SRF. A Fig. 3.15 mostra a simulação para o caso onde existe a presença de distorções na rede elétrica. Como é visível, a corrente da rede apresenta distorções da mesma forma que as simulações do Cap.2. Como a teoria da potência instantânea estendida foi concebida com o objetivo de calcular as referências de corrente sob a presença de desequilíbrios nas tensões da rede, vê-se na Fig.3.16 que a mesma alcança o objetivo pretendido.

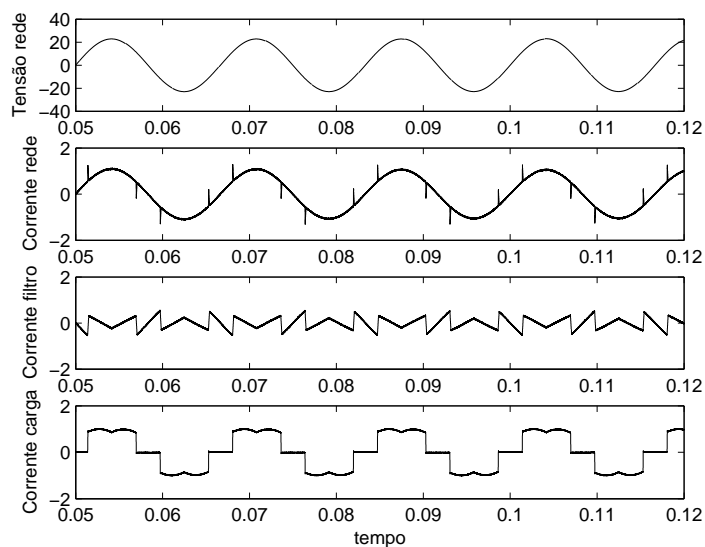


Figura 3.14: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria IRP estendida

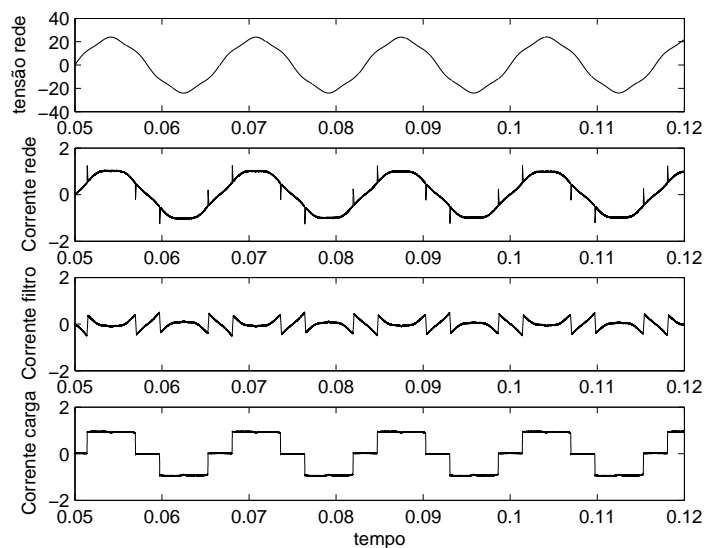


Figura 3.15: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria IRP estendida com as tensões da rede distorcidas

A Fig.3.17 mostra o resultado de simulação do filtro utilizando a teoria baseada no cálculo da potência média SRF. Sem a presença de desequilíbrios os resultados são idênticos às outras 3 técnicas em condições semelhantes. As Figuras 3.18 e 3.19 mostram os resultados com as tensões da rede distorcidas e desequilibradas. O PLL utilizado nessas simulações foi o MSRF-PLL. Os resultados dessas simulações mostram que essa técnica consegue determinar as referências de controle em ambos os casos e

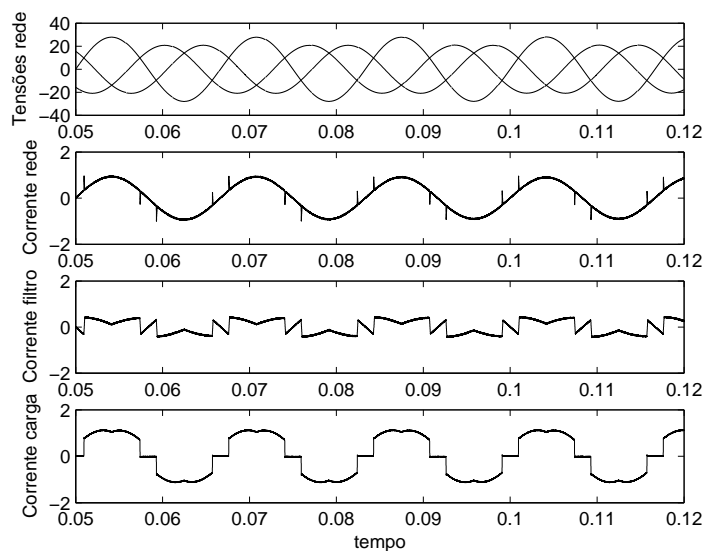


Figura 3.16: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria IRP estendida com as tensões da rede desbalanceadas

sendo assim, o controle atua de forma a fazer com que a corrente da rede seja senoidal. Esses resultados são aparentemente idênticos aos obtidos com a teoria SRF. Se as distorções e os desequilíbrios na rede não forem severos, os resultados das simulações das duas técnicas são muito semelhantes com uma leve vantagem para a SRF2. Caso contrário encontra-se resultados parecidos com os simulados no Cap.2.

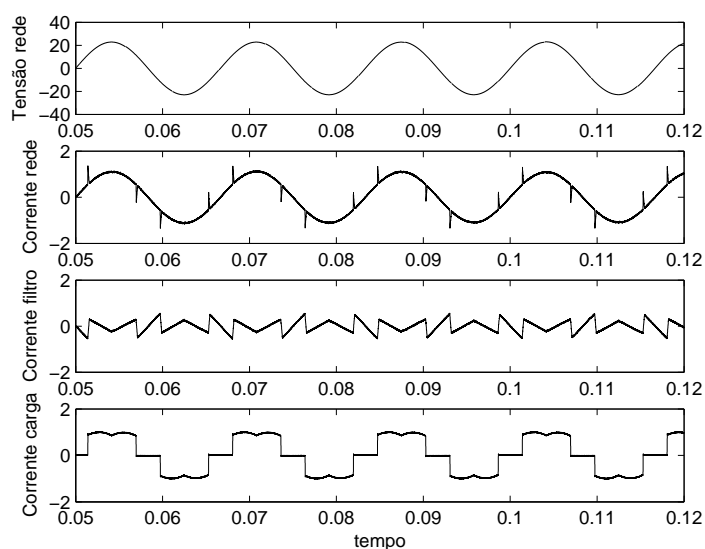


Figura 3.17: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria da potência média SRF

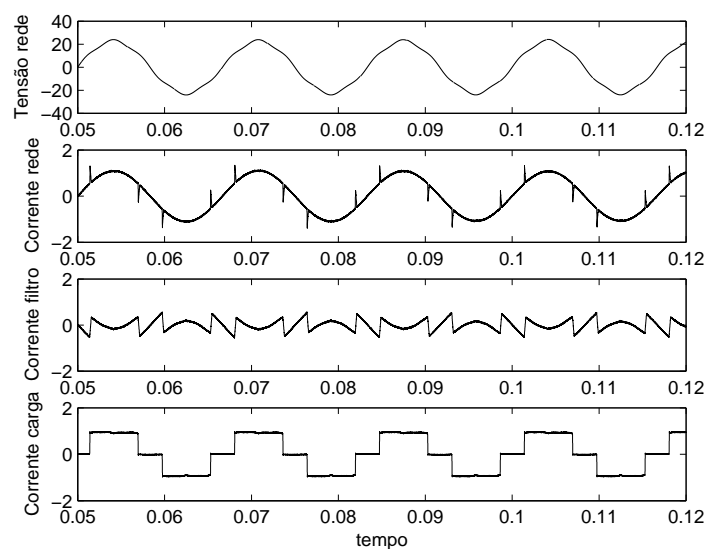


Figura 3.18: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria da potência média SRF com as tensões da rede distocidas

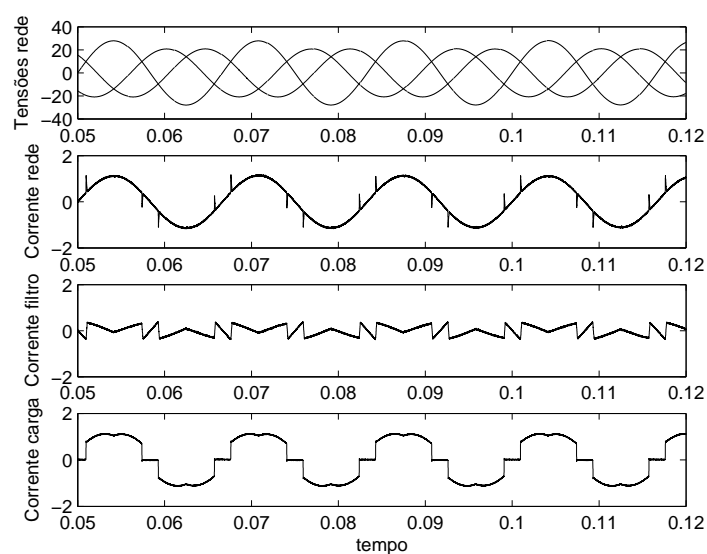


Figura 3.19: Resultados de simulação do filtro paralelo utilizando a teoria da potência média SRF com as tensões da rede desbalanceadas

3.6 O filtro híbrido paralelo passivo e série ativo

Os filtros passivos têm sido tradicionalmente utilizados para absorver harmônicos gerados por cargas não-lineares devido à sua simplicidade e baixo custo. Os problemas de ressonâncias associados à sua utilização, no entanto, desencorajam fortemente seu uso.

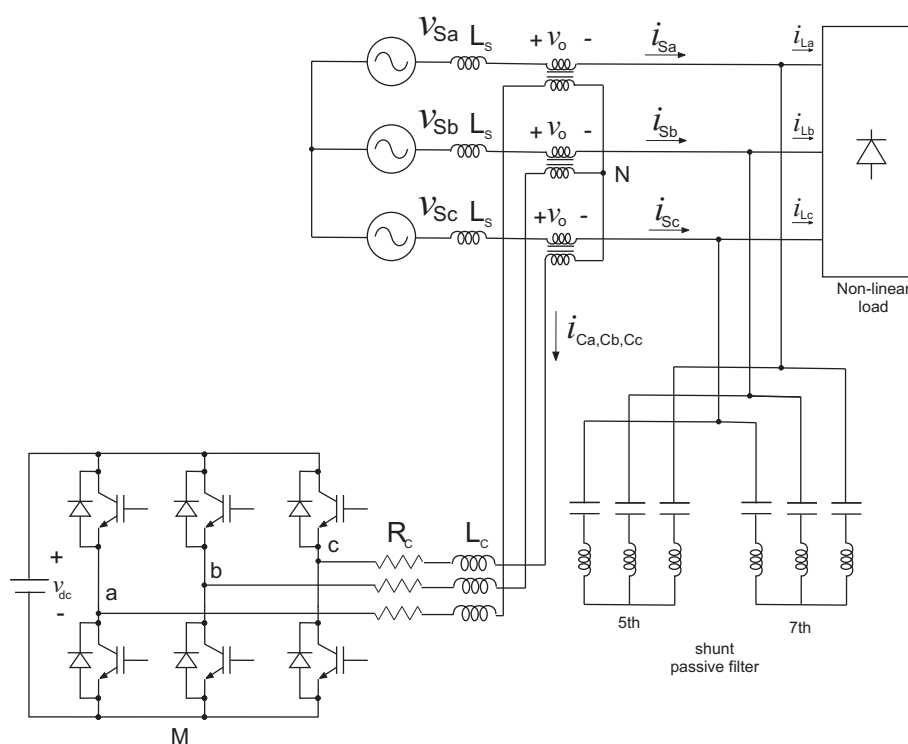


Figura 3.20: *Filtro híbrido de potência.*

O filtro híbrido aqui estudado é formado por um conversor ligado em série com a rede e filtros passivos ligados em paralelo com a carga, como mostra a Fig.3.20. O filtro série é controlado para funcionar como uma impedância ativa, ao contrário do filtro ativo paralelo que funciona como uma fonte de corrente (impedância infinita) e o filtro série para eliminar harmônicos de tensão, que funciona como uma fonte de tensão (impedância zero) [12]. O conversor série do filtro híbrido atua como um isolador harmônico entre a carga e a fonte. Sua função é impor uma alta resistência para correntes harmônicas e uma baixa resistência para a corrente de frequência fundamental, garantindo que a corrente na rede seja puramente senoidal. Com isso, obtêm-se as seguintes características:

- A compensação de harmônicos de corrente não é afetada pela impedância da rede elétrica;
- Os harmônicos de corrente provenientes de outras cargas não são atraídos pelo filtro passivo;
- A eliminação dos problemas de ressonâncias série e paralela.

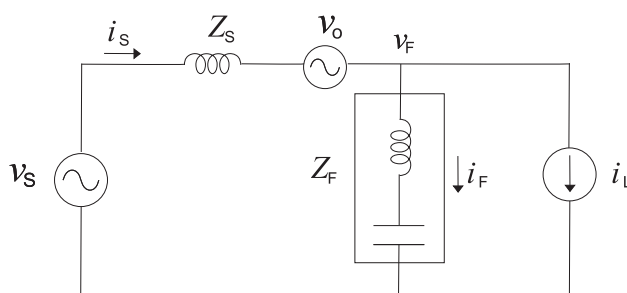


Figura 3.21: *Circuito equivalente*

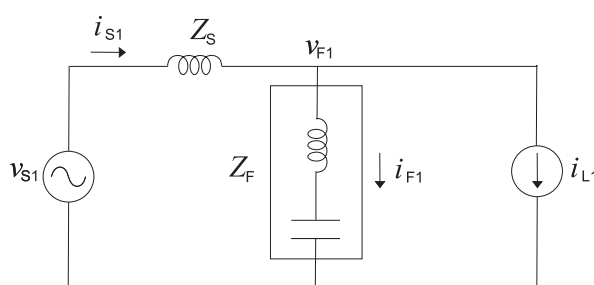


Figura 3.22: *Circuito equivalente para a componente fundamental*

3.7 Princípio de funcionamento do isolador harmônico

O inversor conectado em série com a rede elétrica não é usado para compensar harmônicos de tensão, como pode parecer em uma primeira impressão, mas para melhorar as características de compensação do filtro passivo paralelo. Considerando o filtro ativo série como uma fonte ideal de tensão controlada, um modelo unifilar do circuito da Fig.3.20 é mostrado na Fig.3.21, onde Z_s é a impedância da rede e Z_f é a impedância do filtro passivo. A carga, como mostrado anteriormente, é representada por uma fonte de corrente e v_s é a tensão da rede. A idéia é controlar o filtro ativo série para apresentar impedância zero na frequência fundamental e uma impedância resistiva (k) grande para as frequências harmônicas. Se essa resistência for suficientemente grande para bloquear a passagem das correntes harmônicas, toda a corrente distorcida da carga passará pelo filtro passivo e a corrente da rede estará sem os harmônicos. A Fig.3.22 e a Fig.3.23 mostram o circuito equivalente da Fig.3.21 para as componentes fundamental e harmônicas.

Na Fig.3.23 se $k \gg |Z_f|$ então a corrente harmônica da carga irá fluir pelo filtro passivo. Além disso, se $k \gg |Z_s|$ a impedância da fonte não irá afetar as características de compensação do filtro passivo e nenhuma corrente harmônica proveniente de outra

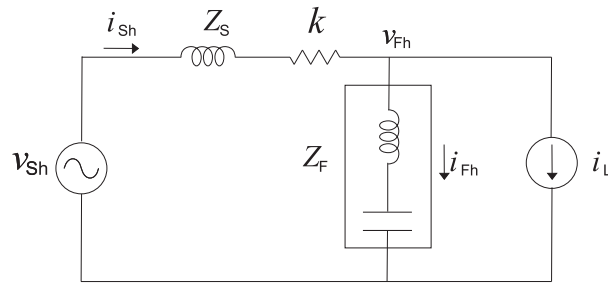


Figura 3.23: Circuito equivalente para as componentes harmônicas

carga poderá fluir pelo filtro passivo.

A corrente i_{Sh} na Fig.3.23 é dada por:

$$i_{Sh} = \frac{Z_F}{Z_S + Z_F + k} i_{Lh} + \frac{1}{Z_S + Z_F + k} v_{Sh}. \quad (3.56)$$

A tensão v_{Fh} é dada por:

$$v_{Fh} = v_{Sh} - i_{Sh}(Z_S + k). \quad (3.57)$$

Substituindo (3.56) em (3.57) chega-se a:

$$v_{Fh} = Z_f i_{Fh} = -\frac{Z_S + k}{Z_S + Z_F + k} Z_f i_{Lh} + \frac{Z_F}{Z_S + Z_F + k} v_{Sh}. \quad (3.58)$$

Analisando a malha de tensão é possível verificar que v_o é dada por:

$$v_o = v_{Sh} - i_{Sh} Z_S - v_{Fh}. \quad (3.59)$$

Substituindo as equações (3.56) e (3.58) em (3.59) chega-se a:

$$v_o = \frac{k}{Z_S + Z_F + k} Z_f i_{Lh} + \frac{k}{Z_S + Z_F + k} v_{Sh}. \quad (3.60)$$

Se o filtro série for controlado de forma que $k \gg |Z_S|$ e $k \gg |Z_F|$, a equação (3.60) se torna:

$$v_o = Z_f i_{Lh} + v_{sh}. \quad (3.61)$$

Se a equação (3.61) é verdadeira, as tensões harmônicas da fonte v_{sh} são aplicadas somente ao filtro série e não aos terminais do filtro passivo conectado em paralelo [20]. Nesse caso, a tensão no filtro série é dada pela soma dos harmônicos de tensão gerados pela corrente de carga fluindo através do filtro passivo $Z_f i_{Lh}$ e dos harmônicos de tensão da rede v_{sh} [20]. Sendo assim, o filtro ativo série isola as correntes harmônicas da carga do sistema de potência, e isola os harmônicos do sistema de potência da carga.

3.8 Modelagem do isolador harmônico no referencial abc

Na Fig.3.20, obtém-se as seguintes equações referentes ao filtro série conectado a rede:

$$\begin{aligned} v_{oa} &= i_{Ca} R_c + L_c \frac{di_{Ca}}{dt} + v_{aM} + v_{MN} \\ v_{ob} &= i_{Cb} R_c + L_c \frac{di_{Cb}}{dt} + v_{bM} + v_{MN} \\ v_{oc} &= i_{Cc} R_c + L_c \frac{di_{Cc}}{dt} + v_{cM} + v_{MN} \end{aligned} \quad (3.62)$$

A partir do conjunto de equações (3.62), obtém-se o modelamento do conversor conectado em série à rede trifásica, que funciona como isolador harmônico, utilizando o mesmo procedimento do capítulo 3 para o filtro ativo paralelo. Chega-se ao seguinte modelo:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{oa} - v_{dc} d_{na}}{L_c} \\ \frac{v_{ob} - v_{dc} d_{nb}}{L_c} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

A partir desse modelo em abc, controla-se o filtro, utilizando a estratégia de controle IRP ou SRF apresentadas no capítulo 3.

3.9 Controle do isolador harmônico utilizando a teoria IRP

O conversor série do filtro híbrido deve garantir que as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} na Fig.3.20 sejam senoidais. Esse procedimento garante que o filtro passivo absorva

toda a corrente harmônica da carga e o mesmo não absorva harmônicos provenientes de outras cargas. Medindo as correntes da rede e extraíndo a sua componente fundamental utilizando a teoria IRP, obtêm-se as referências para as correntes do conversor série. Com isso, obtêm-se impedância zero para a frequência fundamental.

Nessa topologia do filtro híbrido não é possível controlar a tensão do barramento do inversor, sendo necessário uma fonte de energia para esse fim.

O esquema de extração da componente fundamental é mostrado na Fig.3.24. As equações para obtenção das potências p e q e das correntes de referências i_α^* e i_β^* são reescritas em (3.64) e (3.65).

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\bar{p} \\ -\bar{q} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

As tensões utilizadas no cálculo das potências p e q são medidas nos terminais v_{fa} , v_{fb} e v_{fc} do filtro passivo já que essas tensões são aproximadamente senoidais.

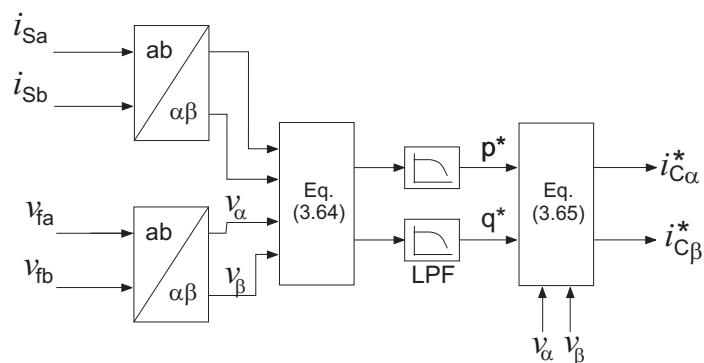


Figura 3.24: Esquema para obtenção da referência IRP

3.9.1 Modelagem do Isolador harmônico utilizando a teoria IRP

Através da utilização da transformação de coordenadas de abc para $\alpha\beta$ no modelo do isolador harmônico em abc da Equação (3.63), encontra-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{o\alpha} - v_{dc}d_{n\alpha}}{L_c} \\ \frac{v_{o\beta} - v_{dc}d_{n\beta}}{L_c} \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

As equações do modelo são reescritas da seguinte forma:

$$L_c \frac{d}{dt} i_{C\alpha} + R_c i_{C\alpha} = v_{o\alpha} - d_{n\alpha} v_{dc}, \quad (3.67)$$

$$L_c \frac{d}{dt} i_{C\beta} + R_c i_{C\beta} = v_{o\beta} - d_{n\beta} v_{dc}. \quad (3.68)$$

Sejam u_α e u_β os termos à direita em (3.67):

$$u_\alpha = v_{o\alpha} - d_{n\alpha} v_{dc}, \quad (3.69)$$

$$u_\beta = v_{o\beta} - d_{n\beta} v_{dc}. \quad (3.70)$$

Os termos u_α e u_β são as respectivas saídas dos 2 controladores PI de correntes:

$$u_\alpha = K_p \tilde{i}_{C\alpha} + K_i \int \tilde{i}_{C\alpha} dt, \quad (3.71)$$

$$u_\beta = K_p \tilde{i}_{C\beta} + K_i \int \tilde{i}_{C\beta} dt, \quad (3.72)$$

onde $\tilde{i}_{C\alpha} = i_{C\alpha}^* - i_{C\alpha}$ e $\tilde{i}_{C\beta} = i_{C\beta}^* - i_{C\beta}$ representam as correntes de erro. Com as equações (3.69) e (3.70) definem-se as funções de estado de chaveamento:

$$d_{n\alpha} = \frac{v_{o\alpha} - u_\alpha}{v_{dc}}, \quad (3.73)$$

$$d_{n\beta} = \frac{v_{o\beta} - u_\beta}{v_{dc}}. \quad (3.74)$$

3.9.2 Resultados de simulação

A Fig.3.25 mostra o esquema completo do filtro híbrido. O transformador do filtro série foi simulado com uma razão de 1:20, sendo o lado de menor tensão voltado para a rede. As correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e as tensões da carga são medidas e transformadas para o referencial $\alpha\beta$ para o cálculo das potências através da equação (3.64). Com os filtros passa-baixas, realiza-se a separação das componentes harmônicas da fundamental e essas novas parcelas de potências obtidas são transformadas em correntes através de (3.65). As correntes do conversor i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} são medidas e transformadas para o referencial $\alpha\beta$ onde serão comparadas com as correntes de referência. Finalmente, os controladores geram novas referências para a atualização dos pulsos das chaves através de uma estratégia de PWM (conforme descrito no apêndice A).

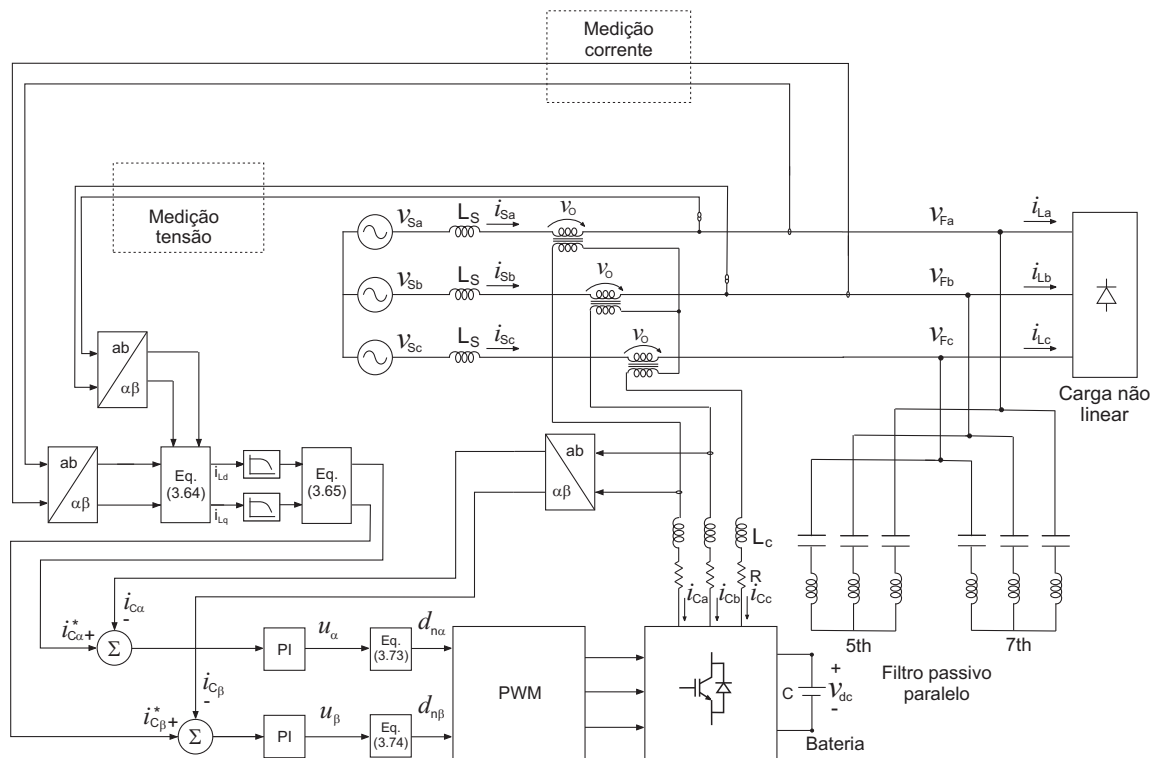


Figura 3.25: Filtro híbrido utilizando a teoria IRP

A Fig.3.26 mostra os resultados de simulação do filtro híbrido para a fase a utilizando a teoria IRP. De cima para baixo é mostrado a tensão em cima do filtro passivo,

a corrente da rede, a corrente no filtro passivo e a corrente na carga. Pode-se observar que a corrente da rede é senoidal enquanto a carga contém harmônicos. A distorção das tensões da rede iria levar a resultados semelhantes aos obtidos para o filtro paralelo já exaustivamente mostrados. O desbalanceamento das tensões da rede iria acarretar em correntes desbalanceadas, visto que essa estrutura não é capaz de gerar correntes equilibradas porque a função do conversor é de apenas bloquear os harmônicos.

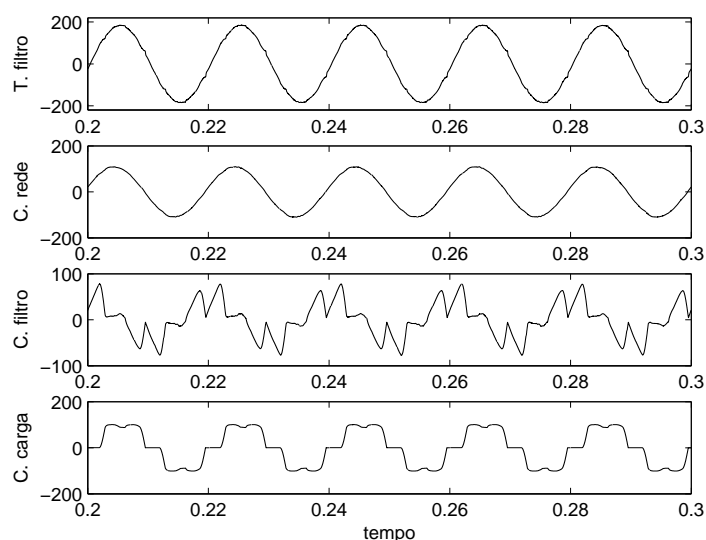


Figura 3.26: Resultados de simulação do filtro híbrido utilizando a teoria IRP

3.10 Controle do isolador harmônico utilizando a teoria SRF

O controle utilizando a teoria SRF para a obtenção das referências de corrente i_{Cd}^* e i_{Cq}^* no inversor, tem o mesmo objetivo (do controle utilizando a teoria IRP) de impor correntes senoidais na rede elétrica. O transformador do filtro série foi simulado com uma razão de 1:20, sendo o lado de menor tensão voltado para a rede. Na transformação do referencial abc para o dq , torna-se possível separar as componentes harmônicas da fundamental utilizando filtros passa-baixas. O controle de corrente no referencial dq tem a vantagem de não produzir atrasos de fases no sistema. O esquema de extração das referências de controle i_{Cd}^* e i_{Cq}^* é mostrado na Fig.3.27.

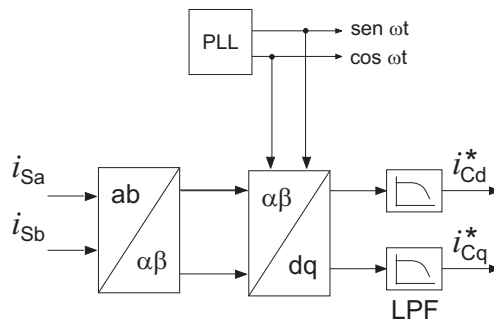


Figura 3.27: Esquema para obtenção da referência SRF

3.10.1 Modelagem do isolador harmônico utilizando a teoria SRF

O modelo do isolador harmônico em dq é dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Cd} \\ i_{Cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cd} \\ i_{Cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{od}-v_{dc}d_{nd}}{L_c} \\ \frac{v_{oq}-v_{dc}d_{nq}}{L_c} \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

A partir desse modelo em dq acha-se as expressões (3.76) e (3.77):

$$d_{nd} = \frac{v_{od} + L_c \omega i_{Cq} - u_d}{v_{dc}} \quad (3.76)$$

$$d_{nq} = \frac{v_{oq} + L_c \omega i_{Cd} - u_q}{v_{dc}} \quad (3.77)$$

3.10.2 Resultados de simulação

A Fig.3.28 mostra o esquema completo do filtro ativo híbrido utilizando a teoria SRF. As tensões v_{fa} , v_{fb} e v_{fc} são medidas para a orientação das transformações abc para dq . As correntes de rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} são, então, medidas e transformadas para o referencial dq onde os filtros passa-baixas separam as componentes harmônicas da fundamental, obtendo as referências de corrente para o controle em malha fechada. As correntes harmônicas do conversor i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc} são medidas e transformadas para o referencial dq onde serão comparadas com as correntes de referências i_{Cd}^* e i_{Cq}^* . A

atualização dos pulsos das chaves é feita através de uma estratégia de PWM (apêndice A).

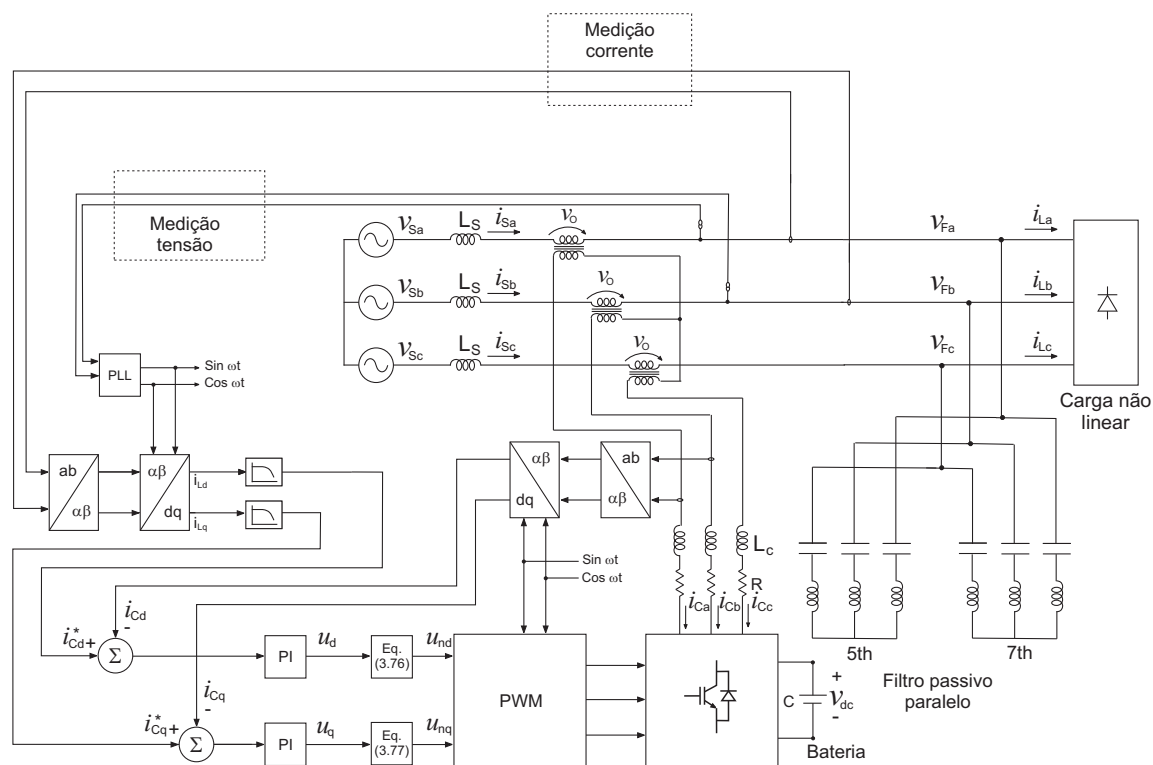


Figura 3.28: Filtro híbrido utilizando a teoria SRF

A Fig.3.29 mostra os resultados de simulação do filtro híbrido para a fase *a* utilizando a teoria SRF. De cima para baixo é mostrado a tensão em cima do filtro passivo, a corrente da rede, a corrente no filtro passivo e a corrente na carga. Pode-se observar que a corrente da rede é senoidal enquanto a carga contém harmônicos.

3.11 Simulações do filtro híbrido utilizando as teorias IRP estendida e da potência média SRF

As simulações do filtro híbrido utilizando as teorias IRP estendida e da potência média SRF foram feitas utilizando o mesmo procedimento de modelagem que o feito para a teoria IRP e SRF. A modelagem da teoria IRP estendida foi feita em abc, enquanto que a modelagem da teoria baseada na potência média SRF foi feita nas coordenadas *dq* da mesma forma que foi feito para o caso SRF. Os esquemas para extração da referência de controle dessas teorias são mostrados na Fig.3.30 e na Fig.3.31.

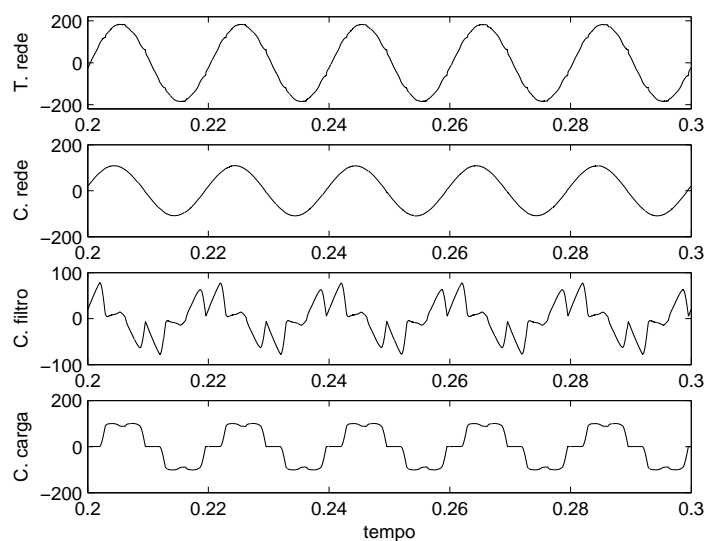


Figura 3.29: Resultados de simulação do filtro híbrido utilizando a teoria SRF

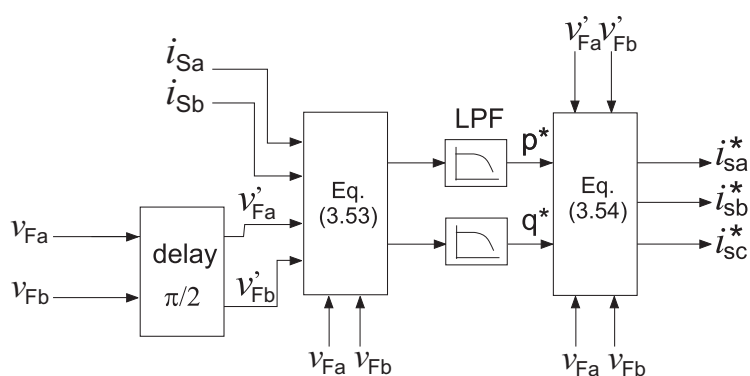


Figura 3.30: Extração da referência utilizando a teoria IRP estendida

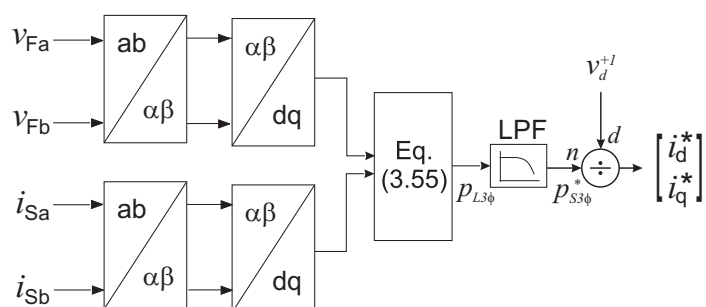


Figura 3.31: Extração da referência utilizando a teoria da potência média SRF

Os resultados das simulações são mostrados na Fig.3.32 e na Fig.3.33 e pode ser observado que são idênticos aos casos anteriores como esperado.

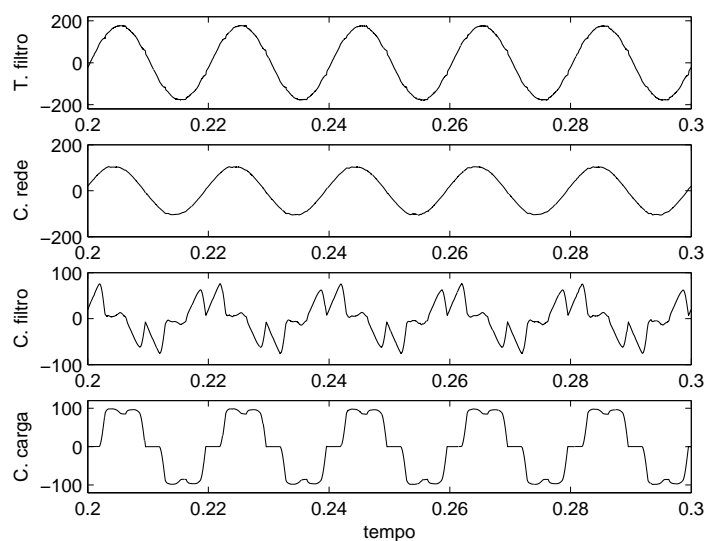


Figura 3.32: Resultados de simulação do filtro híbrido utilizando a teoria IRP estendida

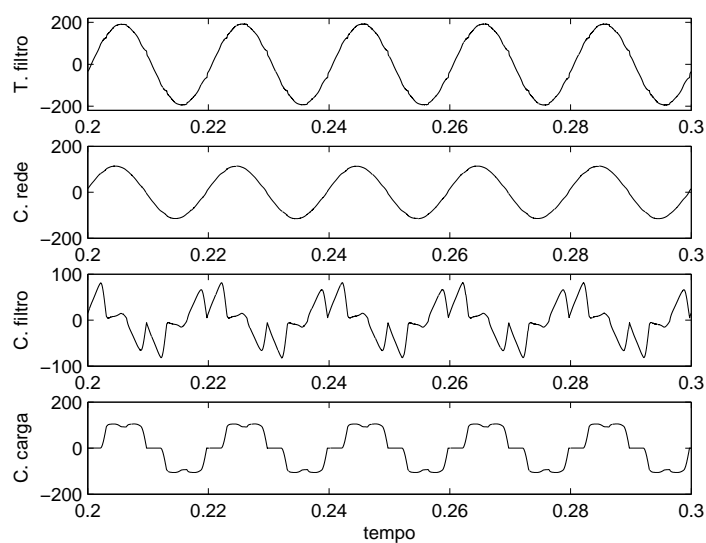


Figura 3.33: Resultados de simulação do filtro híbrido utilizando a teoria da potência média SRF

3.12 Comparação dos filtros paralelo e híbrido

A comparação dos filtros ativos deve ser feita de acordo com uma determinada aplicação particular. Como existem muitas possibilidades de compensação em um filtro ativo, não existe uma topologia que apresente vantagens em todas as características de compensação. Existem muitos requisitos que devem ser levados em conta na determinação de topologia de filtro ativo a ser utilizada como se o sistema possui 3 fios

ou 4 fios, ou se o foco é na compensação de harmônicos e potência reativa ou apenas harmônicos [4].

Para compensação de harmônicos, o filtro paralelo é ideal por causa da sua capacidade de eliminar harmônicos de alta ordem de forma eficiente. No entanto, o custo associado a essa compensação pode ser proibitivo, já que a potência do conversor pode chegar a 100% da potência da carga [5],[13],[20]. O filtro híbrido, nesse aspecto é uma opção mais viável. Essa análise, no entanto, depende da potência da carga, já que com o aumento da potência o preço das chaves vai aumentando.

Os custos dos filtros ativos dependem primordialmente das chaves semicondutoras que fazem parte do conversor. No entanto, a tendência do mercado de semicondutores é a queda de preços das chaves. Com isso, em um futuro próximo, o fator custo pode não ser decisivo na escolha entre as duas topologias.

Considerando a compensação de potência reativa, o filtro paralelo apresenta resultados muito superiores. A Fig.3.34(a) mostra a compensação de reativo do filtro paralelo onde a tensão e corrente da rede estão em fase. A Fig.3.34(b) mostra a tensão e corrente da rede fora de fase no filtro híbrido. O filtro passivo que compõe o filtro híbrido pode ser implementado com capacitores para correção de fator de potência. No entanto essa característica de compensação é fixa. Então, se a compensação de potência reativa for um fator determinante, o filtro paralelo é o mais indicado para ser usado [5],[13],[20].

Embora o objetivo dessa dissertação não seja o estudo das topologias que utilizam 4-fios, é válido ressaltar que o filtro paralelo tecnicamente apresenta características superiores na compensação de corrente de neutro e no balanceamento da carga [4].

Os filtros paralelos são fáceis de serem conectados na rede por essa conexão ser em paralelo, enquanto o conversor do filtro híbrido é conectado em série [5],[13],[20].

Bhattacharya et al [5] propõem, considerando as características mencionadas, que o filtro paralelo seja usado nas faixas de potências abaixo de 500kVA. A utilização dos filtros híbridos ficaria dentro de uma faixa de 500kVA to 5MVA. Para valores entre 5MVA e 10MVA, a solução seria a utilização de filtros passivos. A implementação de filtros passivos em uma rede com essa potência só seria possível com um estudo detalhado da linha, com o objetivo de afastar os problemas que resultariam em sobrecarga (como os de ressonância). A escolha do filtro passivo para a faixa de potência alta se

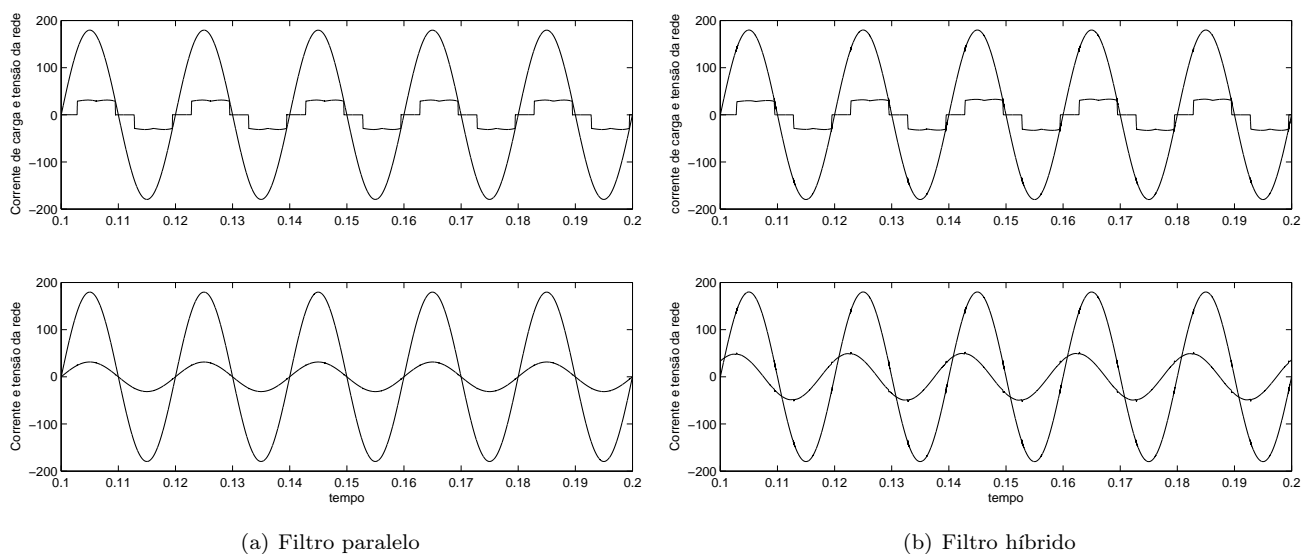


Figura 3.34: *Compensação de potência reativa dos filtros paralelo e híbrido.*

deve muito mais ao estado tecnológico das chaves semicondutoras (que não possuem potências tão altas) do que pelos méritos de compensação dos filtros passivos.

O desempenho dos filtros passivo, híbrido e paralelo são mostrados na Fig.3.35. É possível verificar que embora o filtro passivo melhore a distorção de corrente da rede, a mesma ainda se encontra distorcida. Na mesma Fig.3.35 é possível verificar como o filtro híbrido melhora as características de compensação dos filtros passivos. Essa simulação, mostra que as características de compensação do filtro passivo são muito ruins em comparação com os filtros paralelo e híbrido [68]. Além disso, como o filtro híbrido não compensa reativo, a amplitude da corrente da rede é maior em relação a corrente da rede do filtro paralelo.

A Fig.3.36 compara os desempenhos dos filtros passivo e filtro híbrido variando os valores das capacitâncias dos filtros passivos de 10%. É possível observar que a distorção na corrente aumenta no caso do filtro passivo enquanto que as características no filtro híbrido não mudam. A Fig. 3.37 mostra o desempenho dos filtros paralelo, híbrido e passivo durante uma variação de frequência de 2% na rede. A distorção na corrente na rede aumenta enquanto que os outros filtros (paralelo e híbrido) não sentem efeito algum [68].

Considerando os argumentos apresentados e a pequena potência da carga a ser compensada experimentalmente, o filtro paralelo foi escolhido para implementação.

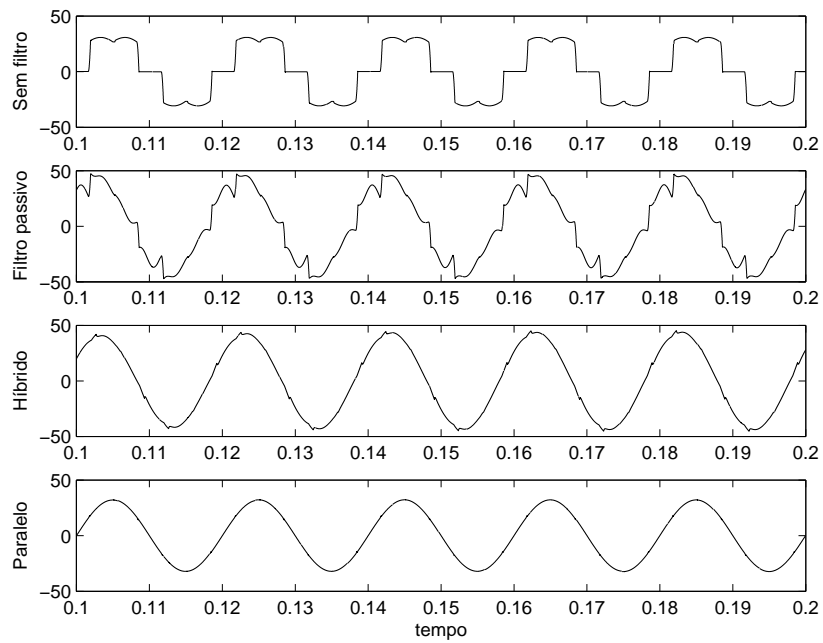


Figura 3.35: *Desempenho dos filtros.*

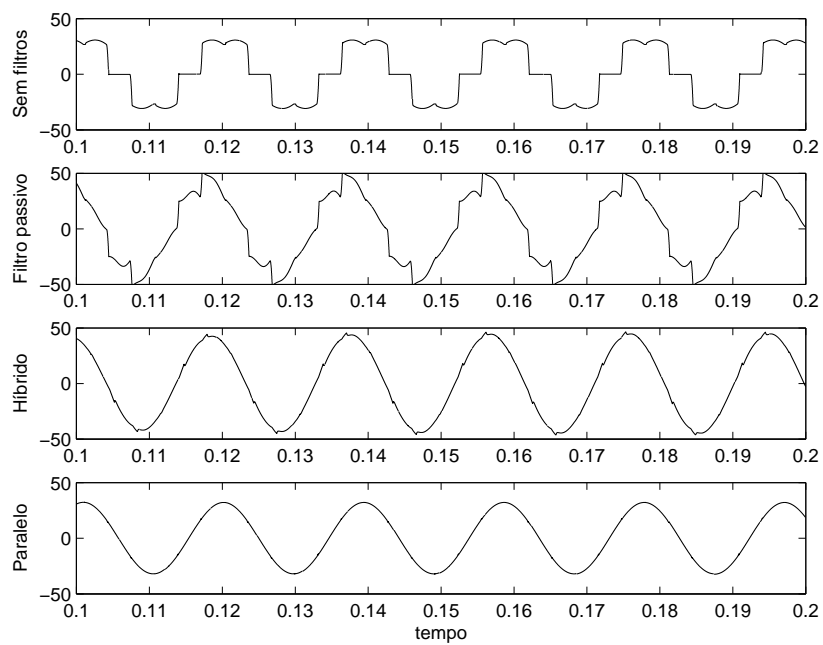


Figura 3.36: *Desempenho dos filtros durante uma variação de frequência.*

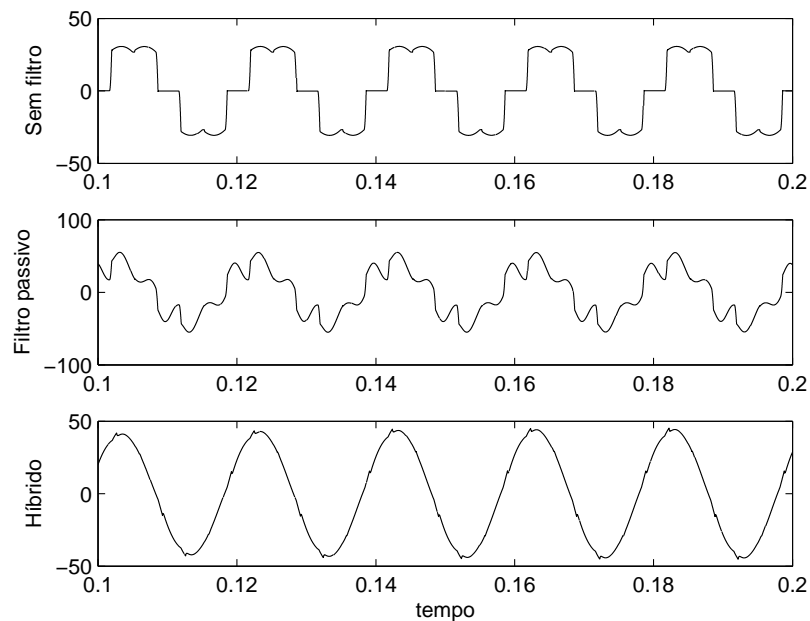


Figura 3.37: Desempenho dos filtros híbrido e passivo com alteração de 10% da capacitância do filtro.

3.13 Conclusão

Nesse capítulo, foi testada a validade dos métodos abordados no capítulo 2 para extrair a referência de corrente do filtro ativo paralelo. A modelagem dos filtros ativos foi feita de forma a calcular os termos nas ações feedforward. Com essa modelagem, foi feito todo o detalhamento do funcionamento dos filtros paralelos e híbrido.

As simulações do filtro paralelo mostraram que a teoria SRF, mesmo com a presença de desequilíbrios e distorções consegue calcular as referências aproximadamente senoidais. Na verdade, dificilmente as tensões da rede apresentarão os níveis de distorções apresentados no Cap.2. Considerando as tensões da rede aproximadamente senoidais (aproximação essa perto da realidade), a melhor teoria a ser utilizada para a determinação das referências de controle seria a SRF, pela sua simplicidade tanto da técnica em si quanto do PLL utilizado para a determinação do ângulo do vetor tensão orientado.

Quanto as comparações das topologias, o filtro paralelo apresenta sem dúvida as melhores condições técnicas para compensação, seja de harmônicos, potência reativa etc. A compensação de potência reativa é uma característica muito desejada nos dias atuais porque significa economia nos gastos com energia elétrica. A não compensação

de potência reativa por parte do filtro híbrido significa um custo de operação alto comparado ao filtro paralelo, embora os custos iniciais (de construção) sejam mais baratos. Os custos iniciais do filtro paralelo são maiores visto que sua potência pode chegar a 100% da potência da carga. Essa característica indesejável incentivou a pesquisas de outras alternativas com a do filtro híbrido. Esse filtro híbrido apresenta muitos inconvenientes como a conexão em série do conversor com a rede e a presença de uma fonte de tensão para manter a tensão do barramento fixa, já que não é possível fazer manter a mesma fixa através do controle do conversor como é feito no filtro paralelo.

4

IMPLEMENTAÇÃO DOS FILTROS UTILIZANDO O PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS

O crescimento da complexidade das aplicações em eletrônica de potência vem aumentando a necessidade do uso de microcontroladores e processadores digitais de sinais (do inglês *Digital Signals Processors-DSP's*). Além disso, o avanço da tecnologia faz com que as implementações digitais se tornem atrativas do ponto de vista dos custos. Por esse motivo, a substituição dos circuitos analógicos convencionais pelas implementações digitais será apenas uma questão de tempo.

O DSP é um dispositivo que manipula dados digitais medidos através de um conversor analógico-digital (AD) com o objetivo de gerar os sinais de controle em tempo real. O DSP TMS320F2812, utilizado nos experimentos dessa dissertação, pode ser classificado como um Controlador Digital de Sinal (do inglês *Digital Signal Controller-DSC*). A combinação da capacidade computacional de um DSP, associada a grande capacidade de memória e a presença de periféricos como os conversores AD e gerenciadores de eventos em um mesmo *chip*, torna possível uma solução efetiva para controle das aplicações de eletrônica de potência em tempo real. De forma geral o DSC pode ser considerado um DSP.

Na implementação dos filtros ativos os circuitos analógicos são usados para realizar o condicionamento dos sinais que serão convertidos. Isso significa que esses sinais têm que ter características específicas determinadas pelo fabricante do DSP. Esse condicionamento é feito através de amplificadores de instrumentação, amplificadores opera-

cionais e sensores de efeito *Hall*. O sistema de aquisição é construído para converter as amplitudes dos sinais para uma faixa entre zero e 3 volts.

4.1 A aritmética de ponto fixo

Existem duas formas de representarmos um número real em uma quantidade finita de *bits*. São elas:

- Representação em ponto fixo;
- Representação em ponto flutuante.

Os *Hardware*s dos DSP's dedicados a controle de acionamentos elétricos e eletrônica de potência (família 2000) são projetados para realizar operações com números representados em ponto fixo. Existem algumas razões que justificam essa opção por parte do fabricante, entre elas, maior simplicidade de *Hardware* e conseqüentemente menor custo. *Hardware*s em pontos flutuantes são programados mais facilmente por utilizar a notação de ponto flutuante que é muito mais comum ao cotidiano das pessoas. Os DSP's da família 2000 possuem a flexibilidade de poderem ser programados usando qualquer uma das representações e essa escolha será sempre ditada pela complexidade e tempo de resposta do processo a controlar. Utilizar a notação de ponto flutuante em DSP's projetados para operar em ponto fixo, significa aumentar a complexidade computacional do programa (o código em *assembly* gerado é muito maior) e assim aumentar o tempo de resposta do DSP.

Na representação em ponto fixo, a vírgula que separa a parte inteira da parte fracionária não existe ou simplesmente não aparece na notação.

4.1.1 Representação de números fracionários (notação Q.n)

Para representar um número real na notação Q.n, multiplica-se esse número pelo fator 2^n . Por exemplo, se o objetivo é obter o número π (aproximado para 3,1415) na notação Q.3, o resultado será $3,1415 * 2^3 = 25,132$. A partir daí é só mudar a base do número 25,132 de decimal para binário. É importante lembrar que nessa mudança de base, a parte decimal do número é ignorada. Sendo assim, conclui-se que uma aproximação está sendo feita ao representar esse número na notação de ponto fixo Q.3. Qual seria, então, a melhor representação para esse número? Uma conclusão natural

seria que ao aumentar o valor de n , a aproximação ficaria cada vez melhor. Isso não pode ser feito porque dispõe-se de uma quantidade finita de *bits* para representar um número real. Além disso, uma parte desses *bits* deve ser reservada para a representação da parte inteira desse número. Supondo que se dispõem de 8 *bits* para representar o número 3,1415, percebe-se que é necessário um *bit* para representar o sinal e dois para representar a parte inteira. Como todo o número é formado por 8 *bits*, sobram apenas 5 *bits* para representar a parte fracionária de π . Então a melhor representação de π em 8 bits é em Q.5.

A generalização desse exemplo pode ser feita. Ao se representar um número real x em uma palavra de b *bits*, tem-se que:

$$-2^{b-1} \leq x * 2^n \leq 2^{b-1} - 1 \quad (4.1)$$

Então o número n que fornece a melhor representação para x é:

$$n = \text{piso}\left(b - 1 - \frac{\log x}{\log 2}\right) \quad (4.2)$$

onde n é o número de casas decimais que se representa o número real x com maior precisão possível. A notação *piso* significa que o número encontrado deve ser arredondado para o inteiro imediatamente menor.

Ao se efetuar operações com números na notação em ponto fixo, deve-se tomar algumas precauções. No caso da adição, dois números em ponto fixo devem estar na mesma notação Q.n. Isso equivale a “alinhar” as vírgulas de dois números na realização do algoritmo da soma. Na multiplicação, dois números com bases n e m diferentes podem ser multiplicados. O resultado dessa multiplicação será um número na base $(n+m)$, ou seja, a multiplicação de um número em Q.n por um número em Q.m resulta em um número na base Q.(n+m). Os mesmos cuidados devem ser tomados na subtração e divisão.

4.2 Arquitetura do dsp

Os dois tipos de arquiteturas internas mais usadas são:

- *Harvard*;
- *Von Neumann*.

Na arquitetura *Von Neumann*¹ existe uma única memória para programa e dados enquanto que na arquitetura *Harvard*², as memórias de programa e de dados são separadas. O DSP utiliza a arquitetura *Harvard*, e com isso se ganha mais rapidez de processamento, já que o mesmo dispõe de barramentos distintos para acessar as informações (dados e programa). A memória de dados é a responsável pelo armazenamento das variáveis enquanto que a memória de programa armazena instruções de um programa. A Fig.4.1 e a Fig.4.2 mostram os diagramas dessas arquiteturas.

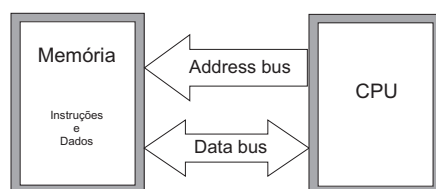


Figura 4.1: Arquitetura *Von Neumann*

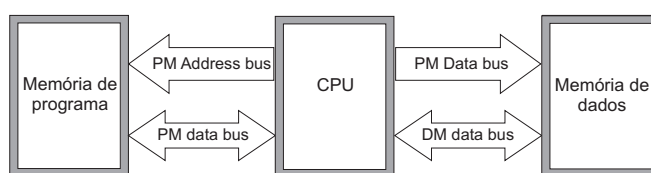


Figura 4.2: Arquitetura *Harvard*

A disposição interna do DSP pode ser vista na Fig.4.3. O TMS320F2812 possui uma capacidade de processamento de 150 MIPS (Milhões de Informações em Ponto fixo por Segundo). A presença de periféricos torna possível o controle de processos em tempo real.

Os periféricos (ligados ao *peripheral bus*) são os dispositivos que auxiliam a geração de eventos. Destacam-se entre eles:

- *Event Manager* (gerenciadores de eventos)- Os gerenciadores de eventos são os responsáveis pelo fornecimento das bases de tempos utilizada nos processos de controle. Através dessas bases de tempos são geradas as interrupções para os eventos.

¹John Von Neumann (1903-1957)- Matemático russo, naturalizado americano

²Universidade americana onde Howard Aiken (1900-1973) propôs esse modelo

- Conversor AD - Existem 16 entradas multiplexadas para apenas um conversor analógico-digital. Uma conversão é feita em um tempo suficientemente pequeno (200ns) para que se possa converter 16 canais seqüencialmente. Esse conversor tem uma precisão de 12 *bits*.
- Sci - É uma interface de comunicação *serial* que possibilita a conexão de algum dispositivo externo com o DSP, como por exemplo um conversor digital analógico.
- *Watchdog timer*- Dispositivo que monitora a execução de um programa. Consiste basicamente de um contador que deve receber um pulso de *reset* antes do mesmo estourar, significando assim que o processo está ocorrendo de forma normal. Em caso do não recebimento desse pulso, o *watchdog* trava a execução do programa.

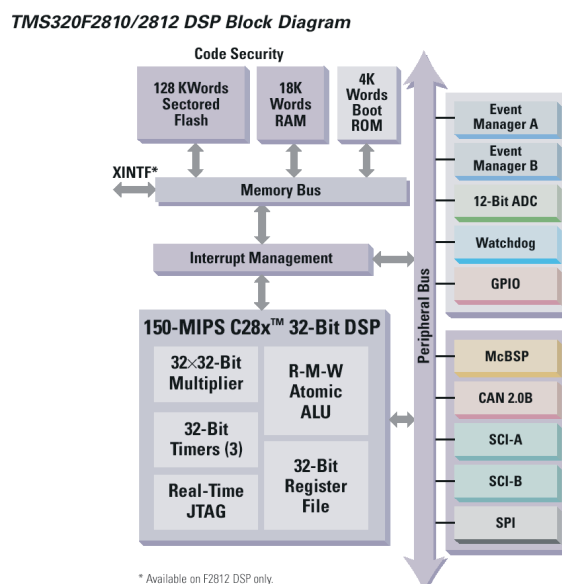


Figura 4.3: Disposição interna do DSP

4.2.1 Unidade central de processamento-CPU

A CPU pode ser vista na Fig.4.3. Consiste dos seguintes elementos:

- Deslocador de entrada.
- Multiplicador.
- Unidade lógica aritmética.

- *Jtag* emulador.
- Três contadores.

A partir do conhecimento do deslocador de entradas, do multiplicador e da unidade lógica aritmética, pode-se ter uma boa noção de como programar um DSP em ponto fixo utilizando a linguagem *ASSEMBLY*. Com a utilização da biblioteca *IQmathlib*, no entanto, é possível construir rotinas sem a utilização desses códigos em *ASSEMBLY*, facilitando o processo de construção do programa.

O *Jtag* possibilita a visualização de variáveis de um processo *on-line* através de gráficos que podem acessados pelo *Code Composer* (ambiente de programação do DSP).

4.3 Interrupções

A interrupção é um recurso utilizado pelo DSP para interromper a execução de uma rotina com a finalidade de executar algum outro código que possui uma maior prioridade naquele instante. Existem 3 fontes possíveis de interrupções no DSP:

- Interrupções externas;
- Interrupções de *software*;
- Interrupções de periféricos.

As interrupções externas e de periféricos são as mais utilizadas em controle de processos em tempo real.

4.3.1 Interrupções externas

A interrupção *Power Driver Protection Interrupt* (PDPINTx) é uma das mais importantes. Ela é utilizada quando ocorre algum problema no inversor, como por exemplo o fechamento simultâneo das duas chaves em um braço. Nesse caso, um sinal lógico é mandado para o DSP que trava imediatamente a execução do programa.

4.3.2 Interrupções de periféricos

Representam o conjunto mais importante de interrupções para controle de processos em tempo real. As interrupções de periféricos são do tipo mascaráveis e são utilizadas

para conversão AD e para geração de PWM, entre outros. Essas interrupções são muito importantes porque são elas que controlam o período de chaveamento do PWM e período de amostragem da conversão AD através de contadores que iniciam um processo de interrupção.

A Tabela 4.1 mostra todas as interrupções que podem ser geradas pelos periféricos. Elas estão agrupadas em 12 conjuntos por ordem de prioridade, sendo o grupo int1 o mais prioritário e assim sucessivamente. As interrupções PDPINTx estão no grupo int1 e por serem interrupções ligadas a eventos de segurança são as mais prioritárias.

Na ocorrência de um evento de interrupção, a CPU é avisada através de *flags* que indicam que existe uma pendência de uma interrupção de um determinado grupo.

Tabela 4.1: *Interrupções dos periféricos do DSP*

	intx.1	intx.2	intx.3	intx.4	intx.5	intx.6	intx.7	intx.8
int1	PDPINTA	PDPINTB	reservado	XINT1	XINT2	ADCINT	TINT0	WAKEINT
int2	CMP1INT	CMP2INT	CMP3INT	T1PINT	T1CINT	T1UFINT	T1OFINT	reservado
int3	T2PINT	T2CINT	T2UFINT	T2OFINT	CAPINT1	CAPINT2	CAPINT3	reservado
int4	CMP4INT	CMP5INT	CMP6INT	T3PINT	T3CINT	T3UFINT	T3OFINT	reservado
int5	T4PINT	T4CINT	T4UFINT	T4OFINT	CAPINT4	CAPINT5	CAPINT6	reservado
int6	SPIRXINTA	SPITXINTA	reservado	reservado	MRINT	MXINT	reservado	reservado
int7	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado
int8	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado
int9	SCIRXINTA	SCITXINTA	SCIRXINTB	SCITXINTB	ECAN0INT	ECAN1INT	reservado	reservado
int10	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado
int11	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado
int12	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado

4.4 Gerenciadores de eventos

Os gerenciadores de eventos (do inglês *event manager*) são os periféricos responsáveis pela geração de PWM, leitura do sinal de *encoder*, determinação do período de amostragem da conversão AD e geração de bases de tempos para qualquer tipo de evento. Para geração desses eventos é preciso dispor de bases de tempo para determinar o momento preciso de atualização dos pulsos, bem como é preciso de uma base de tempo para determinar um período de amostragem de uma conversão AD. Existem 2 gerenciadores de eventos no DSP TMS320F2812 (chamados EVA e EVB). Cada um desses gerenciadores possui 2 contadores que determinam as bases de tempos para os eventos.

4.4.1 Modos de contagem

Os contadores dos gerenciadores de eventos são designados por *Txcnt*. O registro *Txpr* representa o número de pulsos de *clock* em um determinado período.

O contador *Txcnt* funciona em 4 modos de contagem no gerenciador de eventos. São eles:

- *Stop and Hold*.
- *Continuous up*.
- *Directional up/down*.
- *Continuous up-down*.

O modo de contagem *Stop and Hold* faz com que o contador permaneça sempre parado.

No modo de contagem *Continuous up*, o registro *Txcnt* conta de zero até o valor do *Txpr* e quando este valor é alcançado o contador tem seu valor reiniciado com zero. A Fig.4.4 exibe esse modo de contagem. A contagem só é iniciada quando o *bit 6* do *Txcon* é habilitado com 1 e em seu primeiro ciclo, o valor de *Txpr* é 3. O valor do período (número de pulsos do *clock*) é sempre dado por $Txpr + 1$. No segundo ciclo, o valor de *Txpr* é mudado para 2, no entanto, a sua atualização só é feita no terceiro ciclo. Isso é possível devido ao registro *Txpr* ser sombreado. O modo como a atualização dos registros sombreados é feita é definida no registro *Txcon*.

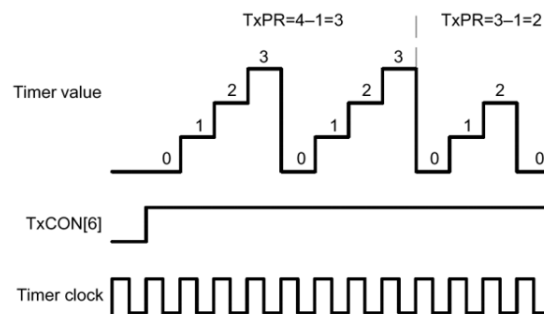


Figura 4.4: *Modo de contagem up.*

O *Directional Up/Down* é um modo de contagem muito útil na medição do sinal de encoder porque nesse tipo de aplicação é preciso definir um sentido de rotação. Esse

sentido de rotação é definido pela entrada $Tdira/b$. Quando $Tdira/b$ está definido com o valor 1, a contagem é realizada no modo Up e quando seu valor é zero, o modo de contagem é definido como $Down$. Na Fig.4.5 é possível ver o momento exato em que o valor de $Tdira/b$ é mudado de zero pra 1. Só após o termino do ciclo, o sentido de contagem é alterado para $Down$. Mais uma vez é necessária a habilitação do *bit* 6 do registro $Txcon$ para a contagem ser inicializada.

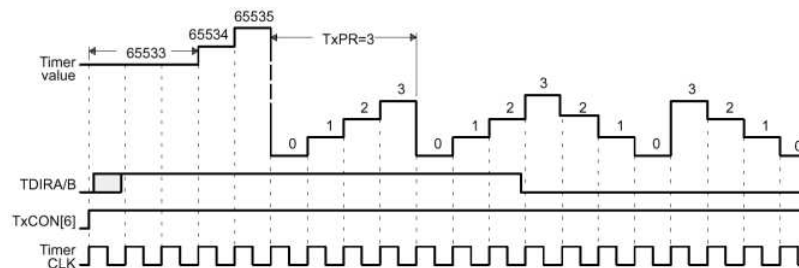


Figura 4.5: Modo de contagem direcional up/down.

No modo de contagem *Continuous Up/Down* existe sempre uma alternância entre os modos Up e $Down$. O sinal $Tdira/b$ é desconsiderado nesse modo. É importante ressaltar que nesse modo de operação o valor do período é duas vezes o de $Txpr$.

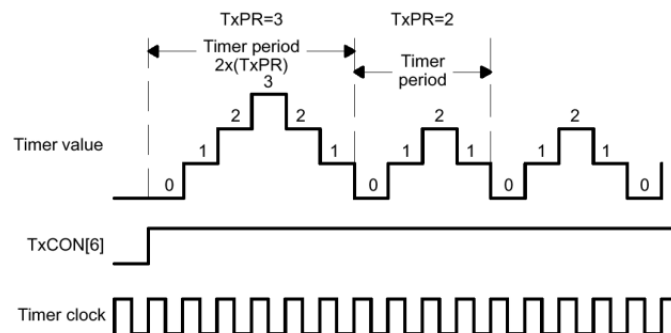


Figura 4.6: Modo de contagem continuous up/down.

Para determinação do período de contagem é preciso configurar os registros abaixo:

- Oscilador externo com frequência de 30MHz (Ext_{CLK}).
- O *PLL status* que multiplica essa frequência por um fator 5.
- O *High speed clock prescaler* (HSPCP) que divide essa frequência por 2.
- *Timer clock prescaler* (TCPS) que varia de 1 a 128.

Isso permite a possibilidade de escolher o período desejado para o *timer*. Para configurar o período do contador com $100ms$ (como exemplo) deve-se fazer o seguinte cálculo:

$$T = \left(\frac{1}{extclk}\right) * (PLL) * (HSPCP) * (TCPS) = \left(\frac{2}{30} * 5MHz\right) * (128) = 1.7067\mu s \quad (4.3)$$

Para encontrar o valor de TxPR que fornece $100ms$ de período faz-se:

$$TxPR = 100ms / 1.7067\mu s = 58593 \quad (4.4)$$

4.4.2 Interrupções geradas pelo gerenciador de eventos

Existem 4 tipos de interrupções que podem ser geradas pelos gerenciadores de eventos. São elas:

- *Overflow* - Txofint;
- *Underflow* - Txufint;
- *Compare match* - Txcint;
- *Period Match* - Txpint.

A interrupção de *overflow* será ativada quando o valor do contador $Txcnt$ se igualar ao valor $FFFF_h$. O evento de *underflow* acontece quando o valor de $Txcnt$ se iguala a 0000_h . No *Compare match*, sempre que $Txcnt=Cmpr$, um evento é disparado ($Cmpr$ corresponde ao tempo em que ocorrerá a mudança na chave de ligada pra desligada) e no *Period Match* uma interrupção é acionada quando $Txcnt=Txpr$.

É importante lembrar que os *flags* de interrupção gerados pelo gerenciadores de eventos devem ser “zerados” por *software* ao final da sub-rotina de interrupção. Se isso não for feito não ocorrerão novos eventos de interrupções.

4.5 Conversão Analógica-Digital

O DSP possui apenas um conversor AD responsável pelas aquisições de 16 canais de entrada. Esses sinais são multiplexados e convertidos um a um onde cada conversão é realizada em aproximadamente $200ns$ no DSP *TMS320F2812*. Os resultados das

conversões são armazenados em palavras de 12 *bits*. Os sinais a serem convertidos, devem estar numa faixa de tensão de zero a 3 volts.

4.5.1 Sequenciadores

O módulo de conversão do DSP se chama ADC e tem 16 canais de entrada, configuráveis como 2 grupos independentes de 8 entradas controlados pelo EVA e EVB. Esses 2 grupos independentes podem ser, também configurados em cascata para funcionar apenas como um grupo de 16 entradas. Podemos utilizar, então, um auto sequenciador de 16 estados ou 2 sequenciadores de 8 estados. Essa última forma possibilita a realização de conversões de duas seqüências com taxas de amostragem diferentes. A Fig.4.7 mostra o modo autosequenciador em cascata. O disparo para início das seqüências pode ser realizado pelos gerenciadores de eventos, por *software* ou por um evento externo. As entradas dos canais são multiplexados para um único conversor AD. O controle desse multiplexador é feito pelo registro *Channel Selection Sequence* (*chselseq*). Pode-se ordenar a seqüência de conversão de qualquer forma e a primeira conversão é sempre armazenada no registro *RESULT1*. A segunda conversão é, então, armazenada no *RESULT2*, e assim por diante. Na saída do conversor, tem-se outro multiplexador onde é possível obter os resultados das conversões que são armazenados nos registros *RESULT*.

A Fig.4.8 mostra o esquema do duplo sequenciador, onde um dos módulos controla as conversões das entradas de zero a 7 e outro módulo controla as conversões das entradas de 8 a 15. O módulo 1 é disparado pelo EVA, por *software* ou por alguma ação externa, enquanto o módulo 2, é disparado pelo EVB ou por *software*.

4.5.2 Modos de operação

Existem duas formas de disparar o início da conversão. Em uma delas, a conversão é iniciada e o módulo ADC faz as aquisições continuamente (modo *continuous run* Cont-run=1). Pode-se ainda utilizar o modo *start-stop* (Cont-run = 0), onde dispara-se o início da conversão através do gerenciador de eventos e ao final da conversão, um *flag* estará apontando para o último campo do registro *Chselseq* (último valor que foi convertido). Esse *flag* deve ser reiniciado para o primeiro campo do registro *Chselseq* (primeiro valor a ser convertido) ao final da sub-rotina de interrupção. Utilizando esse

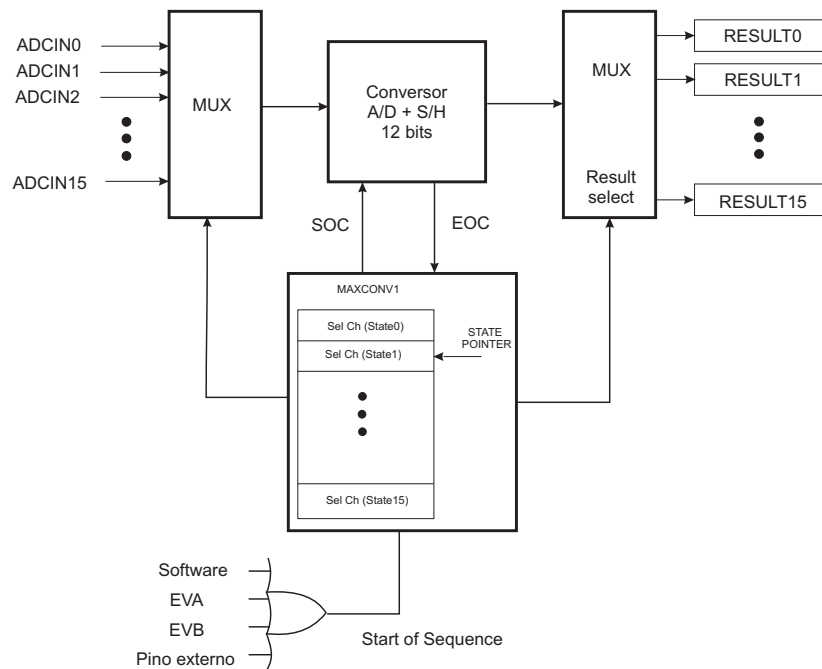


Figura 4.7: Autosequenciador

flag, faz-se com que a ordem de conversão seja mantida. Suponha que deseja-se ler os canais 2, 3, 2, 3, 6, 7, 12 nessa mesma ordem. O registro Maxconv1 (que determina o número máximo de conversões a serem realizadas) tem que possuir o valor 6 (número de conversões menos um). Os campos do registro *Chselseq* devem ser escritos de acordo com a Fig.4.9. Os canais 2 e 3 terão o dobro de valores convertidos em relação aos canais 6, 7 e 12. O canal 2 será convertido para o registro *RESULT1*, o canal 3 para o *RESULT2*. Uma nova amostra do canal 2 será convertida para o *RESULT3* e assim por diante.

Essas possibilidades são configuradas no registro *Int-ena-seq1* (Controle do Modo Interrupção de SEQ1) da seguinte forma:

- (0 0) - Desabilita as interrupções;
- (0 1) - Modo 1 - Sinal de interrupção gerado após cada final de seqüência;
- (1 0) - Modo 2 - Sinal de interrupção gerado ao final de duas seqüências.

4.5.3 Manipulação dos resultados da conversão AD

Para encontrar o valor digital de uma amostra na conversão AD no DSP *TMS320F2812* utiliza-se a expressão (4.5).

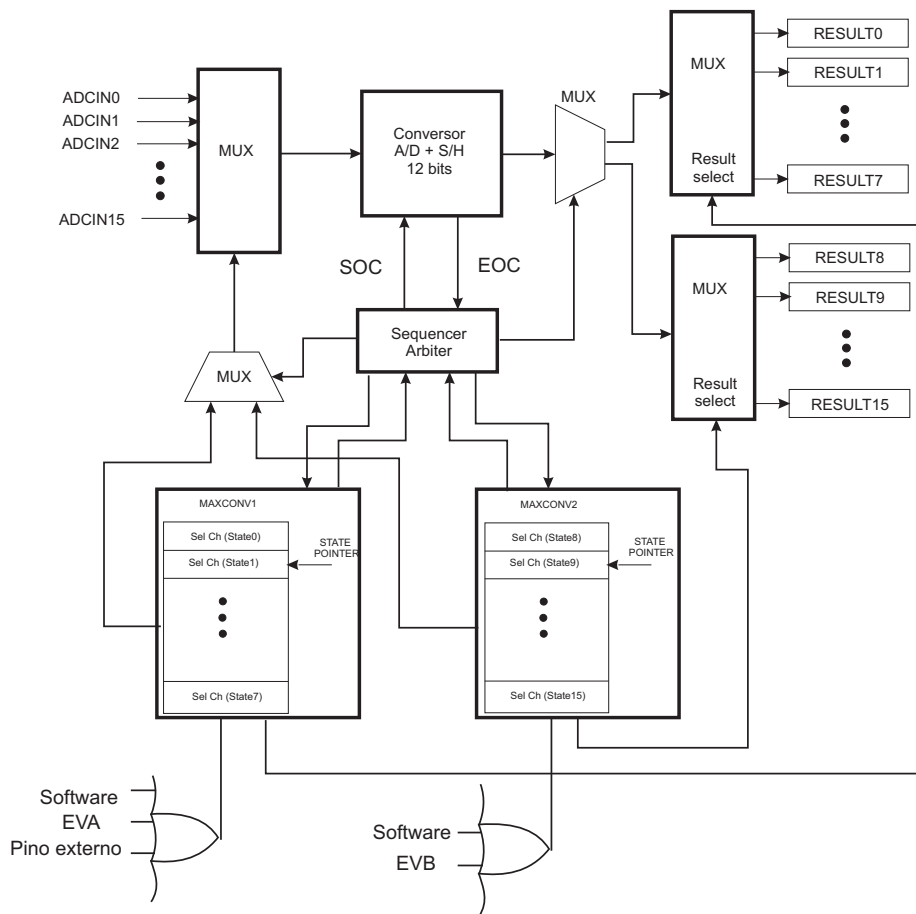


Figura 4.8: Duplo sequenciador

Bits 15-12	Bits 11-8	Bits 7-4	Bits 3-0	
3	2	3	2	CHSELSEQ1
x	12	7	6	CHSELSEQ2
x	x	x	x	CHSELSEQ3
x	x	x	x	CHSELSEQ4

Figura 4.9: Ordem das conversões AD

$$V_{digital} = 4095 \frac{Entrada - ADCLO}{3} \quad (4.5)$$

O parâmetro ADCLO representa a menor tensão de entrada do sinal. Geralmente adota-se zero como valor.

Os resultados das conversões AD são armazenados nos 12 *bits* mais significativos de um registro de 16 *bits*. A maioria dos blocos modulares do DSP funciona na notação Q.15. Então para todas as grandezas estarem na mesma base, é importante passar os resultados das conversões para Q.15. Passar números de 16 *bits* para Q.15 significa normalizar essas grandezas já que existe apenas um *bit* para a parte inteira do número. Além disso as grandezas convertidas são do tipo sem sinal e seria importante passá-las para o modo com sinal. É preciso encontrar uma maneira eficiente de fazer essa conversão. A Fig.(4.10) mostra como fazer isso utilizando apenas um comando *XOR* (OU exclusivo). O sinal convertido está numa faixa de 0h a FFC0h. Ao realizar um *ou exclusivo* do sinal convertido com a palavra 8000h faz-se com que o mesmo tenha uma excursão positiva e negativa e esteja representado na notação Q.15.

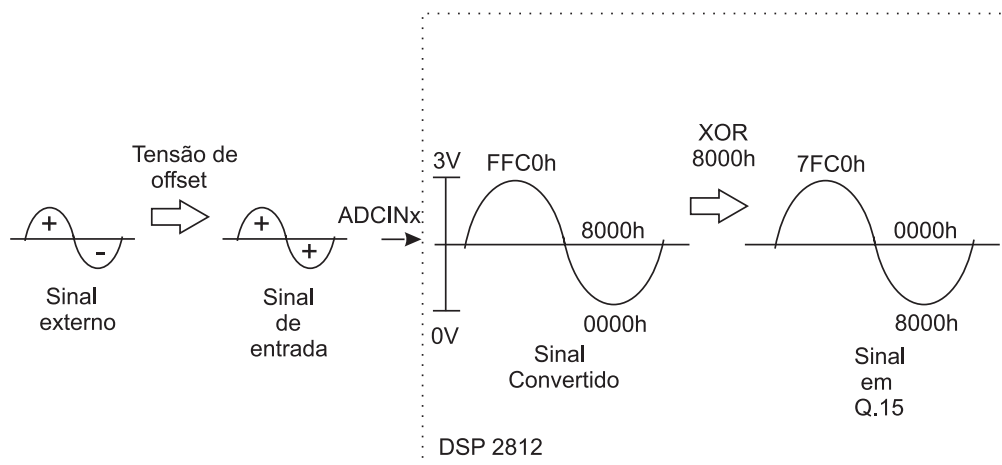


Figura 4.10: Resultado da conversão de tensões positivas e negativas em Q.15

Para aquisição de tensões apenas positivas, pode-se apenas deslocar o resultado obtido 4 *bits* a direita. Se o modo extensão de sinal estiver ativado no DSP, teremos que trocar o sinal do resultado da operação de deslocamento fazendo uma operação *AND* desse número com *7FFFh*.

4.5.4 Circuito de *interface* para os conversores AD

Existem diversas formas de condicionar os sinais de entrada de um conversor AD. Para a medição de sinais de correntes foram utilizados sensores de efeito *Hall*. Esses sensores são alimentados simetricamente e sua faixa de resposta está bem acima dos 3 volts de entrada do DSP. Para condicionar esse sinal de saída do sensor *Hall*, é

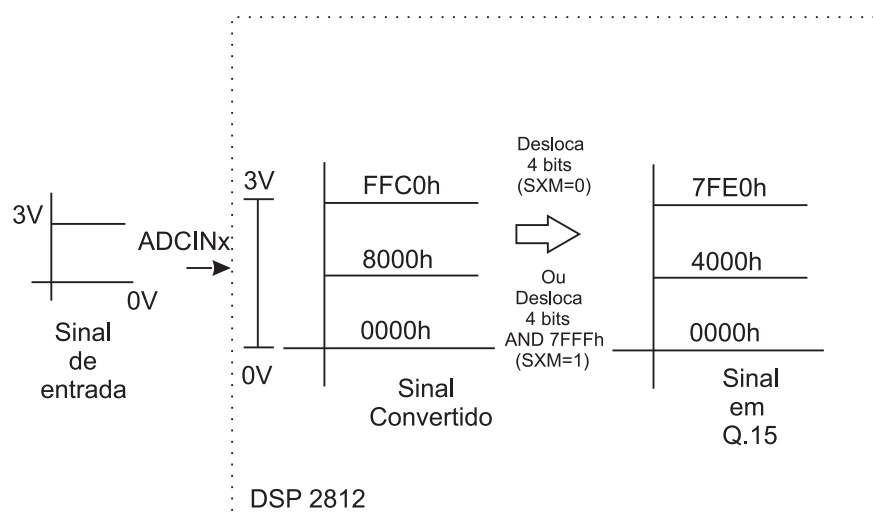


Figura 4.11: Resultado da conversão de tensões apenas positivas em Q.15

possível utilizar um amplificador operacional funcionando na configuração inversora. O amplificador operacional *OPA2350* possui algumas características que o colocam em destaque para esse tipo de aplicação. Entre elas:

- Alimentação assimétrica na faixa de 2,7 a 5,5 volts;
- Baixo ruído;
- Entradas e saídas *rail-to-rail*.

Utilizando esse amplificador operacional é possível fazer com que a sua saída esteja sempre na faixa de zero a 3 volts. A Fig.4.12 mostra o amplificador operacional funcionando na configuração inversora. Uma tensão de *offset* no sinal de entrada faz com que o mesmo fique centrado em 1,5 volts.

Para os sinais de tensões, foi utilizado um amplificador de instrumentação *INA 114*. Com esse amplificador, é possível condicionar o sinal para a faixa desejada ajustando seu ganho. O estágio seguinte do circuito da Fig.4.13 faz com que o sinal esteja na faixa de zero a 3 volts.

4.6 Implementação do filtro ativo paralelo

Para implementação dos filtro ativo paralelo foi utilizada a interrupção *adcint* (grupo *int1* da tabela 4.1) do DSP. Essa interrupção utiliza um contador do gerenciador de eventos para disparar as conversões AD. Esse contador está configurado para

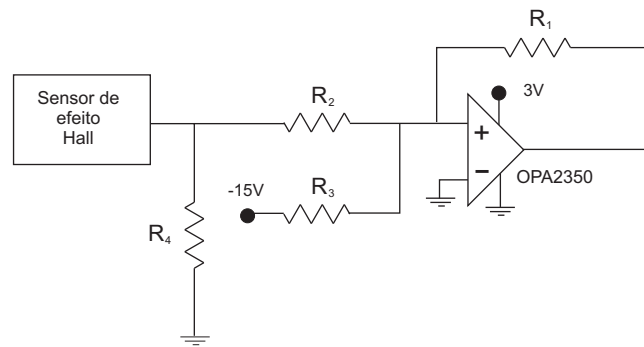


Figura 4.12: Circuito para condicionar sinal de corrente.

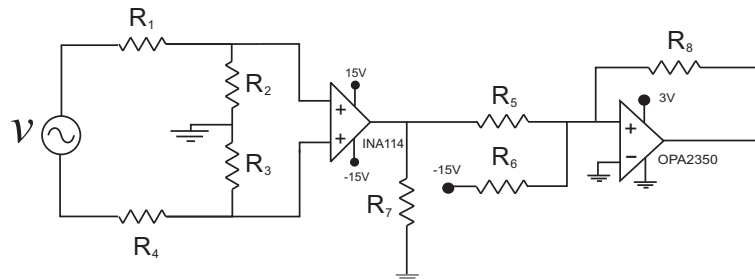


Figura 4.13: Circuito para condicionar sinal de tensão.

funcionar no modo *Continuous up-down* e seu período é de $50 \mu\text{s}$, o que significa que o inversor está sendo chaveado a 20kHz . Toda vez que esse contador atinge o valor zero, as conversões AD são iniciadas. O conversor AD está configurado para funcionar no modo de operação *start-stop* ($Cont-run=0$) e em cascata (ou seja, apenas uma seqüência de conversão). Ao final de todas as conversões AD, a sub-rotina de interrupção é acionada. Nesse ponto todo o cálculo da rotina de controle é realizado e ao final dela, os pulsos de PWM são atualizados.

O filtro ativo paralelo foi implementado utilizando a teoria dq para extração da referência e SRF-PLL [16]. O esquema da implementação é o mesmo do Capítulo.3.

Utilizando o *Jtag* é possível acessar dados que estão sendo processados em tempo real e com a utilização de animações é possível, ainda, construir gráficos para uma melhor visualização das grandezas. A Fig.4.14(a) e a Fig.4.14(b) mostram o ângulo do PLL e as correntes de carga nas coordenadas dq. Essas variáveis aparecem em uma escala de -1 a 1 devido a normalização de todas as grandezas que são convertidas no módulo ADC do DSP. A Fig.4.15 mostra o resultado de simulação das correntes de carga em dq. Com a comparação dessas figuras, vê-se a importância dos gráficos gerados pelo *Jtag* no DSP e como eles podem ser úteis em qualquer processo de implementação.

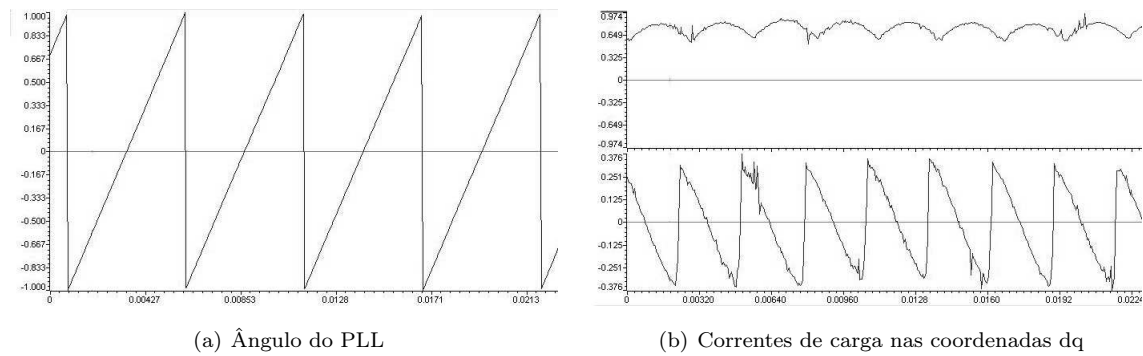


Figura 4.14: Visualização de variáveis utilizando o Jtag.

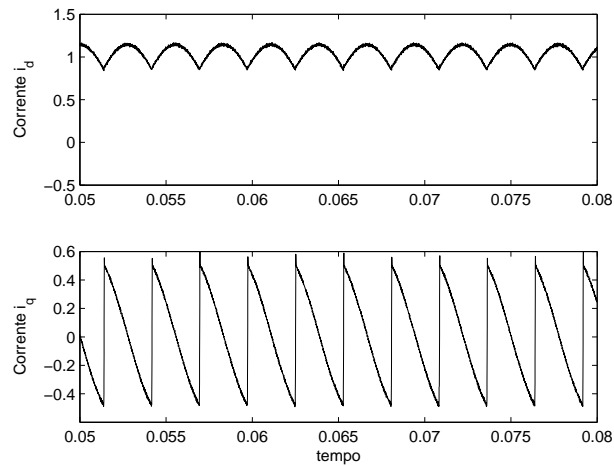
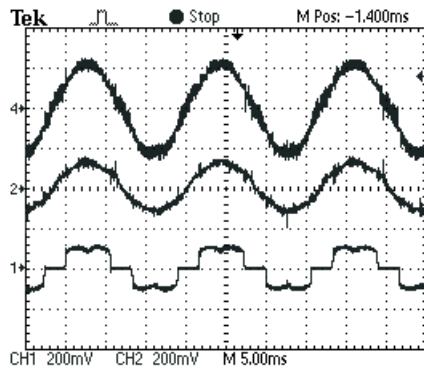


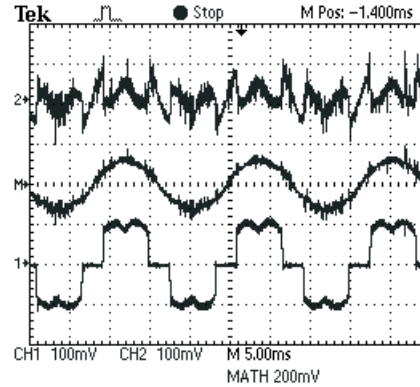
Figura 4.15: Simulação das correntes de carga em dq.

A Fig.4.16 mostra o resultado da implementação do filtro ativo paralelo. Na Fig.4.16(a) têm-se de baixo para cima, a tensão da rede, a corrente da rede e a corrente da carga. A Fig.4.16(b) têm-se a corrente do inversor, a corrente da rede e a corrente da carga. A carga é constituída de um retificador trifásico com uma resistência do lado cc.

Na Fig.4.17 mostra o resultado da implementação do filtro paralelo com a presença de uma outra carga não linear (retificador trifásico com resistência e indutância do lado cc.). Além da compensação de harmônicos de corrente na Fig.4.17(b) o filtro realiza a compensação de potência reativa como mostra a Fig.4.17(a).

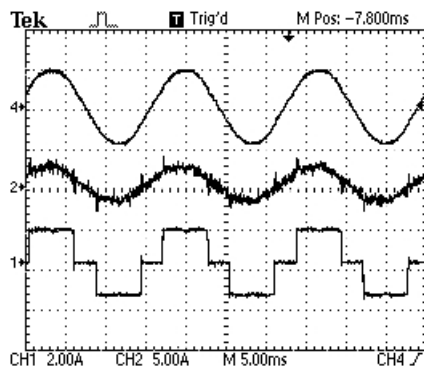


(a) Corrente da rede, tensão da rede e corrente de carga.

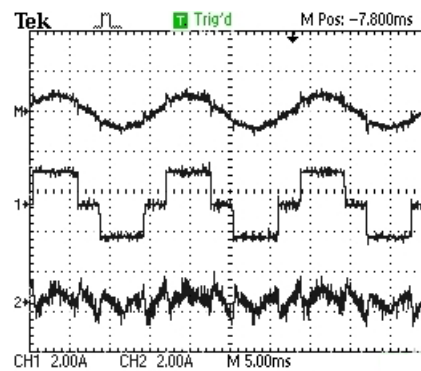


(b) Correntes.

Figura 4.16: Resultados da implementação do filtro paralelo 1.



(a) Corrente da rede, tensão da rede e corrente de carga.



(b) Correntes.

Figura 4.17: Resultados da implementação do filtro paralelo 2.

4.7 Conclusão

Nesse capítulo foi mostrado os aspectos de implementação do filtros ativo paralelo em um sistema a três fios utilizando o processador digital de sinal TMS320F2812. Foi utilizado a teoria dq para determinação das referências de corrente dos inversores além do SRF-PLL. Os resultados experimentais obtidos por esse PLL, se mostraram muito bons. No caso da rede aproximadamente balanceada e livre de harmônicos os resultados obtidos pelo MSRF-PLL seriam parecidos com o resultado obtido pelo SRF-PLL como foi mostrado nos capítulos anteriores. Os resultados práticos obtidos do filtro paralelo foram bons, como pode mostrar uma comparação dos mesmos com os resultados das simulações do Capítulo 3.

Alguns melhoramentos nos resultados experimentais poderiam, no entanto, ser feitos. A utilização de filtros passivos em paralelo ao conversor melhoraria consideravelmente os resultados obtidos diminuindo o ripple da corrente da rede diminuindo assim seu THD. Além disso, o conversor AD do DSP TMS320F2812 introduz, inevitavelmente, ruído as medições dos sinais contribuindo também para o aparecimento de ripple na corrente da rede. Uma forma de superar esse problema seria utilizar um conversor AD externo e enviar os resultados de conversão para o DSP através de seus pinos de entrada digitais.

5

CONCLUSÕES, COMENTÁRIOS E SUGESTÕES

O primeiro objetivo dessa dissertação de mestrado foi o estudo das topologias paralelo e híbrido de filtros ativos. Atrelado a esse estudo vieram as teorias em que se baseiam a obtenção das referências de controle desses filtros. Nesse ponto, as teorias IRP e SRF apareceram com grande destaque nas publicações científicas, a IRP por ser a primeira teoria desenvolvida para esse fim e a SRF por ser uma teoria já consolidada em acionamentos elétricos e por possuir um bom desempenho.

A comparação dos desempenhos dessas teorias surgiu naturalmente como uma forma de decidir que estratégia utilizar na implementação dos filtros ativos. A obtenção das referências de controle sob condições de tensão distorcida e/ou tensões desbalanceadas mostraram que a teoria SRF possui melhor desempenho nessas condições.

A etapa seguinte se constituiu na implementação dos filtros ativos utilizando o DSP TMS320F2812. Esse DSP representa uma ruptura com os seus antecessores por possibilitar o desenvolvimento da rotina de controle utilizando inteiramente a linguagem C. Além disso, a substituição das implementações analógicas pelas digitais é uma forte tendência que deve ser confirmada nos próximos anos com o avanço da tecnologia e o barateamento dos custos do DSP.

Uma investigação mais detalhada das teorias de potência instantânea possibilitou a comparação de outras duas teorias chamadas de teoria IRP estendida e teoria da potência média SRF. A teoria IRP estendida mostra um avanço significativo de desempenho em relação a teoria IRP. No entanto, essa teoria foi desenvolvida com o objetivo de corrigir as distorções geradas pelo desbalanço das tensões da rede elétrica, e para

tensões distorcidas seu desempenho é ainda insatisfatório. A teoria da potência média SRF representa uma abordagem nova, em que os resultados se mostraram muito animadores na obtenção da correta referência de controle.

Com o andamento das investigações foi possível concluir que a diferença de desempenho das teorias SRF e da potência média SRF ficavam por conta do PLL utilizado. O fato das distorções da referência serem geradas pelo PLL na teoria SRF é muito coerente se se conhece a priori que toda componente harmônica é transformada em oscilações e a fundamental é transformada em componente constante. Sendo assim, o método depende apenas da transformação de Park que por sua vez é dependente da estratégia de PLL utilizada.

A utilização da estratégia de PLL chamada de MSRF-PLL mostra que ambas as estratégias SRF e da Potência média SRF apresentam resultados excelentes e não existe, sob as condições testadas, nenhuma diferença de desempenho significativa.

A comparação dos filtros paralelos e híbrido se constitui numa tarefa delicada a medida que essa decisão só pode ser tomada tendo conhecimento detalhado do sistema em que esse filtro será instalado. Um exemplo simples mostra que a geração de energia por painéis solares é invariavelmente atrelada a altos custos e nesse caso, a utilização de filtros mais caros como o filtro paralelo e o UPQC não resultaria em grandes impactos financeiros.

Existem ainda, diversas topologias de filtros híbridos que não foram investigadas nesse trabalho e que aparecem como promissoras, entre elas, a que se utiliza de filtros passivos paralelos e ativo também paralelo. Além disso, o trabalho de investigação das teorias de potência pode ser mais abrangente, já que existem diversas dessas teorias. Esse estudo poderia ser sempre suscetível a melhoras no controle dos filtros.

Por fim, o estudo dos filtros ativos em sistemas que utilizam 4-fios também seria uma sugestão interessante, já que esse trabalho por utilizar 3-fios, não mostra a compensação da corrente de neutro das cargas trifásicas. Além disso, as estratégias de PWM tridimensionais utilizadas em sistemas a 4-fios se mostram bastante promissoras e um estudo detalhado poderia trazer contribuições no sentido de diminuir a complexidade desses algoritmos.



MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO

O emprego das técnicas de modulação tem sido estudados com o objetivo de realizar um controle eficiente da potência elétrica nos conversores. A técnica de modulação seno-triângulo é uma das mais conhecidas, no entanto, as técnicas que utilizam injeção de seqüência zero na referência a ser imposta no conversor se mostraram mais eficientes devido ao seguintes fatos:

- Apresentar menor índice de distorção harmônica de corrente.
- Possibilidade de minimização do número de comutações das chaves de forma a diminuir as perdas por chaveamento.
- Melhor aproveitamento da tensão de barramento do inversor.

A.1 Métodos de PWM com injeção de seqüência zero

Nessas técnicas de PWM, são adicionadas às referências a serem impostas, uma tensão de seqüência zero. Ao fazer isso, a referência de tensão fica distorcida. Essa distorção aparece apenas nas tensões de pólo v_{ao} , v_{bo} e v_{co} da Fig.A.1, não distorcendo as tensões de fase v_{an} , v_{bn} e v_{cn} . Para gerar essa tensão de seqüência zero é preciso encontrar uma forma de onda que possua 3 vezes a freqüência das referências senoidais a serem impostas. Isso acontece porque em um sistema trifásico, o terceiro harmônico gera componente de seqüência zero. Percebe-se isso ao multiplicar o fator 3 pelas fases $(0^\circ, -120^\circ, 120^\circ)$ obtendo como resultado $(0^\circ, 0^\circ, 0^\circ)$. O problema, então, é encontrar

uma maneira eficiente de gerar essa seqüência zero. P. Seixas [75] propôs o PWM Escalar Regular Trifásico Simétrico que utiliza $\frac{1}{2}v_0$ como tensão de seqüência zero, onde v_0 é a tensão que possui instantaneamente o valor intermediário entre as tensões trifásicas da rede.

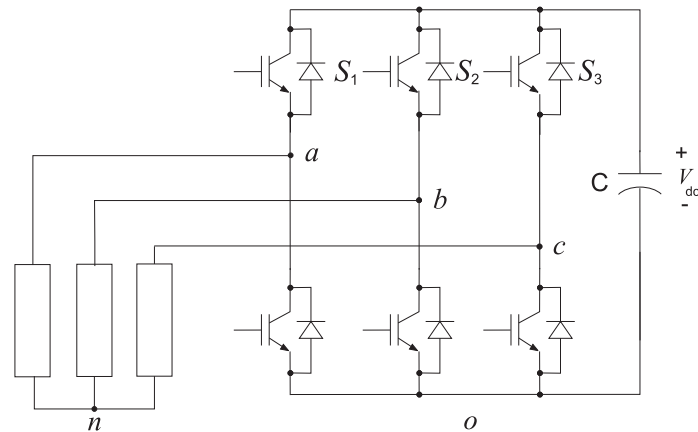


Figura A.1: *Inversor trifásico*

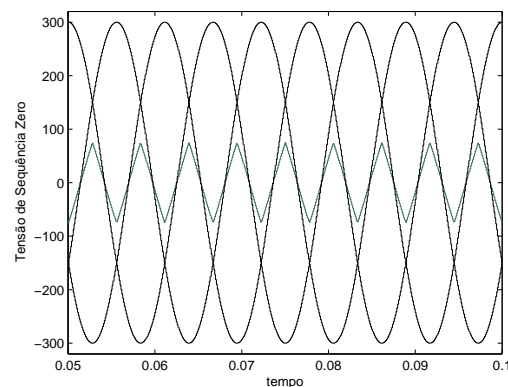


Figura A.2: *Obtenção da seqüência zero.*

É importante observar que a tensão intermediária das tensões trifásicas na Fig.A.2 tem 3 vezes a freqüência de uma das fases. Com isso se consegue uma maneira simples de encontrar a seqüência zero. A Fig.A.3 mostra que o resultado da adição da referência senoidal a tensão de seqüência zero resulta em uma tensão de pólo distorcida.

Existem ainda outras maneiras de injetar seqüência zero nas referências senoidais [74][73]. Selecionando uma forma de onda apropriada é possível aumentar a faixa de linearidade do conversor, fazendo com que se aproveite melhor a tensão do barramento de entrada.

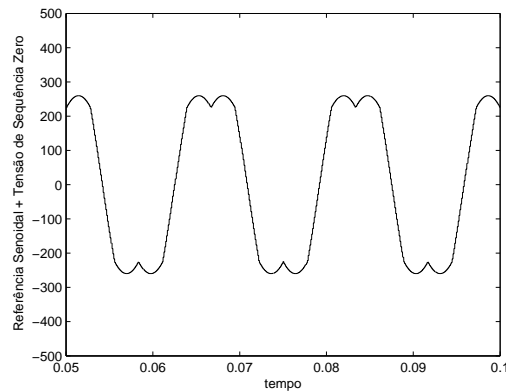


Figura A.3: *Tensão de pólo distorcida.*

A.2 Condições de simetria

Na técnica de PWM vetorial, onde os vetores são mostrados na Fig.A.4, determina-se a posição do vetor tensão e calcula-se o tempo de aplicação dos vetores através de equações trigonométricas. Após essas etapas define-se a seqüência de aplicação dos vetores e finalmente determina-se os sinais de comando das chaves.

Na técnica proposta por P. Seixas é possível calcular diretamente os tempos das chaves sem ser preciso calcular a posição dos vetores no plano complexo, diminuindo a complexidade computacional do algoritmo.

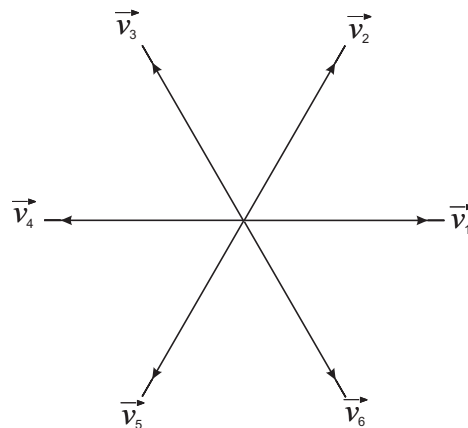


Figura A.4: *Vetores ativos.*

Pode-se mostrar que as tensões v_{an} , v_{bn} e v_{cn} são dados por :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = V_{dc}/3 \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Os valores médios das tensões de fase dependem apenas das razões cíclicas das chaves, ou seja:

$$\bar{v}_{an} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{an} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{V_{dc}}{2} (S_1 + S_2 + S_3) dt \quad (\text{A.2})$$

Tem-se que:

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{durante o tempo } t_1 \\ 0 & \text{durante do tempo } T_s - t_1 \end{cases}$$

Da equação (A.2), então, chega-se a (A.3).

$$\bar{v}_{an} = \frac{2V_{dc}}{3} (2\tau_1 - \tau_2 - \tau_3) \quad (\text{A.3})$$

Utiliza-se o mesmo procedimento para calcular \bar{v}_{bn} e \bar{v}_{cn} . Com isso chega-se na equação matricial (A.4).

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = V_{dc}/3 \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

É possível gerar as tensões de referência v_{an}^* , v_{bn}^* e v_{cn}^* em termos médios fazendo:

$$\begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} = V_{dc}/3 \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

A matriz quadrada da equação (A.5) não admite inversa, logo o sistema acima possui infinitas soluções. Tem-se infinitas soluções para obter τ_1 , τ_2 e τ_3 através de v_{an}^* , v_{bn}^* e v_{cn}^* . Qual será, então, a melhor solução?

Suponha uma situação em que precisa-se aplicar os vetores ativos \vec{v}_4 e \vec{v}_5 e completar o tempo de chaveamento com os vetores \vec{v}_0 e \vec{v}_7 . Observe que \vec{v}_0 e \vec{v}_7 não contribuem para o valor médio de tensão. Tem-se infinitas maneiras de completar esse tempo de chaveamento. Uma delas está mostrada na Fig.A.5, onde completa-se o tempo de chaveamento com \vec{v}_0 no início de T_s e \vec{v}_7 no final.

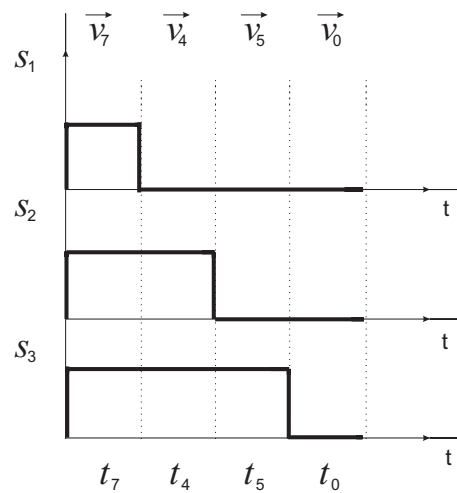


Figura A.5: Vetor nulo composto por \vec{v}_0 e \vec{v}_7 .

De uma outra forma poderia-se usar apenas o vetor \vec{v}_0 para compor o vetor nulo como na Fig.A.6, ou ainda, utilizar somente o vetor \vec{v}_7 para completar o tempo de chaveamento como na Fig.A.7.

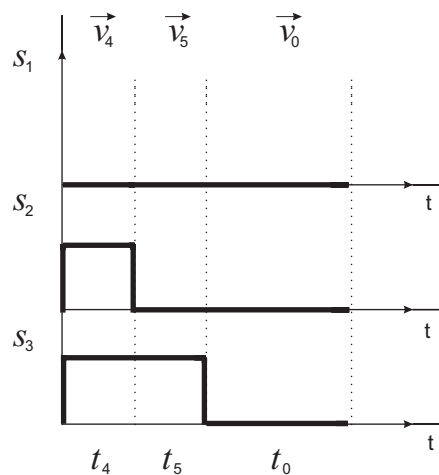


Figura A.6: Vetor nulo composto por \vec{v}_0 .

A ordem de aplicação dos vetores não importa desde que os tempos t_4 , t_5 e t_{nulo} sejam aplicados corretamente.

Existem, no entanto, algumas alternativas de composição do vetor nulo que se mostram mais adequadas. A melhor forma de implementar essa técnica é utilizando a alternativa da Fig.A.8.

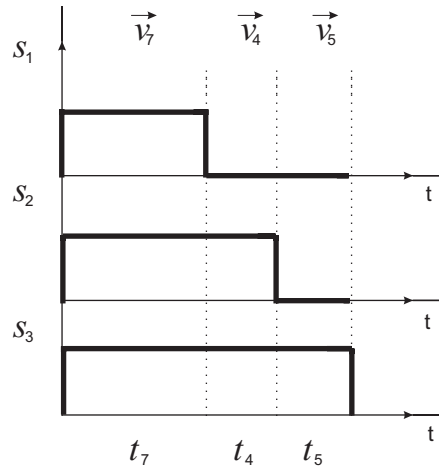


Figura A.7: Vetor nulo composto por \vec{v}_7 .

Essa solução (simétrica e com $t_0 = t_7$) resulta em um menor conteúdo harmônico nas correntes.

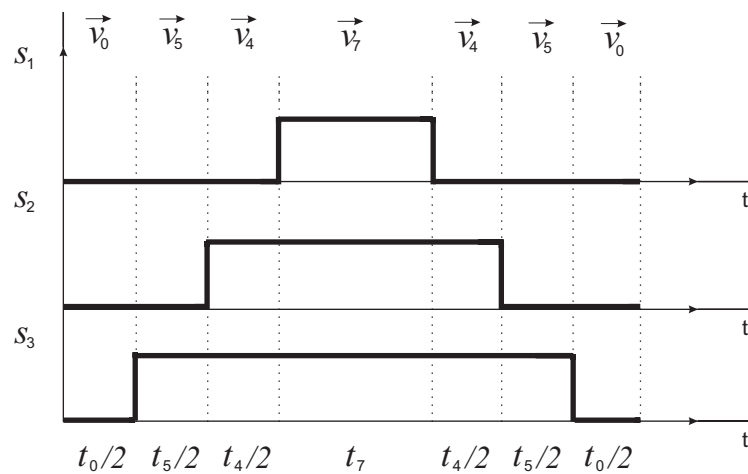


Figura A.8: Vetor nulo composto por \vec{v}_0 e \vec{v}_7 dispostos simetricamente.

A.3 Implementação do PWM Escalar Regular Trifásico Simétrico

Neste método, impõe-se assim como no PWM vetorial, intervalos iguais para a aplicação dos vetores nulos \vec{v}_0 e \vec{v}_7 , sendo \vec{v}_0 aplicado no início e no final do período de chaveamento e \vec{v}_7 no meio desse período.

Observa-se que uma tensão de uma fase qualquer é dada por

$$\bar{v}_{in} = \frac{V_{dc}}{3}(2\tau_i - \tau_j - \tau_k) = v_{in}^* \quad (\text{A.6})$$

$$\bar{v}_{jn} = \frac{V_{dc}}{3}(2\tau_j - \tau_i - \tau_k) = v_{jn}^* \quad (\text{A.7})$$

$$\bar{v}_{kn} = \frac{V_{dc}}{3}(2\tau_k - \tau_j - \tau_i) = v_{kn}^* \quad (\text{A.8})$$

Os índices i , j e k não são respectivamente iguais a a , b e c . O índice j representa a tensão intermediária e os índices i e k representam respectivamente a maior e a menor tensão. Subtraindo (A.7) de (A.6) e (A.7) de (A.8) chega-se as seguintes expressões:

$$\bar{v}_{in} = \bar{v}_{jn} + \tau_i V_{dc} - \tau_j V_{dc} \quad (\text{A.9})$$

$$\bar{v}_{kn} = \bar{v}_{jn} + \tau_k V_{dc} - \tau_j V_{dc} \quad (\text{A.10})$$

Se os tempos dos vetores nulos são aplicados de acordo com a Fig.A.8, tem-se:

$$t_7 = t_{min} \quad (\text{A.11})$$

$$t_0 = T_s - t_{max} \quad (\text{A.12})$$

A condição do método é que os tempos t_0 e t_7 sejam igualmente distribuídos ($t_7 = t_0$). Das equações (A.11) e (A.12) chega-se a:

$$\tau_{min} = 1 - \tau_{max} \quad (\text{A.13})$$

Como $\tau_{min} = \tau_k$ e $\tau_{max} = \tau_i$, chega-se a equação (A.14)

$$\tau_i + \tau_k = 1 \quad (\text{A.14})$$

Substituindo (A.14) em (A.9) e (A.10) e considerando que $v_{in}^* + v_{jn}^* + v_{kn}^* = 0$, chega-se finalmente a equação (A.15).

$$\tau_j = \frac{1}{2} + \frac{3v_{jn}^*}{2V_{dc}} \quad (\text{A.15})$$

Para calcular τ_j , é preciso apenas saber qual é a tensão intermediária v_{jn}^* . Obtendo τ_j , calcula-se τ_i e τ_k através das equações (A.9) e (A.10). Tem-se, então, uma forma eficiente de implementar uma estratégia de PWM trifásico.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Akagi "*New Trends in Active Filters for Power Conditioners*", IEEE/Trans. Trans on Industry appl. No 6, Vol 32 pp 1312-1322, 1996.
- [2] R. C. Dugan, Mark F. McGranaghan, S. Santoso e H. W. Beaty "*Electrical Power Systems Quality*", McGraw-Hill, Segunda edição.
- [3] IEEE "*Institute of Electrical and Eletronics Engineers*", Recommended Practices for Harmonics Control in Electric Power Systems, IEEE519, 1992.
- [4] B.Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra "*A Review of Active Filters for Power Quality Improvement*", IEEE/Trans. Ind. Elect. No 5, Vol 46 pp 960-971, 1999.
- [5] S. Bhattacharya, D.M. Divan and B. Banerjee "*Active Filter Solutions for Utility Interface*", Industrial Electronics, 1995. ISIE '95, Proc. of the IEEE International Symposium on, Vol 1 pp 53-63 , 1995.
- [6] H.Fujita and H. Akagi "*A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems- A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters*", IEEE/Trans. Ind. Appl., No 6, Vol 26 pp 983-989, 1990.
- [7] H.Fujita and H. Akagi "*A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems- Series Connection of Passive and Active Filters*", IEEE/Trans. Ind. Appl., No 6, Vol 27 pp 1020-1025, 1991.
- [8] H. Akagi "*Trends in Active Power Line Conditioners*", IEEE/Trans. Power. Elec. No 3, Vol 9 pp 263-268, 1994.
- [9] F.Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae, "*A Novel Harmonic Power Filter*", IEEE/PESC pp 1151-1158, 1988.

- [10] L. Gyugyi, E. Strycula *"Active AC Power Filters"*, IEEE IAS anual meeting, pp-529-535, 1976.
- [11] N. Mohan *"Active Filters for AC Harmonic Suppression"*, IEEE/PES Winter meeting, p. a77026-8, 1977.
- [12] M. Aredes *"Active Power Line Conditioners "*, Tese de Doutorado, Universidade Técnica de Berlim, Berlim, 1996.
- [13] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D.M. Divan and B. Banerjee. d *"Active filter System Implementation"*, IEEE Ind. Appl. Magazine Vol 4, Issue 5 pp 47-63 , 1998.
- [14] N. Mendalek and K. Al-Haddad *"Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame"*, Harmonics and Quality of Power, Proc. Ninth International Conference on No 5, Vol 1 pp 30-35, 2000.
- [15] N. Mendalek and K. Al-Haddad *"Nonlinear control strategy applied to a shunt active power filter"*, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual Vol 4 pp 1877-1882 , 2001.
- [16] L. R. Limongi, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo e F. A. S. Neves *"Implementation of a Digital Signal Processor-Controlled Shunt Active Filter"*, Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation-Pelincec 2005.
- [17] H.Fujita and H. Akagi *"The Unified Power Quality Conditioner: The integration of Series- and Shunt- Active Filters"*, IEEE/Trans. Power. Elec. No 2, Vol 13 pp 315-322, 1998.
- [18] M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, B. A. Amaral e F. A. S. Neves *"Unified Power Quality Conditioner in a Grid Connected Photovoltaic System"*, Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation-Pelincec 2005.
- [19] H. Akagi and H.Fujita *"A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems"*, IEEE/Trans. Power. Del. No 3, Vol 10 pp 1570-1575, 1995.
- [20] S. Bhattacharya, D. M. Divan e B. Banerjee *"Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter"* , Proc. 4th EPE, florence, vol 3 pp 030-035, 1991.

- [21] S. Bhattacharya and D. Divan "*Synchronous Frame Based Controller Implementation for a Hybrid Series Active Filter system*", in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp 2531-2540, 1995.
- [22] P. Rodriguez "*Aportaciones a los Acondicionadores Activos de Corriente en Derivación para Redes trifásicas de cuatro Hilos*", Tese de Doutorado, Universidade politécnica da Catalunha, Barcelona, Janeiro de 2005.
- [23] O. L. Elgerd "*Introdução à teoria de sistemas de energia elétrica*", McGraw-Hill do Brasil, 1976.
- [24] D. W. Novotny e T. A. Lipo "*Vector Control and Dynamics of AC Drives*", Oxford Science Publications, 2003.
- [25] G. H. Choe, M. H. Park "*A New Injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter*", IEEE Trans. Ind. Electron, vol 35 pp 141-147, 1988.
- [26] D. A. Marshall, J. D. van Wyk, F. P. Venter, L. Malesani, A. Zuccato "*A Comparative Evaluation Of Power Theories*", Harmonics in Power Systems, ICHPS V International Conference on September 22-25, pp 142 - 150, 1992.
- [27] W. M. Grady, M. J. Samotyj, A. H. Noyola "*Survey of active power line conditioning methodologies*", IEEE Transactions on Power delivery, Vol 5, N-3, 1990.
- [28] H. Akagi, Y. Kanagawa and A. Nabae "*Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits*", Int. Conf. Power Electronics, Tokio, 1983.
- [29] H. Akagi, Y. Kanagawa and A. Nabae "*Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components*", IEEE/Trans. Ind. Applic. No 2, Vol IA-20, 1984.
- [30] J. L. Willems "*A new interpretation on the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three phase situations*", IEEE/Trans. Inst. and Meas. Vol 41, pp- 523-527, 1992.
- [31] F. Z. Peng, G. W. Ott, D. J. Adams "*Harmonic and reactive power compensation based on the generalized reactive power theory for three-phase four-wire systems*", IEEE/Trans. Inst. and Meas. Vol 45, pp- 293-297, 1996.

- [32] A. Nabae, L. Cao, T. Tanaka "A universal theory of instantaneous active-reactive current and power including zero-sequence component", IEEE Int. Conf. Harm. Quality Power (ICHQP'96) pp- 90-95, 1996.
- [33] H. Kim e H. Akagi "The Instantaneous Power theory on the Rotating p-q-r Reference Frames", International Conference on Power Electronics and Drives Systems, PEDS. pp 422-427, 1999. 2002.
- [34] Y. Komatsu, T. Kawabata "Characteristics of active power filter controlled by the use of extension pq theory", Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International Volume 1, pp 359-364, Aug. 2000.
- [35] Y. Komatsu, T. Kawabata "Characteristics of three phase active power filter using extension pq theory ",Industrial Electronics, 1997. ISIE '97, Proceedings of the IEEE International Symposium on, pp 302-307 vol.2, July 1997
- [36] Y. Komatsu, T. Kawabata "A control method of active power filter in unsymmetrical and distorted voltage system ",Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference, pp 839-843 vol.2, May 1997.
- [37] Y. Komatsu "Application of the extension pq theory to a mains-coupled photovoltaic system ",Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the Volume 2, pp 816-821, April 2002.
- Filtros híbridos:
- [38] H. Fujita, H. Akagi "A practical approach to harmonic compensation in power systems - Series connection of passive and active filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.27, 1991, pp. 1020-1025.
- [39] D. Rivas, L. Moran, J.W. Dixon, J.R. Espinoza, "Improving passive filter compensation performance with active techniques ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.50, n.1, Feb. 2003, pp. 161-170
- [40] S. Rabmani, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, "A new control technique based on the instantaneous active current applied to shunt hybrid power filters ", Conf. Rec. IEEE - PESC 2003. Power Electronics Specialist Conference, vol.2, June 15-19, 2003, pp. 808-813

- [41] F.B. Libano, J.A. Cobos, J. Uceda, "*Simplified control strategy for hybrid active filters*", Conf. Rec. IEEE - PESC '97 Power Electronics Specialists Conference, vol.2, 22-27 June 1997, pp. 1102-1108
- [42] H. Fujita, T. Yamasaki, H. Akagi, "*A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems*", Conf. Rec. IEEE - PESC 98. Power Electronics Specialists Conference, vol.1, 17-22 May 1998, pp. 209-216
- Filtros ativos monofásicos:
- [43] A.R. Bakhshai, H. Karimi, M. Saeedifard, "*A new adaptive harmonic extraction scheme for single-phase active power filters*", Conf. Rec. IEEE - ISCAS '03. International Symposium on Circuits and Systems, vol.3, May 25-28, pp. 268-271, 2003.
- [44] Y.-G. Jung, Y.-C. Lim, S.-H. Yang, "*Single-phase active power filter based on three-dimensional current co-ordinates*", IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol.147, n.6, Nov. 2000, pp. 572-578.
- [45] A.Y.K. Wong, D.K.W. Cheng, Y.S. Lee, "*Harmonic compensation for nonlinear loads by active power*", Conf. Rec. IEEE - PEDS '99. International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol.2, 27-29 July 1999, pp. 894-899
- [46] B.L. Cortes, M.S. Horta, S.A. Claudio, G.V.M. Cardenas, "*Single-phase active power filter for reactive power and harmonic compensation*", Conf. Rec. IEEE - CIEP 98. VI International Power Electronics Congress, 12-15 Oct. 1998, pp. 184-187
- [47] F. P. de Souza, I. Barbi, "*Single-phase active power filters for distributed power factor correction*", Conf. Rec. IEEE - PESC 00. Power Electronics Specialists Conference, vol.1, 18-23 June, 2000, pp. 500-505
- [48] I. Barbi, F. P. de Souza, "*Power factor correction of non-linear loads employing a single-phase active power filter: control strategy, design methodology and experimentation*", IEEE - PESC proceedings, 412-417, 1997.
- [49] M. V. Ataíde, J. A. Pomílio "*Single-phase shunt active filter: output filter and control loop design*", Anais COBEP, pp. 676-681, 1997.

- [50] C. Y. HSU, Y. A. WU, "*A new single-phase active power filter with reduced energy stored capacitor*", IEEE - PESC proceedings, 202-208, 1995.
- [51] D.A. Torrey, A.M.A.M. Al-Zamel, "*A single-phase active power filter for multiple nonlinear loads*", Conf. Rec. IEEE - APEC '94. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 13-17 Feb. 1994, pp. 901-908
- [52] F. P. de Souza, "*Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos*", Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, 2000.
- Filtros ativos trifásicos a 4 fios:
- [53] S. Kim, P.N. Enjeti, "*Control strategies for active power filter in three-phase four-wire systems*", Conf. Rec. IEEE - APEC 2000. Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol.1, 6-10 Feb., 2000, pp. 420-426
- [54] Fang-Zhuo, Jung-Yang, Junfei-Hu, Zhao'an-Wang, "*Study on active power filter used in three-phase four-wire system* ", Conf. Rec. IEEE - PIEMC 2000. International Power Electronics and Motion Control Conference, vol.3, 15-18 Aug. 2000, pp. 1037-1040
- [55] G.W. Chang, S.K. Chen, "*An a-b-c reference frame-based control strategy for the three-phase four-wire shunt active power filter* ", Conf. Rec. IEEE - International Conference on Harmonics and Quality of Power, vol.1, 1-4 Oct. 2000, pp. 26-29
- [56] P. Verdelho, G.D. Marques, "*Four wire active power filter control circuit with phase locked loop phase angle determination* ", Conf. Rec. IEE - International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 456) Power Electronics and Variable Speed Drives, 21-23 Sept. 1998, pp. 34-39
- [57] M. Aredes, J. Hafner, K. Heumann, "*Three-phase four-wire shunt active filter control strategies*", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12, n.2, March 1997, pp. 311-318
- [58] D. Shen, P.W. Lehn, "*Fixed-frequency space-vector-modulation control for three-phase four-leg active power filters* ", IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol.149, n.4, July 2002, pp. 268-274

- [59] Fang Zhuo, Yue-Wang, Zhao'an-Wang, "*The configuration of main circuit and control strategy for active power filter in three-phase four-wire system*", Conf. Rec. IEEE - PESC. Power Electronics Specialists Conference, vol.3, 17-21 June, 2001, pp. 1615-1618
- [60] Zhuo-Fang, Wang-Yue, Li-Hui, Wang-Zhao'an, "*Active power filter used for three-phase four-wire system*", Conf. Rec. IEEE - ICEMS 2001. International Conference on Electrical Machines and Systems, vol.1, 18-20 Aug., 2001, pp. 616-619
- [61] H. Akagi, S. Ogasawara, Hyosung Kim, "*The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach*", Conf. Rec. IEEE - IAS 99. Industry Applications Conference, vol.1, 3-7 Oct. 1999, pp. 431-439
- [62] A. Dastfan, D. Platt, V.J. Gosbell, "*Design and implementation of a new three-phase four-wire active power filter with minimum components*", Conf. Rec. IEEE - IAS 98. Industry Applications Conference, vol.2, 12-15 Oct. 1998, pp. 1369-1376
- [63] V. Cardenas, L. Moran, A. Bahamondes, J. Dixon, "*Comparative analysis of real time reference generation techniques for four wire shunt active power filters*", Conf. Rec. IEEE - PESC 2003. Power Electronics Specialist Conference, vol.2, June 15-19, 2003, pp. 791-796
- [64] P. Enjeti, W. Shireen, P. Packebush, I. Pitel, "*Analysis and design of a new active power filter to cancel neutral current harmonics in three phase four wire electric distribution systems*", Conf. Rec. IEEE - IAS 93. Industry Applications Society Annual Meeting, 2-8 Oct. 1993, pp. 939-946
- [65] E. H. Watanabe, R. M. Stephan and M. Aredes "*New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Power in Electrical Systems with Generic Loads*", IEEE/Trans. power. Deliv. No 2, Vol 8, 1993.
- [66] V. Kaura and V. Blasko "*Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions*", Trans. Ind. Applic. Vol 33, No 1, pp 58-63, 1997.
- [67] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, I. Candela, R. Burgos, D. Boroyevic "*Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control*", Power Electronics Specialists, 2005 IEEE 36th Conference on June 12, pp: 1415 - 1421, 2005.

- [68] L. R. Limongi, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, G. M. S. Azevedo, Z. D. Lins "*Comparison Between Filter Topologies for Current-Based Compensation*", International Conference on Industrial Applications - INDUSCON, Cd-rom, 2006.
- [69] L. R. Limongi, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, G. M. S. Azevedo, Z. D. Lins "*Comparative Study of Instantaneous Reactive Power and Synchronous Reference Frame Theories to Control Active Filters*", International Conference on Industrial Applications - INDUSCON, Cd-rom, 2006.
- [70] Texas Instruments "*TMS320F28x Analog-to-Digital Converter (ADC) Peripheral Reference guide*", Literature number: SPRU060, june 2002.
- [71] Texas Instruments "*TMS320F28x System Control and Interrupts Peripheral Reference guide*" , Literature number: SPRU078, may 2002.
- [72] Texas Instruments "*TMS320F28x Event Manager (EV) Peripheral Reference guide*", Literature number: SPRU065, may 2002.
- [73] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo "*Simple Analytical and Graphical Tools for Carrier Based PWM Methods*", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. 1462-1471,1997.
- [74] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves and P. F. Seixas. "*Digital Scalar Pulse-width Modulation: A Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms* ", IEEE/Trans. Power Elec., No 3, Vol 16 pp 351-359, 2001.
- [75] P. F. Seixas. "*Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopiloteé*", Tese de Doutorado, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1988.

SOBRE O AUTOR



O autor nasceu em Recife-PE. Formado em Engenharia Elétrica, modalidade Eletrônica, pela Universidade Federal de Pernambuco (UFPE).

Entre suas áreas de interesse estão Qualidade de Energia, Conversores Estáticos de Potência, Técnicas de Modulação de Largura de Pulso entre outros.

Endereço: Rua das Pernambucanas 74, Apto 902
52060-090 Graças
Recife - PE
Brasil

e-mail: llimongi@gmail.com

Esta dissertação foi diagramada usando $\text{\LaTeX} 2_{\epsilon}^1$ pelo autor.

¹ $\text{\LaTeX} 2_{\epsilon}$ é uma extensão do \LaTeX . \LaTeX é uma coleção de macros criadas por Leslie Lamport para o sistema \TeX , que foi desenvolvido por Donald E. Knuth. \TeX é uma marca registrada da Sociedade Americana de Matemática (AMS). O estilo usado na formatação desta dissertação foi escrito por Dinesh Das, Universidade do Texas. Modificado em 2001 por Renato José de Sobral Cintra, Universidade Federal de Pernambuco, e em 2005 por André Leite Wanderley.