

CONTRIBUIÇÕES AO CONTROLE DO STATCOM

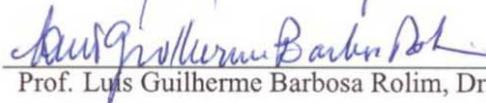
Abnery Jesús Ortiz Riquelme

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:



Prof. Mauricio Aredes, Dr.-Ing.



Prof. Luis Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.



Prof. Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
OUTUBRO DE 2007

RIQUELME, ABNERY JESÚS ORTIZ

Contribuições ao controle do STATCOM [Rio de Janeiro] 2007

XIV, 118 p. 29,7cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação - Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Compensadores estáticos
2. Controle de conversores
3. Integradores generalizados de segunda ordem

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

.....a *Heidi*

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço muito ao Professor Mauricio Aredes por ter me brindado com a oportunidade e a confiança, para levar à frente os meus estudos de mestrado aqui no Brasil. Agradeço-o ainda, por compartilhar valiosas discussões técnicas, sem as quais não seriam possíveis os conhecimentos alcançados até agora, e desta forma o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço às pessoas que me ajudaram com as correções no texto relativo à língua portuguesa:
Liliam, Djeine, Mauro e Kleber.

Também quero agradecer especialmente aos meus amigos Mauro, Emanuel e Emilio pelas contribuições técnicas ao longo dos meus estudos de mestrado.

Por último, agradeço especialmente a Heidi quem sempre com a sua infinita felicidade, paciência, apoio e compreensão fez que este trabalho fosse concluído satisfatoriamente.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTRIBUIÇÕES AO CONTROLE DO STATCOM

Abnery Jesús Ortiz Riquelme

Outubro/2007

Orientador: Maurício Aredes

Programa: Engenharia Elétrica

A relevante participação das fontes de energias renováveis, com especial atenção as denominadas alternativas, na matriz energética global tornou os conversores de potência peças chaves de conexão entre a fonte e o sistema onde ela será inserida. Estes equipamentos devem ser capazes de controlar fluxos de potências, assim como compensar alguns problemas relacionados a qualidade de energia.

As técnicas de controle aplicadas aos conversores de potência devem ser robustas, precisas e rápidas, além de serem imunes a distúrbios da rede, sejam o desequilíbrio, a falta ou a presença de componentes harmônicas não desejadas. Estes algoritmos obtêm informações da rede, tais como: tensão, fase e frequência as quais são críticas para satisfazer os objetivos de controle. Por outro lado, também devem ser analisados os elementos envolvidos na ligação do conversor com o sistema elétrico, já que existe um forte acoplamento com o desempenho do controle.

O objetivo deste trabalho é analisar e propor uma estratégia de controle robusta, baseada em integradores generalizados, para equipamentos STATCOM aplicados em redes de distribuição, bem como estudar as condições para ligar estes conversores à rede.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

CONTRIBUTIONS TO THE STATCOM CONTROL

Abnery Jesús Ortiz Riquelme

October/2007

Advisor: Maurício Aredes

Department: Electrical Engineering

The massive introduction of renewable energy sources to power systems has made power converters an important part of the link between these energy sources and the utility grid. These equipments have to be capable of both controlling power flows and solving power quality problems.

The control strategies applied to the power converters have to be robust, accurate and fast; furthermore, they have to present high immunity to grid disturbance like faults, unbalance and distorted operating conditions. These algorithms get information from the grid such as voltage, phase and frequency which are critical to fulfill the control requirements. On the other hand, it is necessary to analyze the elements involved in the connection of the converter with the grid, due to the strong coupling with the control performance.

The aims of this work are to analyze and propose a robust control strategy based on generalized integrators for STATCOM equipments applied to distribution systems, as well as, to study the conditions for the connection of these converters to the utility grid.

Sumário

LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xiv
1 Introdução	1
1.1 Motivação do trabalho	2
1.2 Objetivos	2
1.2.1 Objetivo geral	2
1.2.2 Objetivos específicos	2
1.3 Estrutura do trabalho	3
2 Eletrônica de potência para melhoria da qualidade da energia	5
2.1 <i>Power quality</i>	5
2.1.1 Potência reativa na rede	5
2.2 Soluções da eletrônica de potência para melhoria da qualidade da energia	7
2.3 Princípios básicos da compensação em derivação	8
2.4 O DSTATCOM	9
2.4.1 Breve histórico	9
2.4.2 Compensação síncrona estática	10
2.4.3 Princípios de operação do DSTATCOM	11
3 Análise do sistema de controle do STATCOM	13
3.1 Estado da arte do controle do STATCOM	13
3.1.1 Controle em eixos síncronos	13
3.1.2 Controle em eixos estacionários	15
Breve síntese da teoria de potências instantâneas	16
3.2 Análise de um detector de seqüência positiva aplicado ao controle do STATCOM	18
3.2.1 Estado da arte dos detectores de seqüência positiva e circuitos de sincronismo	18
3.2.2 Detector de seqüência positiva baseado em integradores generalizados	20
3.2.3 Controle do fator de potência	37
3.3 Obtenção das correntes de referência	39

4	Controladores ressonantes	41
4.1	Controladores	41
4.1.1	Controlador proporcional-integral (PI)	41
4.1.2	Controladores ressonantes	43
4.2	Parâmetros do controlador	49
4.2.1	Parâmetros e resposta em frequência do controlador	49
4.2.2	Compromisso entre o ganho proporcional e integral na estabilidade	55
4.3	Desempenho em regime permanente	55
4.3.1	Erro em regime permanente	55
4.3.2	Rejeição aos distúrbios na planta	56
4.4	Integrador generalizado <i>anti-windup</i>	58
4.5	Discretização do controlador	60
4.5.1	Discretização baseada no operador <i>forward-shift</i> q	60
5	Controle de corrente	64
5.1	Controle de corrente PWM em laço fechado	64
5.2	Análise qualitativa da planta do sistema	67
5.2.1	Filtro de saída	68
5.3	Estudo teórico da planta	69
5.3.1	Filtro de chaveamento	70
5.3.2	Medição de corrente no lado do conversor	71
5.3.3	Medição de corrente no lado da fonte	75
5.3.4	Breve síntese dos parâmetros de estabilidade da planta	77
5.4	Análise da estabilidade do controle de corrente no domínio discreto	77
5.4.1	Análise da estabilidade	78
5.5	Simulações com controle de corrente simplificado	86
5.5.1	Resultados	86
5.5.2	Observações Gerais	89
5.6	Resposta em frequência do controle de corrente	90
6	Resultados	92
6.1	Circuito de potência do STATCOM	92
6.2	Descrição da nova estratégia de controle	93
6.2.1	Controle principal	93
6.2.2	Laço do controle de corrente	94
6.3	Considerações sobre o controle clássico do DSTATCOM	94
6.3.1	Modificação na posição do sensor de corrente	95
6.4	Simulação computacional	96
6.4.1	Comparação das estratégias de controle	96

6.5	Resultados experimentais	100
6.5.1	Comparação das estratégias de controle na implementação	100
7	Conclusões gerais	105
	Referências Bibliográficas	107
A	Matrizes e algoritmos utilizados no controle de conversores	112
A.1	Componentes simétricas instantâneas	112
A.2	Transformada de Clarke	114
A.2.1	$abc \longleftrightarrow \alpha\beta 0$	114
A.2.2	$ab, bc \longrightarrow \alpha\beta$	114
A.3	Transformada de Park	115
A.3.1	$\alpha\beta 0 \longleftrightarrow dq0$	115
A.4	Cálculos da seqüência positiva referidos aos eixos $\alpha\beta$	117
A.5	Equações da teoria pq	118

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de compensação de uma máquina síncrona.	8
2.2	Diagrama unifilar simplificado de conexão do DSTATCOM.	10
2.3	Esquema de compensação em derivação ideal.	11
2.4	Diagramas fasoriais de correntes e tensões das possíveis condições de operação do STATCOM.	11
3.1	Esquema geral do controle do conversor de tensão em eixos síncronos.	14
3.2	Esquema geral do controle do conversor de tensão em eixos estacionários.	16
3.3	Esquema geral do circuito de detecção de seqüência positiva e sincronismo da rede.	18
3.4	Diagrama de blocos do SOGI-QSG.	22
3.5	Diagrama de bode das principais funções de transferência do SOGI (3.6) e (3.7).	22
3.6	Diagrama de bode das principais funções de transferência do SOGI-QSG (3.8) e (3.9).	23
3.7	Cálculo da seqüência positiva e negativa baseado no SOGI-QSG.	25
3.8	Diagrama de bode do detector de seqüência positiva.	26
3.9	Simulação do detector de seqüência positiva e negativa para $\omega < \omega_0$	27
3.10	Simulação do detector de seqüência positiva e negativa para $\omega > \omega_0$	29
3.11	Diagrama de blocos do FLL.	30
3.12	Simulação do detector de seqüência positiva e negativa adaptativo em freqüência.	31
3.13	Simulação do detector de seqüência positiva e negativa frente a níveis contínuos nos sinais de entrada.	33
3.14	Diagrama de blocos SOGI-QSG modificado para eliminar níveis contínuos relativos aos sinais de entrada.	33
3.15	Diagrama de bode do SOGI-QSG modificado.	34
3.16	<i>Root locus</i> do SOGI-QSG modificado.	35
3.17	Simulação do detector de seqüência positiva e negativa modificado.	37
3.18	Cálculo da potência reativa pelo método clássico	38
3.19	Nova proposta para o cálculo da potência reativa	39
3.20	Diagrama de blocos da etapa de geração das correntes de referência do STATCOM.	40
4.1	Diagrama de bode das funções $G_{c1}(s)$ e $G_{c2}(s)$	44

4.2	Diagrama de blocos simplificados do controle de corrente em eixos rotativos.	45
4.3	Controlador ressonante decomposto baseado no SOGI.	48
4.4	Controle de corrente simplificado.	50
4.5	Diagrama de bode dos controladores proporcional e proporcional ressonante.	51
4.6	Influência do ganho proporcional na resposta em frequência da função de transferência em laço aberto do sistema.	51
4.7	Variação dos parâmetros de estabilidade, conforme é variado o ganho proporcional.	52
4.8	Influência do ganho integral na resposta em frequência da função de transferência em laço aberto do sistema.	53
4.9	Variação dos parâmetros de estabilidade, conforme é variado o ganho integral.	54
4.10	Resposta em frequência do erro para controlador PI e PR.	57
4.11	Resposta em frequência da rejeição ao distúrbio.	58
4.12	Estratégia <i>anti-windup</i> número 1.	59
4.13	Estratégia <i>anti-windup</i> número 2.	59
4.14	Influência do aumento da frequência de amostragem ($f_s = 5 \text{ kHz} \rightarrow 30 \text{ kHz}$).	63
5.1	Diagrama básico do controle de corrente	65
5.2	Diagrama de blocos do Controle de corrente generalizado	65
5.3	Controle de corrente discretizado.	66
5.4	Esquema de modulação PWM com dois <i>sampling</i> por período	67
5.5	Esquema de realimentação de correntes para o controle do conversor	68
5.6	Elementos constituintes da planta	70
5.7	Variação de ω_{res} em relação a variação de L_g	73
5.8	Diagrama de bode do filtro para três casos de L_g	73
5.9	Variação do <i>damping</i> em relação às variações do resistor do filtro e a impedância de rede.	74
5.10	Diagrama de bode do filtro para três casos de R_f	75
5.11	Diagrama de bode do novo filtro para variações de L_g	76
5.12	Diagrama de bode do novo filtro para variações de R_f	76
5.13	<i>Root locus</i> do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro kp com realimentação da corrente do conversor	80
5.14	<i>Root locus</i> do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro kp com realimentação da corrente da rede	80
5.15	<i>Root locus</i> do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro ks com realimentação da corrente do conversor	81
5.16	<i>Root locus</i> do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro ks com realimentação da corrente da rede	82
5.17	<i>Root locus</i> do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro R_f com realimentação da corrente do conversor	83

5.18	<i>Root locus</i> do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro R_f com realimentação da corrente da rede	83
5.19	<i>Root locus</i> do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro L_g com realimentação da corrente do conversor	84
5.20	<i>Root locus</i> do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro L_g com realimentação da corrente da rede	85
5.21	Resposta a um degrau senoidal para o laço de controle de corrente com realimentação de corrente de conversor	86
5.22	Resposta a um degrau senoidal para o laço de controle de corrente com realimentação de corrente da rede	87
5.23	Capacidade de rastreamento de referência do controlador ressonante, no laço de controle de corrente com realimentação de corrente do conversor	88
5.24	Capacidade de rastreamento de referência do controlador ressonante, no laço de controle de corrente com realimentação de corrente da rede	88
5.25	Capacidade de rejeição ao distúrbio, no laço de controle de corrente com realimentação de corrente do conversor	89
5.26	Capacidade de rejeição ao distúrbio, no laço de controle de corrente com realimentação de corrente da rede	89
5.27	Resposta em frequência do controle de corrente com realimentação de corrente do conversor em malha aberta	90
5.28	Resposta em frequência do controle de corrente com realimentação de corrente da rede em malha aberta	91
6.1	Diagrama unifilar da etapa de potência do DSTATCOM.	92
6.2	Diagrama de blocos do controle de tensão do DSTATCOM.	93
6.3	Corrente de referência i_{α}^* , de realimentação i_{α}^{fb} e erro e_{α} em eixo estacionário α	95
6.4	Correntes de referência i_{α}^* , de <i>feedback</i> i_{α}^{fb} e erro e_{α} correspondentes ao laço de controle de corrente do conversor.	96
6.5	Detecção da tensão de seqüência positiva em v_{α} e v_{β} durante o transitório do sistema. O conversor ainda não é ligado na rede.	97
6.6	Variáveis envolvidas no controle da tensão RMS do PCC. Os gráficos superiores indicam a referência de tensão RMS (v_{Σ}^*) e o valor de tensão real (v_{Σ}). Os gráficos inferiores indicam a potência imaginária de compensação (\bar{q}) para manter o nível de tensão desejado.	98
6.7	Variáveis envolvidas no controle da tensão dos capacitores.	99
6.8	Esquema de correntes de referência (i_{α}^*) e tensões (v_{α}) de compensação em quadratura do DSTATCOM.	100
6.9	Correntes de referência i_{α}^* , de <i>feedback</i> i_{α}^{fb} e erro e_{α} correspondentes ao laço de controle de corrente do conversor.	101

6.10	Correntes trifásicas compensadas pelo conversor.	102
6.11	Corrente na fase <i>a</i> injetada pelo conversor para controlar a tensão fase-fase <i>bc</i> . . .	103
6.12	Tensões sintetizadas e tensão dos capacitores.	104
A.1	Diagrama dos eixos coordenados	116

Lista de Tabelas

4.1	Detalhes da influência do ganho proporcional no sistema.	52
4.2	Detalhes da influência do ganho integral no sistema.	53
4.3	Coefficientes da equação a diferenças (4.32), referida ao controlador ressonante.	61
6.1	Valor RMS das correntes de compensação do conversor.	101
6.2	Valores das variáveis envolvidas nos controles de tensão RMS do PCC e dos capacitores.	102
6.3	Tempos de execução do detector de seqüência positiva e controle completo do STATCOM, com ambos os controles com compensação indutiva.	104

1. Introdução

Os conversores de eletrônica de potência são circuitos elétricos que permitem variar as características da energia elétrica, principalmente a amplitude e a frequência. Isto é feito mediante o chaveamento de dispositivos de estado sólido, controlando o fluxo de energia através do circuito.

Em termos gerais pode-se falar de conversores de tensão ou corrente, os quais são empregados principalmente na conversão de grandezas elétricas alternadas para contínuas (retificadores) ou o contrário (inversores). Estes equipamentos, em especial os conversores de tensão, têm diversas aplicações seja no acoplamento de cargas com alimentação contínua aos sistemas alternados, no fornecimento em frequências variáveis, em filtros ativos, compensadores estáticos, reguladores de tensão e no controle de máquinas, entre outras aplicações. A maioria destas aplicações é trifásica, mas o número de conversores monofásicos tem aumentado com a introdução das fontes de energia alternativa. Esta tendência gera outras necessidades, como a busca da qualidade e confiabilidade no fornecimento de energia ajustadas às exigências do consumidor.

A forte introdução das energias renováveis nos sistemas elétricos, tornou os conversores de potência peças-chaves na ligação das novas fontes de energia renováveis ao Ponto de Conexão Comum (PCC). Estes equipamentos permitem controlar fluxos de energias, assim como compensar alguns problemas de qualidade de energia, o que os converte em dispositivos muito versáteis. Para aproveitar todas as funcionalidades destes conversores, as técnicas de controle aplicadas devem possuir as características de robustez, precisão e rapidez na resposta. Além disso, outra característica importante é que estes sejam imunes frente a qualquer contingência na rede, como por exemplo, o desequilíbrio, defeitos, e a presença de componentes harmônicas não desejadas.

Os algoritmos de controle para conversores precisam de informações da rede, tais como tensão, fase e frequência, a qual é crítica para o correto funcionamento do equipamento. Nestas aplicações, as características desejadas do controle, devem garantir a geração correta dos sinais de referência a fim de satisfazer este objetivo. Outro aspecto importante a considerar são os elementos envolvidos na ligação do conversor com o sistema elétrico, já que estes influenciam no desempenho do controle. Por isso, esta análise está extremamente vinculada à adaptatividade do controle do conversor, uma vez que este pode ser ligado em qualquer sistema elétrico, sem sofrer influências significativas em sua dinâmica.

1.1 Motivação do trabalho

Uma extensa pesquisa tem sido desenvolvida na área de conversores de tensão controlados por corrente, visando sua aplicação em fontes de energias renováveis [1], [2], [3] e [4]. Porém, outras aplicações para estes conversores, com objetivos exclusivos de melhoria da qualidade de energia, também precisam fornecer correntes de alto desempenho e não têm sido estudadas em profundidade. De fato, há carência de estudos sobre a conexão de conversores à rede elétrica e novas propostas de controle destes, para que possam operar nos exigentes sistemas elétricos atuais. Um destes equipamentos é o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*), que tem por finalidade compensar reativos para regular a tensão do PCC ou compensar fator de potência.

As altas exigências impostas para os conversores ligados à rede, no caso do controle da potência, valem para esta aplicação e outras. Isto faz necessária a análise do controle atual do STATCOM [5], assim como propor uma nova estratégia de controle, a qual contemple as características mencionadas anteriormente e, principalmente, assegure que o comportamento das variáveis da rede não influenciem no desempenho da dinâmica do controle do STATCOM.

Enfim, um estudo detalhado da influência dos parâmetros da rede no desempenho do controle do compensador é necessário para aproveitar o máximo desempenho deste e satisfazer os requisitos de conexão à rede.

1.2 Objetivos

Considerando as necessidades mencionadas na motivação desta proposta, os objetivos deste trabalho são apresentados a seguir:

1.2.1 Objetivo geral

Analisar as propostas atuais de controle para equipamentos STATCOM aplicados em redes de distribuição e propor uma nova estratégia robusta, baseada completamente em integradores generalizados.

1.2.2 Objetivos específicos

- Expor sucintamente conceitos básicos de qualidade de energia e apresentar alguns equipamentos de eletrônica de potência que podem contribuir para a melhoria desta.
- Apresentar e analisar as atuais propostas de controle do STATCOM.

- Propor e estudar uma nova estratégia de controle robusta baseada completamente em integradores generalizados de segunda ordem para o STATCOM operando em redes de distribuição.
- Apresentar e comparar resultados de simulação computacional e experimental de ambos os controles citados.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho está estruturado em 7 partes, incluindo o presente capítulo. No capítulo 2 são introduzidos os principais conceitos de *power quality*, FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission Systems*) e equipamentos *custom power* e, na seqüência, focaliza-se a análise no DSTATCOM (*Distribution Static Synchronous Compensator*) e em seu princípio de operação.

No capítulo 3 são apresentadas as atuais estratégias de controle do STATCOM, especificamente em eixos rotativos e estacionários. Também são apresentados os detectores de seqüência positiva, novos e antigos, os quais são a base da nova estratégia de controle.

Apresentando as estruturas ressonantes, no capítulo 4 são introduzidos os controladores proporcionais ressonantes, os quais são utilizados no laço de controle de corrente. Estuda-se também a influência dos parâmetros na resposta deste.

Uma análise detalhada do controle de corrente é apresentada no capítulo 5, onde a principal ênfase é dada ao filtro de chaveamento do conversor e a influência da indutância da rede na resposta em freqüência do laço de controle de corrente. Além disso, apresentam-se alguns estudos da sensibilidade da freqüência de ressonância e amortecimento, em relação a alguns parâmetros de interesse para o estudo.

No capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos através da simulação computacional com o *software* PSCAD e provas experimentais do DSTATCOM com a implementação dos dois algoritmos de controle.

O capítulo 7 apresenta as principais conclusões do trabalho desenvolvido.

O trabalho conclui com o apêndice A, onde são reunidas as principais matrizes de transformação utilizadas no controle de conversores de potência, assim como as equações da teoria de

potência instantânea proposta por Akagi em [6].

2. Eletrônica de potência para melhoria da qualidade da energia

O objetivo principal das companhias de eletricidade é fornecer aos seus clientes tensões senoidais puras com amplitude e frequência constantes. Entretanto, os clientes têm aumentado o uso de cargas não lineares o que dificulta a tarefa das companhias. Isto criou a necessidade de introduzir o conceito *power quality* que tenta classificar os direitos e deveres de ambas as partes.

Em seguida serão apresentados os problemas envolvidos no conceito *power quality* e algumas soluções propostas pela eletrônica de potência. Também será apresentado brevemente o princípio de operação do STATCOM que é o foco desta dissertação.

2.1 *Power quality*

Este termo abrange uma grande variedade de perturbações que podem alterar a operação normal do sistema. A seguir serão apresentadas as definições dos problemas mais importantes de *power quality* segundo os padrões da IEEE 1159 – 1195.

Dips: é uma diminuição de 0,1 p.u. a 0,9 p.u. no valor RMS (*Root Mean Square*) de tensão à frequência fundamental da rede com uma duração de meio período até um minuto.

Swell: é um aumento acima de 1,1 p.u. no valor RMS de tensão à frequência fundamental da rede com uma duração de meio período até um minuto.

Distorção harmônica: relação entre o valor RMS das componentes harmônicas de um sinal e o seu componente fundamental.

Flicker de tensão: impressão de instabilidade em uma sensação visual produzida por um estímulo da luz cuja distribuição espectral muda com o tempo (segundo norma Européia EN50160).

Desequilíbrio de tensão: diferença das magnitudes das tensões de fase (ou de linha) em um sistema trifásico. Não existe forma de quantificação oficial pelo IEEE, porém a fórmula mais utilizada é uma relação entre o valor RMS da componente de sequência negativa e a componente de sequência positiva.

Salto de fase: mudança na fase da tensão ou corrente.

2.1.1 Potência reativa na rede

Outro problema típico dos sistemas elétricos é a potência reativa, devido principalmente à natureza indutiva das cargas conectadas ao sistema. Diferentemente da potência ativa, a potência

reativa não pode ser convertida em trabalho útil, somente representa uma oscilação de energia entre a carga e a rede. No entanto, em [6] o autor apresenta uma nova interpretação para esta potência, que ele chama de potência imaginária, de igual magnitude à potência reativa só em ausência de distúrbios. A potência imaginária representa uma energia que pode ser constante ou não e que é trocada entre as fases do sistema. Desta forma evidencia-se claramente que esta potência não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga. Porém esta potência é necessária em algumas aplicações elétricas, por exemplo em motores elétricos é necessária para gerar um fluxo magnético para converter a energia elétrica em trabalho mecânico.

As equações de potência para uma linha de transmissão curta são dadas por:

$$P = \frac{V_g V_i}{X_L} \sin \delta \quad (2.1)$$

e

$$Q = \frac{V_g}{X_L} (V_g - V_i \cos \delta), \quad (2.2)$$

onde: V_g e V_i são as tensões dos extremos da linha de transmissão, δ a diferença de fase das tensões dos extremos da linha e X_L a reatância da linha.

Supondo que a abertura angular é muito pequena, ou seja, $\sin \delta \approx \delta$ e $\cos \delta \approx 1$, observa-se que quando aumenta a queda de tensão sobre X_L , aumenta a energia trocada entre as fases e quando X_L é muito grande, a capacidade de transmissão de potência na linha de transmissão diminui. Outra conclusão obtida a partir desta hipótese é que o fluxo de energia está limitado pela abertura angular δ e a troca de energia entre as fases está limitada pela diferença de tensão $V_g - V_i$.

A potência reativa gera uma corrente reativa com as mesmas características da potência, ou seja, não é uma corrente que contribua com a potência ativa. Mas, quanto maior é esta corrente, maior será também a corrente RMS fornecida para um mesmo requerimento de potência ativa. Conseqüentemente, aumentam as perdas por potência ativa e reativa, assim como também o dimensionamento dos cabos.

Em geral o consumidor precisa de potência reativa para algumas aplicações elétricas, porém a transmissão desta pela linha introduz os problemas já mencionados. Logo, a geração local de potência reativa no barramento de carga diminui as exigências de carregamento da linha. Desta forma, baixa a corrente reativa e no limite só fluiria corrente para suprir a demanda da carga ativa. A geração local de reativos contribui para controlar a tensão do barramento, para mantê-la no

seu valor nominal. Existem muitos equipamentos de eletrônica de potência que são controlados baseados neste princípio.

2.2 Soluções da eletrônica de potência para melhoria da qualidade da energia

Os equipamentos FACTS têm por objetivo fornecer aos sistemas de transmissão alternados, a mesma flexibilidade que têm os sistemas de transmissão em corrente contínua [7]. Os FACTS estão baseados em eletrônica de potência e são conectados às linhas de transmissão para controlar grandezas como tensão, fase e impedância. Estes têm como objetivo fundamental aumentar os limites da estabilidade dinâmica e controlar fluxos de energia.

Por outro lado, o conceito de *custom power* é referido ao uso de eletrônica de potência em sistemas de distribuição de média tensão para fornecer potência confiável e de boa qualidade a cargas sensíveis [8].

A característica comum destes equipamentos é que são conectados aos sistemas elétricos para compensar diferentes perturbações e demandas de potência reativa, podendo ser conectados ao sistema, principalmente, de 2 formas:

Conexão série: estes equipamentos injetam uma tensão em série com a linha de transmissão. Isto pode ser considerado como uma impedância variável, multiplicada por uma corrente através deste. Se a tensão estiver em quadratura com a corrente da linha, o compensador fornece ou consome somente potência reativa. Algumas topologias deste grupo são:

- TSSC: *Thyristor Switched Series Capacitor*
- TCSC: *Thyristor Controlled Series Capacitor*
- IPFC: *Interline Power Flow Controller*
- SSSC: *Static Synchronous Series Converter*

Conexão paralelo: estes equipamentos injetam uma corrente no sistema no ponto de conexão comum. Uma impedância variável conectada ao ponto comum de conexão (PCC) com uma tensão fixa, causa uma corrente variável de injeção no sistema. Da mesma forma que a conexão série, se a corrente de injeção estiver em quadratura com a tensão do PCC somente existirá uma troca de energia entre as fases. Uma lista dos equipamentos paralelos mais comuns é apresentada a seguir.

- TSC: *Thyristor Switched Capacitor*
- TSR: *Thyristor Switched Reactance*
- SVC: combinação de TSC e TSR
- STATCOM

Adicionalmente, existem sistemas que são conectados de forma híbrida com um ramo em conexão paralelo e o outro série, como por exemplo o transformador de deslocamento de fase e o UPFC (*Unified Power Flow Controller*). Estes equipamentos são capazes de atuar sobre todos os parâmetros das equações (2.1) e (2.2), mas as variáveis a controlar finalmente dependem da aplicação.

O STATCOM é um equipamento FACTS em derivação usado para compensar potência reativa do sistema elétrico, tendo como função prover o suporte de reativos em áreas críticas do sistema de potência.

2.3 Princípios básicos da compensação em derivação

O princípio básico dos compensadores em derivação é gerar potência reativa. A geração é feita por uma fonte de tensão que converte tensão contínua, desde um armazenador de energia, para um conjunto trifásico de tensões a serem injetadas no sistema, de forma análoga a uma máquina síncrona, como é apresentado na Figura 2.1.

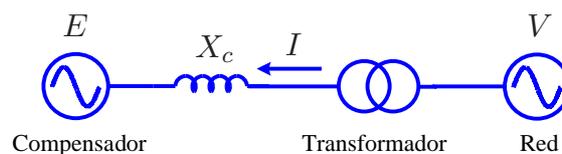


Figura 2.1: Diagrama de compensação de uma máquina síncrona.

Para ter uma troca de energia entre as fases, as tensões trifásicas induzidas pela máquina síncrona (e_{abc}) estão em fase com as tensões do sistema (v_{abc}) ($\delta = 0$ na equação (2.2)). A corrente reativa (I) que flui entre o compensador e o sistema é determinada pela magnitude da tensão do barramento (V), da tensão interna da máquina (E) e a reatância equivalente de conexão ($X_T = X_c + X_{trafo}$), de acordo com a equação (2.3).

$$I = \frac{V - E}{X_T}, \quad (2.3)$$

e a potência reativa (Q) é expressada por:

$$Q = \frac{1 - \frac{E}{V}}{X_T} V^2. \quad (2.4)$$

Destas equações observa-se que controlando a excitação da máquina, ou seja, a amplitude de E sobre a tensão do sistema V é possível controlar a potência reativa. Considerando como convenção corrente positiva entrando no compensador, observam-se dois casos, quando:

- $E > V$ (máquina sobre-excitada): neste caso a corrente I fica adiantada da tensão V , e a máquina é vista pelo sistema como um capacitor.
- $E < V$ (máquina sub-excitada): neste caso a corrente I fica atrasada da tensão V , e a máquina é vista pelo sistema como um indutor.

Em ambas as condições de operação uma pequena parcela de energia flui entre o conversor e o sistema, somente para suprir as perdas da máquina. Caso a excitação da máquina seja controlada exclusivamente para que a potência reativa mantenha regulada a tensão RMS do barramento, então a máquina funciona como um compensador síncrono rotativo.

2.4 O DSTATCOM

2.4.1 Breve histórico

O primeiro compensador estático baseado em conversores de tensão foi desenvolvido por um grupo de pesquisadores da empresa japonesa Mitsubishi Electric Corporation e à Kansay Electric Co. Ltda no ano 1976 [9]. Em 1980, o primeiro STATCOM foi construído e testado para uma potência nominal de 20MVA.

Em 1988, nos Estados Unidos, foi testado um protótipo de 1 MVA utilizando GTO's (EPRI & ESEERCO) [10]. O primeiro STATCOM (80 MVA - 154 kV) foi comissionado em 1992 na subestação de Inuyama (Japão) pertencente à Kansay Electric Co. Ltda [11]. Em 1995, um STATCOM de 100 MVA foi ligado a um sistema de 161 kV, na subestação de Sullivan (EUA) [12].

Este equipamento foi inicialmente proposto para aplicação em sistemas de transmissão [7]. Porém, em 1995 a aplicação deste equipamento em sistemas de distribuição foi proposta, introduzindo o conceito de *Custom Power* [13]. Suas características principais são: a capacidade de aumentar a potência em uma linha de transmissão, assegurar uma maior estabilidade

para o sistema elétrico e o controle do fator de potência e da tensão em sistemas de distribuição [7].

A primeira instalação do DSTATCOM usado para solucionar o problema de *flicker*, mediante a compensação de potência reativa, foi em British Columbia, Canadá [14], onde um DSTATCOM de aproximadamente 2 Mvar foi instalado para compensar uma carga de 2,6 MVA com um fator de potência de 0,85.

2.4.2 Compensação síncrona estática

O controle de potência reativa pode ser utilizado para controlar a troca de energia em uma linha de transmissão, regular tensão em um barramento ou na melhoria da estabilidade dos sistemas elétricos.

O equipamento DSTATCOM, considerado como um equipamento *custom power*, é normalmente conectado em paralelo com o sistema de distribuição mediante um transformador de acoplamento, para manter a tensão do alimentador em um nível desejado por meio de absorção ou injeção de reativos.



Figura 2.2: Diagrama unifilar simplificado de conexão do DSTATCOM.

O DSTATCOM é composto por um conversor VSC (*Voltage Source Converter*), um pequeno elemento armazenador de energia, um filtro de saída e um transformador para limitar as variações de corrente através da indutância de comutação como é representado na Figura 2.2.

O fundamento deste equipamento está baseado em que o VSC gera uma tensão alternada controlada na saída do conversor, para que a queda de tensão na impedância do transformador gere um potência reativa na saída do conversor [15].

2.4.3 Princípios de operação do DSTATCOM

O princípio de operação do DSTATCOM pode ser analisado com o auxílio de um compensador em derivação ideal, onde através de modelos simplificados vai se analisar a compensação de reativos, capacitivo e indutivo.

Considere o equivalente Thévenin simplificado sem perdas do sistema elétrico (V_g e x_L), onde o DSTATCOM é ligado. Também, considere um modelo do compensador de componente fundamental ideal (V_i) como foi apresentado anteriormente. O diagrama deste esquema é apresentado na Figura 2.3

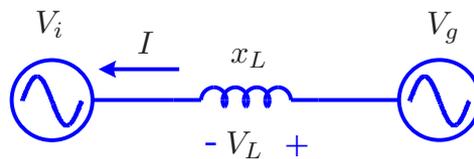


Figura 2.3: Esquema de compensação em derivação ideal.

As diferentes situações entre as tensões do sistema da Figura 2.3 (V_g , V_i e V_L) e a corrente (I) são descritas pelos diagramas fasoriais apresentados na Figura 2.4.

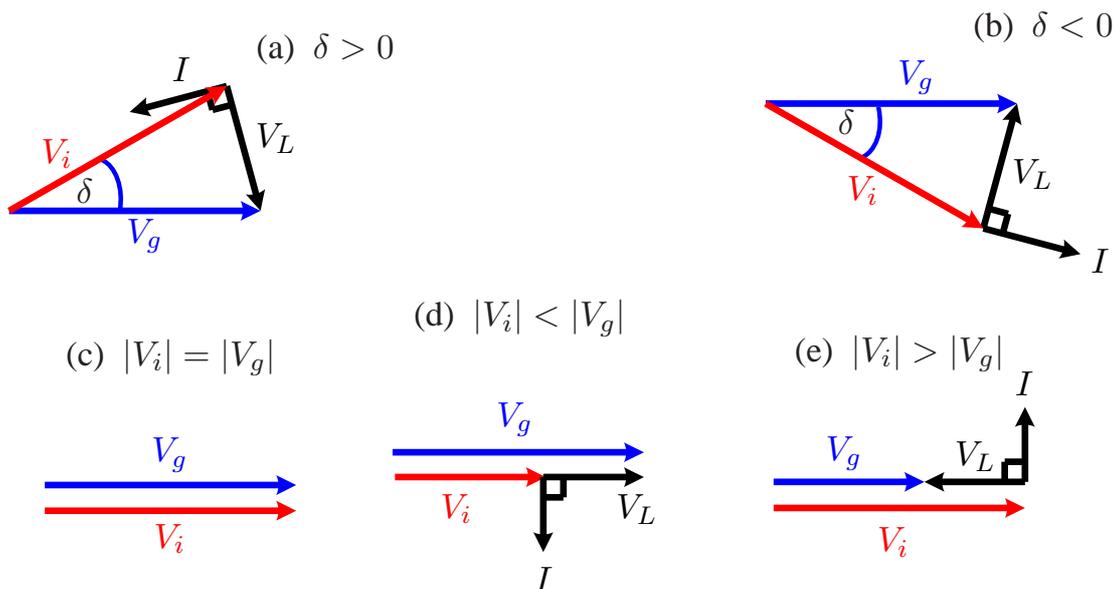


Figura 2.4: Diagramas fasoriais de correntes e tensões das possíveis condições de operação do STATCOM.

V_g é a tensão do sistema, V_i é a tensão sintetizada pelo compensador, V_L a queda de tensão sobre o indutor, I é a corrente que flui no sistema e δ a abertura angular da fase das tensões.

Com o auxílio das equações (2.1) e (2.2), descrevem-se a seguir as situações ilustradas nos diagramas fasoriais, identificando cinco possíveis situações:

- (a) $90^\circ > \delta > 0$: Neste caso o ângulo δ encontra-se no primeiro quadrante, onde a função seno é positiva, portanto existe um fluxo de energia da fonte para o conversor ($I > 0$), de acordo com a Figura 2.3.
- (b) $-90^\circ < \delta < 0$: Neste caso o ângulo δ encontra-se no quarto quadrante, onde a função seno é negativa, portanto existe um fluxo de energia do conversor para a fonte ($I < 0$), de acordo com a Figura 2.3.
- (c) $|V_i| = |V_g|$: Nesta situação o ângulo $\delta = 0$, só existindo a possibilidade de gerar potência reativa. Porém, as magnitudes das tensões são iguais, conseqüentemente não existe potência reativa.
- (d) $|V_i| < |V_g|$: Nesta situação o ângulo $\delta = 0$ e a magnitude da tensão da rede é maior que a sintetizada pelo compensador. Logo não existe potência ativa, mas existe potência reativa positiva, que para a convenção de corrente, segundo a Figura 2.3, trata-se de corrente indutiva. Nesta situação a rede enxerga o compensador como um elemento indutivo de compensação ($Q > 0$).
- (e) $|V_i| > |V_g|$: Nesta situação o ângulo $\delta = 0$ e a magnitude da tensão da rede é menor que a sintetizada pelo compensador, segundo a Figura 2.3. Logo não existe potência ativa, mas existe potência reativa negativa. Nesta situação a rede enxerga o compensador como um elemento capacitivo de compensação ($Q < 0$).

Destas observações conclui-se que um compensador com controle da fase é capaz de controlar a direção do fluxo da energia no sistema, e com o controle de amplitude a troca de energia entre as fases no ponto de conexão comum, mais comumente conhecido como geração local de potência reativa.

3. Análise do sistema de controle do STATCOM

Os conversores de potência são compostos por um número determinado de chaves semicondutoras controladas, de acordo com a potência nominal do equipamento. O comando de disparo dessas chaves é determinado em relação à funcionalidade operacional do conversor [16].

O controle principal do STATCOM é baseado nas equações de potência em regime permanente do sistema, apresentadas em (2.1) e (2.2). Desta forma, a tensão dos capacitores é controlada mediante o deslocamento do ângulo δ entre a tensão do barramento e a componente fundamental de tensão na saída do conversor. Enquanto que o valor RMS da tensão desejada no barramento é obtida controlando-se a potência reativa injetada ou absorvida pelo conversor. Contudo, para que o conversor funcione como controlador de potência reativa, é necessário que o controle principal seja constituído por um circuito de sincronismo e os controles das potências ativa e reativa. O laço de controle de corrente, tem como função controlar as tensões de referência que devem ser sintetizadas pelo conversor, mediante uma lógica de disparo das chaves. Este último laço de controle será estudado em detalhe nos próximos capítulos.

Baseando-se nos princípios expostos anteriormente, têm sido propostas duas grandes categorias de controle para o STATCOM, a primeira delas fundamenta-se no controle em eixos síncronos, ao passo que a segunda fundamenta-se no controle em eixos estacionários. A seguir serão apresentadas as principais características dessas categorias de controle, assim como também o controle proposto.

3.1 Estado da arte do controle do STATCOM

A filosofia de controle do STATCOM é baseada na idéia de que o conversor injeta ou drena uma corrente reativa sintetizada pelo conversor, de tal forma que regule a tensão de barra de conexão comum ou compense o fator de potência.

Pela sua conexão paralelo, o STATCOM pode ser considerado como uma fonte de corrente controlada por corrente ou por tensão [5]. Aproveitando esta característica, o controle do equipamento poder ser feito, controlando a corrente ou a tensão de saída do conversor. A seguir serão apresentadas duas grandes linhas de controle do STATCOM, tanto de corrente como de tensão.

3.1.1 Controle em eixos síncronos

Em [7] foram expostos os fundamentos do controle do conversor em eixos síncronos. Todas as correntes ou tensões trifásicas envolvidas no controle, logo após a etapa de aquisição, têm que

ser transformadas para eixos síncronos mediante a transformada de Park¹, que é sincronizada com a tensão da rede.

Em [17], [18], [19] e [20] os autores têm utilizado esta estratégia para o controle do conversor de tensão. Adicionalmente, a maioria das contribuições destes autores têm sido feita sobre a base deste controle.

Na Figura 3.1 é apresentado um esquema geral do controle de tensão ou corrente em eixos síncronos.

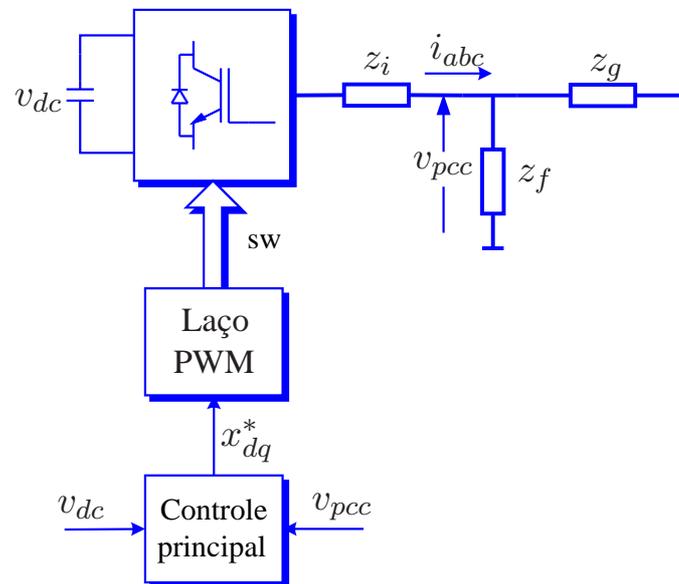


Figura 3.1: Esquema geral do controle do conversor de tensão em eixos síncronos.

O controle do conversor pode ser dividido em duas etapas, a primeira delas é o controle principal, que através da leitura da tensão dos capacitores (v_{dc}) e a tensão do barramento de conexão (v_{pcc}), gera correntes ou tensões de referência em eixos síncronos (x_{dq}^*).

A etapa de laço PWM tem por objetivo sintetizar as correntes ou tensões de referência, fornecidas pela etapa prévia, mediante a geração de um conjunto de estado para as chaves do conversor. Estas correntes ou tensões controladas têm por objetivo satisfazer os requisitos de controle da tensão do barramento comum ou regulação do fator de potência.

¹Ver Apêndice para mais detalhe

Segundo [17], um problema apresentado por controladores de corrente presente neste tipo de controle é a incapacidade para rastrear referências. Isto ocorre devido à existência de termos acoplados, ou seja, as variáveis de controle que dependem de termos no eixo dq . A compensação destes termos acoplados soluciona este problema de rastreamento. Em [18] os autores propõem uma solução mediante compensação *feedforward* no laço de controle de corrente. Uma estrutura complexa para assegurar o desacoplamento dinâmico das parcelas ativas e reativas, baseada na alocação de autovalores do controle em malha fechada do STATCOM representado em variáveis de estado, é proposta pelos autores em [19] e [20]. Adicionalmente, em [21] os autores argumentam que o controle em eixos síncronos é mais complexo, devido ao esforço computacional necessário para as diversas transformadas de Park (diretas e inversas) dos sinais medidos, que são envolvidos no controle. Os autores em [22] indicam que estas transformações introduzem erros, caso o processo de identificação dos eixos síncronos não seja preciso. Em [23] o autor menciona que a implementação destes controles em DSP de ponto fixo é complexa computacionalmente e propõe resolver estes problemas usando o controle equivalente em eixos estacionários.

Outra desvantagem da transformada de Park é o problema de robustez apresentado devido a sua forte dependência com a fase das grandezas de seqüência positiva da rede, já que esta variável é a principal afetada quando ocorrem contingências nas redes elétricas. Este problema pode levar a instabilidades no controle do conversor em situações de faltas, diminuindo significativamente a capacidade de *ride through* do conversor.

3.1.2 Controle em eixos estacionários

Uma segunda interpretação dos fundamentos de controle do STATCOM, expostos por Hingorani em [7], pode ser feita do ponto de vista da teoria das potências instantâneas² proposta por Akagi em [6], que será brevemente detalhada na próxima seção. A utilização desta teoria requer que as correntes e tensões trifásicas sejam projetadas nos eixos estacionários $\alpha\beta$, o que é feito através da transformada de Clarke³.

A Figura 3.2 apresenta um esquema geral do controle do conversor em eixos estacionários. Para controlar a tensão do barramento comum ou regular o fator de potência é necessário controlar a corrente reativa compensada pelo conversor, controlando a própria corrente ou tensão de saída do conversor. Para isto, da mesma forma que o controle em eixos síncronos, o controle em eixos estacionários contém duas etapas, a principal que fornece referências de tensões ou correntes em

²De aqui em diante teoria pq. Para mais detalhe ver Apêndice

³Para mais detalhes ver Apêndice

eixos estacionários. Finalmente o laço PWM, que fornece um conjunto de estados para as chaves do conversor, com o fim de sintetizar uma corrente ou tensão apropriada aos requisitos de controle.

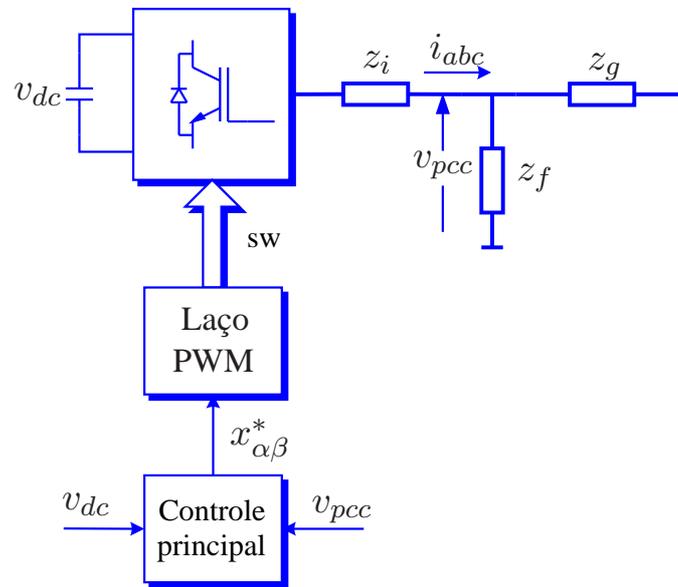


Figura 3.2: Esquema geral do controle do conversor de tensão em eixos estacionários.

Breve síntese da teoria de potências instantâneas

O aumento excessivo de cargas não lineares conectadas à rede elétrica, ocasiona a presença de harmônicos ou desequilíbrios no sistema. Contudo, Akagi expõe em [6] que a potência reativa (\bar{q}) é o valor médio da potência imaginária (q). A parcela de potência imaginária responsável pelos harmônicos e desequilíbrios é uma componente que oscila (\tilde{q}). Semelhantemente, a potência real pode ser expressa em função de duas parcelas, $p = \bar{p} + \tilde{p}$, onde \bar{p} é a potência ativa e \tilde{p} é a responsável pela presença das componentes não desejadas. Pelo fato de ser um sistema a três fios, a componente de seqüência zero não é considerada nesta análise.

Um caso particular da teoria pq, ocorre quando o sistema é equilibrado e livre de conteúdo harmônico. Neste caso, a potência imaginária corresponde à potência reativa ($q = \bar{q}$) e potência real é idêntica à potência ativa ($p = \bar{p}$).

Como mencionado pelo autor em [24], \bar{p} e \bar{q} são geradas pela soma de produtos de correntes e tensões de seqüência positiva mais correntes e tensões de seqüência negativa, ambas em uma

mesma frequência. Mas, as componentes de seqüência negativa na frequência fundamental são responsáveis por gerar desequilíbrios no sistema e oscilações em $2\omega_0$ na tensão dos capacitores, logo para este caso a seqüência negativa na frequência fundamental é parte das componentes não desejadas.

Ainda na mesma referência, o autor propõe um circuito detector de seqüência positiva baseado na teoria pq. Também é proposto um circuito de sincronismo trifásico que é parte fundamental da detecção da seqüência positiva. O algoritmo detector de seqüência positiva é um circuito que faz parte do bloco do controle principal, apresentado na Figura 3.2.

A potência reativa (\bar{q}) está relacionada com o controle da tensão RMS do barramento ou fator de potência da carga compensada. Quando se controla o fator de potência, \bar{q} é exatamente a potência reativa da carga, calculada segundo a teoria pq. Logo, a tensão RMS e o fator de potência da carga são controlados de maneira mutuamente excludente, em função de ambas dependerem de \bar{q} .

Além disso, é necessário indicar a relação existente entre a potência real e a tensão dos capacitores. Para isto considere a energia armazenada no capacitor, em meio período de oscilação de \tilde{p} ($T/2$) igual ao valor da integral da potência real, isto é:

$$\Delta E = \int_t^{t+\frac{T}{2}} p dt = \int_t^{t+\frac{T}{2}} \bar{p} dt + \int_t^{t+\frac{T}{2}} \tilde{p} dt. \quad (3.1)$$

Suponha que as componentes de seqüência negativa no lado alternado são mínimas, logo as oscilações de tensão dos capacitores são também mínimas e a parcela de potência real oscilante é desprezível ($\tilde{p} = 0$), desta forma:

$$\Delta E = \frac{1}{2} C \Delta v_{dc}^2 = \int_t^{t+\frac{T}{2}} \bar{p} dt = K \Rightarrow \Delta v_{dc} \approx cte. \quad (3.2)$$

A expressão (3.2) mostra que a variação da tensão dos capacitores é proporcional a um valor constante, que depende da troca de energia entre o conversor e a rede. Idealmente, se essa troca for nula, não existe variação de tensão dos capacitores, o que está de acordo com o princípio de operação do STATCOM, já que a tensão de saída do conversor apresenta uma defasagem de 90° com relação à corrente de saída do conversor, não permitindo potência ativa (real), mas permitindo somente troca de energia entre as fases (potência imaginária).

O controle em eixos estacionários vem sendo muito utilizado na área de controle de conversores de tensão, especialmente em aplicações de energias renováveis. Em [4], [21], [25] e [26] os

autores apresentam resultados satisfatórios obtidos em diversas implementações, mostrando que esta técnica de controle além de apresentar comportamento robusto, é simples de implementar. Nestes trabalhos são propostas algumas melhorias que aumentam o desempenho e robustez do controle, tanto no controle principal como no controle de corrente (PWM).

Tomando como base o controle em eixos estacionários apresentado anteriormente, a seguir serão detalhadas as etapas fundamentais do laço principal de controle do STATCOM.

3.2 Análise de um detector de seqüência positiva aplicado ao controle do STATCOM

Como foi dito na seção anterior, o controle precisa que as correntes e tensões envolvidas no laço sejam projetadas no eixo de coordenadas $\alpha\beta$. Desta forma, a primeira etapa do laço principal de controle é a transformação de Clarke das tensões da rede. Para isto, é utilizada a versão reduzida desta transformada, que supõe ausência de componentes de seqüência zero de tensão e corrente.

Como ilustrado na Figura 3.3 a etapa seguinte corresponde à detecção da seqüência positiva da tensão do PCC. Observa-se que para isto é necessário a implementação de um algoritmo de detecção de seqüência positiva em paralelo com um circuito de sincronismo.

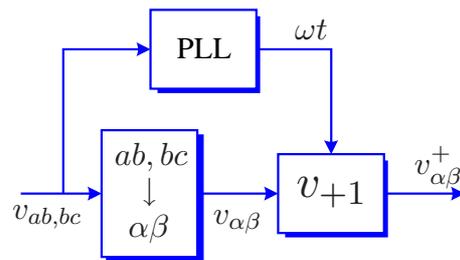


Figura 3.3: Esquema geral do circuito de detecção de seqüência positiva e sincronismo da rede.

3.2.1 Estado da arte dos detectores de seqüência positiva e circuitos de sincronismo

A seqüência positiva da tensão tem sido usada em diversas aplicações, por exemplo em [27] o autor utiliza esta informação para sincronização das variáveis internas do controle com a rede. Os autores em [28] utilizam a seqüência positiva para o cálculo de potências ativa e reativa. Em filtros ativos, a seqüência positiva é necessária se o conversor vai compensar a corrente de carga,

de tal que forma que a fonte forneça sempre correntes senoidais [24].

Uma parte importante do algoritmo de seqüência positiva é o algoritmo rastreador da freqüência fundamental e a fase da seqüência positiva da tensão do sistema. Se o sistema for livre de desequilíbrios e conteúdos harmônicos, um simples circuito de detecção de cruzamento por zero e outro de pico pode ser utilizado para obter as variáveis de interesse. Porém, estas magnitudes são detectadas somente uma vez a cada meio ciclo da tensão da rede, logo a obtenção instantânea destas variáveis é impossível, conseqüentemente, um atraso é introduzido no sistema. Por conseguinte, este algoritmo não parece ser apropriado para aplicações em eletrônica de potência.

Para resolver as possíveis variações da freqüência fundamental da tensão da rede em ambientes poluídos pela presença de cargas não lineares, têm sido propostos diversos algoritmos de PLL que são parte fundamental do sistema de detecção de seqüência positiva.

Algoritmos baseados em sistemas de referências síncronos

Uma das tendências nas propostas de algoritmos de sincronização, é baseada em um sistema de referência síncrono sobre o qual é projetado o vetor de tensão da rede [29] e [30]. A idéia principal é que um controlador modifique a posição angular do sistema síncrono, de tal forma que a projeção sobre o eixo em quadratura q seja nula. Assim, a projeção do vetor de tensão sobre o eixo d coincide com o módulo da tensão e a posição angular do sistema síncrono coincide com o ângulo de fase da tensão de seqüência positiva do sistema. Porém, um problema apresentado por estes algoritmos é que quando as tensões de freqüência fundamental apresentam desequilíbrios, estes algoritmos de sincronização não apresentam bom desempenho e o controlador não é capaz de eliminar o erro das variáveis detectadas [31]. Além disso apresentam os típicos problemas onde é envolvida a transformada de Park com realimentação da fase da seqüência positiva.

Algoritmos baseados no cálculo da potência trifásica

Uma outra proposta é baseada no cálculo da potência trifásica, gerada por duas tensões de fase e duas correntes fictícias auxiliares, que são geradas através de laços internos de realimentação de funções trigonométricas. A vantagem destes algoritmos é que são robustos, e apresentam bom desempenho frente à tensões desequilibradas e com alto conteúdo harmônico. Em [24] é apresentado um algoritmo de PLL, que independe do quanto distorcida e poluída seja a tensão da rede. Este circuito fornece dois sinais que são proporcionais à componente fundamental da tensão de seqüência positiva, as que são interpretadas como correntes auxiliares de seqüência posi-

tiva em eixos estacionários e são aproveitadas como entradas para o detector de seqüência positiva.

A proposta de detector de seqüência positiva apresentada em [24] é baseada na teoria pq. As tensões medidas já transformadas para eixos estacionários, em conjunto com as correntes auxiliares geradas pelo PLL geram as potências real e imaginária. Com o auxílio de um filtro passa-baixas, são obtidas as parcelas de potência ativa e reativa, que em conjunto com as correntes auxiliares geram tensões de seqüência positiva. Os termos de seqüência negativa e harmônicos são parte das parcelas oscilantes de potência que são filtrados. Resultados experimentais obtidos pelo autor, indicam que o conjunto circuito de sincronismo e detector de fase apresenta dinâmica e precisão satisfatórias em condições não senoidais.

Por outra parte, o esforço computacional realizado por DSP de ponto fixo, quando o algoritmo envolve funções trigonométricas e filtros passa baixas é considerável, como neste caso. Isto leva a aumentar o período de amostragem, além de introduzir atrasos no sistema que podem levar a instabilidades, assim como também resultados não desejados.

3.2.2 Detector de seqüência positiva baseado em integradores generalizados

Nesta seção será analisada a dinâmica de um novo detector de seqüência positiva, proposto em [32], no controle de corrente do STATCOM.

Este circuito de detecção de seqüência positiva independe da qualidade da tensão da rede, sendo rápido e preciso. Estas características são muito importantes quando acontecem faltas na rede, porque permitem manter a controlabilidade sobre o conversor. Desta forma evita-se a saída de operação do conversor, aumentando sua capacidade de *ride through* durante uma falta transitória.

Este algoritmo robusto é baseado na aplicação do método das componentes simétricas instantâneas no eixo de referências $\alpha\beta$ e adaptado em freqüência mediante a realimentação de um simples laço de controle auxiliar.

Componentes simétricas instantâneas

O conhecido teorema de Fortescue indica que uma grandeza elétrica trifásica, fasorial, e desequilibrada, pode ser decomposta em três conjuntos de fasores equilibrados chamados componentes de seqüência positiva, negativa e zero⁴. Porém, pelo fato de serem componentes

⁴Ver Apêndice para mais detalhes

fasoriais, são usadas para análise em regime permanente, como em estudo de defeitos e proteções elétricas [33].

Uma extensão da teoria de Fortescue no domínio do tempo é mostrada em [34]. A idéia principal é modificar a defasagem introduzida pela teoria clássica de Fortescue, de 120° , por uma defasagem de 90° que segundo [35] é mais simples de implementar.

Considerando, que uma defasagem de 120° no tempo, pode ser representada em função de uma defasagem de 90° dada por $\alpha = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}j$, com $q = e^{-j90^\circ}$. Assim, as componentes instantâneas de seqüência positiva e negativa da tensão v_{abc} são dadas por:

$$v_{abc}^+ = [T_+]v_{abc} \quad \text{e} \quad v_{abc}^- = [T_-]v_{abc}, \quad (3.3)$$

onde $[T_+]$ e $[T_-]$ são definidas como:

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad [T_-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Adicionalmente, usando a transformada de Clarke é possível projetar um vetor em eixos trifásicos abc para eixos $\alpha\beta$, mediante a transformada $v_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}]v_{abc}$ (ver apêndice para mais detalhe).

Sabendo que $v_{\alpha\beta}^\pm = [T_{\alpha\beta}]v_{abc}^\pm$, pode-se obter as componentes instantâneas de seqüência positiva e negativa em eixos $\alpha\beta$ mediante a seguinte transformação:

$$v_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad \text{e} \quad v_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta}. \quad (3.5)$$

Gerador de sinais em quadratura

Por meio de (3.5), é possível notar que para obter as componentes de seqüência positiva e negativa, falta defasar os sinais de entrada em 90° .

Para isto serão utilizados integradores generalizados de segunda ordem (SOGI - *Secondary Order Generalized Integrator*), apresentados em [36] e [37], para a geração de sinais em quadratura, com leves modificações para torná-los adaptativos em frequência. Na Figura 3.4 é ilustrado o diagrama de blocos do SOGI-QSG (*Secondary Order Generalized Integrator - Quadrature Signal Generator*). Nota-se que parte importante do diagrama é o SOGI, que é um sistema ressonante

como vai ser apresentado a seguir.

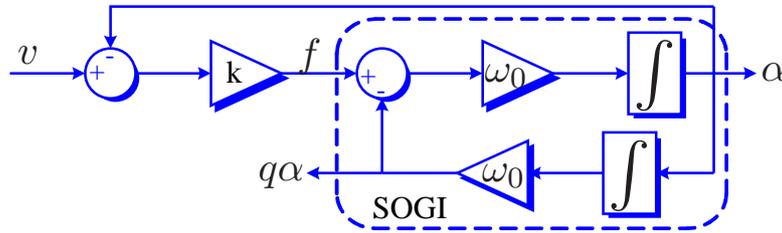


Figura 3.4: Diagrama de blocos do SOGI-QSG.

As funções de transferência do SOGI são dadas por:

$$\frac{\alpha}{f}(s) = \frac{s\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \tag{3.6}$$

e

$$\frac{q\alpha}{f}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2}. \tag{3.7}$$

A Figura 3.5 ilustra a resposta em frequência do SOGI. Esta estrutura corresponde à de um integrador generalizado de segunda ordem, apresentando um ganho infinito para a frequência de sintonização, idealmente a mesma do sinal de entrada. Esta característica mostra a necessidade de adaptividade em frequência deste para um desempenho satisfatório do detector de sequência positiva. Observa-se que o SOGI filtra todas as componentes de alta frequência. Contudo, para baixas frequências, a resposta em frequência do sinal em quadratura ($q\alpha/f$) apresenta ganho unitário, o que poderia apresentar problemas na resposta do filtro. Para o sinal em fase α , o SOGI atenua as baixas frequências com um ganho de -20 db/dec, aproximadamente.

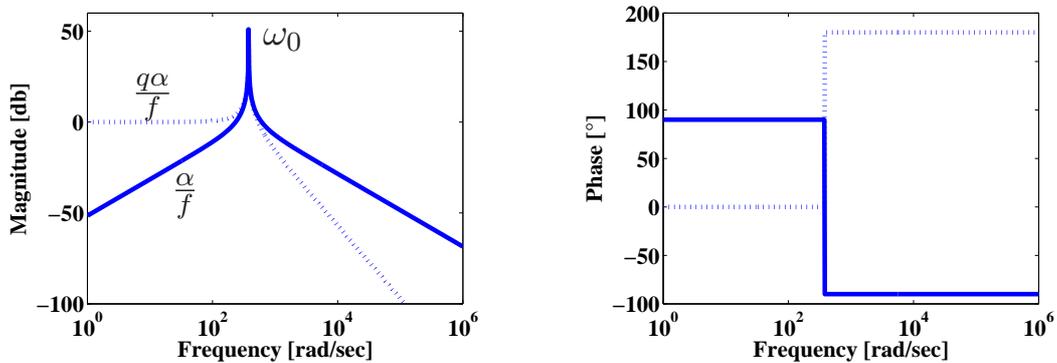


Figura 3.5: Diagrama de bode das principais funções de transferência do SOGI (3.6) e (3.7).

Em relação ao diagrama completo da Figura 3.4 (SOGI-QSG), o ganho k tem a função de amortecer as ressonâncias observadas nas respostas dos SOGI (α/f e $q\alpha/f$). Para formalizar esta análise qualitativa, serão obtidas as funções de transferências e as respostas em frequência de interesse do SOGI-QSG.

$$\frac{\alpha}{v}(s) = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.8)$$

e

$$\frac{q\alpha}{v}(s) = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2}. \quad (3.9)$$

Na Figura 3.6 são ilustradas as respostas em frequência das funções de transferências (3.8) e (3.9). Estas foram traçadas para 3 valores diferentes de amortecimento $k = 0, 1; 1$ e 5 .

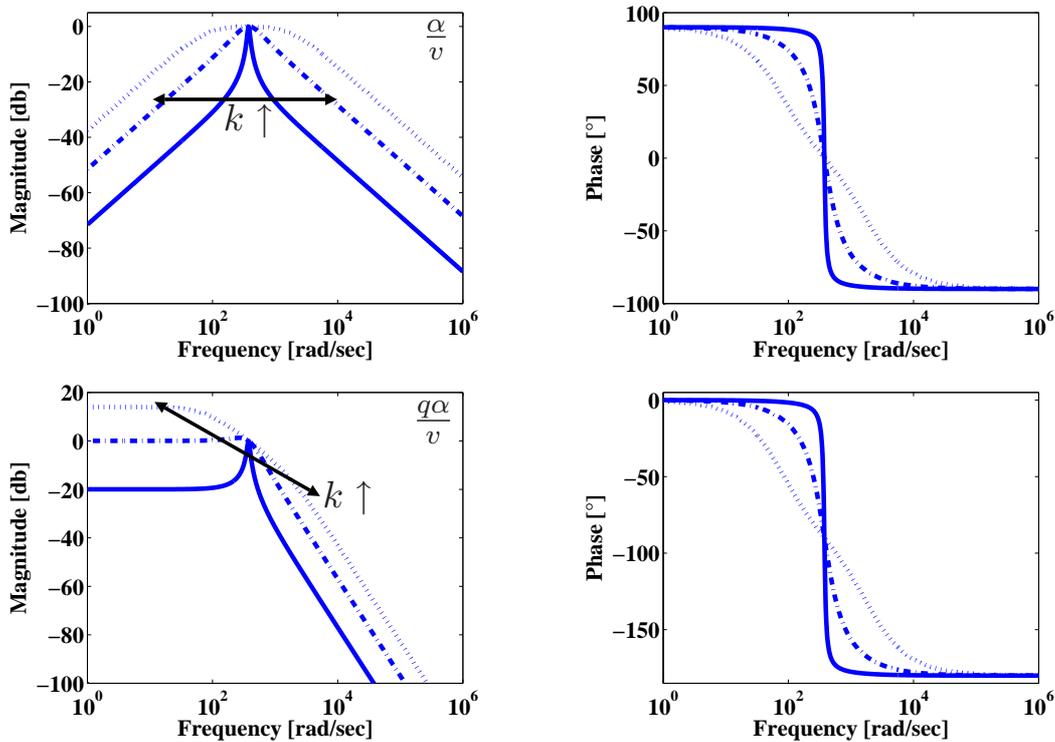


Figura 3.6: Diagrama de bode das principais funções de transferência do SOGI-QSG (3.8) e (3.9).

Observa-se que, à medida que o amortecimento aumenta, o filtro para ambas as funções de transferência perde a seletividade. Na resposta em frequência da componente em fase (α), quando k atinge valores muito altos, tem-se um aumento do ganho do filtro para todas as frequências. Além disso, para frequências em torno da ressonância existe ganho unitário para valores grandes de k . Em relação à componente em quadratura ($q\alpha$), o ganho para baixas frequências é aumentado e a atenuação para altas frequências diminui quando o ganho de amortecimento aumenta. Pode-se

mencionar ainda, que filtros SOGI-QSG muito seletivos têm uma largura de banda muito pequena, o que trás como consequência um aumento do tempo de estabilização.

Em ambas as respostas, com o aumento do ganho de amortecimento k , a margem de fase do SOGI-QSG diminui, tornando-se instável. Uma característica importante de se destacar, é que independente dos parâmetros do SOGI-QSG, o sinal $q\alpha$ sempre está atrasado em 90° com relação ao sinal α , o que é útil para a determinação das componentes de seqüência positiva e negativa.

Aproveitando a estrutura das funções de transferência do SOGI-QSG, será calculado o valor de k para ter um sistema subamortecido com $\zeta = \sqrt{2}/2$. Para isto, será considerado que o SOGI é a planta do sistema e a existência de um controlador proporcional representado por k . Igualando-se, o polinômio característico da função de transferência do SOGI-QSG com a forma padrão de segunda ordem, obtém-se o seguinte:

$$2\zeta\omega_n = k\omega_0 \quad \text{com} \quad \omega_n = \omega_0 \implies k = \sqrt{2}. \quad (3.10)$$

Considerando o amortecimento (ζ) e a freqüência natural não amortecida (ω_0) como parâmetros de projeto, pode-se obter o tempo de estabelecimento (t_s) para uma faixa de 5%. Logo, de acordo com [38], tem-se $t_s = 3/\zeta\omega_0 \approx 11$ ms e um sobressinal máximo de 4% aproximadamente.

Cálculo da seqüência positiva e negativa

No primeiro item desta seção foi apresentada a extensão da teoria de Fortescue para o cálculo das componentes simétricas no tempo. Além disso, de acordo com as necessidades anteriormente expostas foi introduzido um novo gerador de sinais em quadratura que também atua como filtro ressonante (SOGI-QSG), que serve de entrada para o PNSC (*Positive-Negative Sequence Calculator*), que contém as equações apresentadas em (3.5).

Na Figura 3.7 apresentam-se as etapas da detecção da seqüência positiva e negativa em conjunto, para qualquer conjunto de sinais de entrada em eixos α/β [32].

Necessidade de adaptividade em freqüência

Para avaliar analiticamente a influência das variações da freqüência no desempenho do detector de seqüências, é necessário um estudo da função de transferência do bloco apresentado na Figura 3.7. Para isto é considerado o caso idealizado, onde as tensões de entrada são livres de

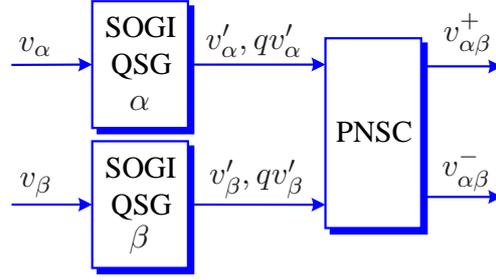


Figura 3.7: Cálculo da seqüência positiva e negativa baseado no SOGI-QSG.

conteúdo harmônico e seqüência negativa. Logo, das equações do PNSC:

$$v_{\alpha\beta}^-(s) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v'_\alpha(s) = -qv'_\beta(s) \\ qv'_\alpha(s) = v'_\beta(s) \end{cases}, \quad (3.11)$$

substituindo as funções de transferência de (3.8) e (3.9) em qualquer uma das expressões em (3.11), obtém-se o seguinte resultado:

$$qv'_\alpha(s) = v'_\beta(s) \Rightarrow \left. \begin{aligned} qv'_\alpha(s) &= \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0s + \omega_0^2} v_\alpha(s) \\ v'_\beta(s) &= \frac{k\omega_0s}{s^2 + k\omega_0s + \omega_0^2} v_\beta(s) \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_\beta(s) = \frac{\omega_0}{s} v_\alpha(s). \quad (3.12)$$

Usando a primeira relação, obtém-se $v_\beta(s) = -(s/\omega_0)v_\alpha(s)$. Ambas as expressões em (3.11) mostram dois resultados conhecidos e importantes:

$$|v_\alpha| = |v_\beta| \quad \text{e} \quad \angle v_\alpha = \angle v_\beta + \frac{\pi}{2}. \quad (3.13)$$

Desta forma, qualquer uma das relações entre v_α e v_β , apresentadas anteriormente, podem ser usadas para obter a função de transferência entre v_α^+ e v_α .

$$v_\alpha^+(s) = \frac{1}{2}(v'_\alpha(s) - qv'_\beta(s)) = \frac{1}{2} \frac{k\omega_0(s^2 + \omega_0^2)}{s(s^2 + k\omega_0s + \omega_0^2)} v_\alpha(s). \quad (3.14)$$

Suponha que o sinal de entrada possua somente seqüência positiva, ou seja, $s = j\omega$. A função do erro do detector de seqüência positiva em relação à entrada, tendo como variável independente o desvio da freqüência (ω/ω_0), é apresentada por:

$$\frac{v_\alpha^+}{v_\alpha}(j\omega) = \frac{1}{2} \frac{k\omega_0(\omega - \omega_0)}{k\omega\omega_0 + j(\omega^2 - \omega_0^2)} = \frac{1}{2} \frac{k(\frac{\omega}{\omega_0} - 1)}{k\frac{\omega}{\omega_0} + j(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1)}, \quad (3.15)$$

onde ω/ω_0 representa a desvio de freqüência do sinal de entrada em relação à freqüência de sintonização do detector se seqüência positiva. Utilizando (3.15) e o obtido em (3.13), conclui-se que:

$$|v_\alpha^+| = |v_\beta^+| \quad \text{e} \quad \angle v_\alpha^+ = \angle v_\beta^+ + \frac{\pi}{2}. \quad (3.16)$$

Este resultado evidencia que independente da sincronização da frequência entre a rede e a ressonância do detector de seqüência positiva, as magnitudes dos sinais de entrada em eixos $\alpha\beta$ são iguais e apresentam uma defasagem de 90° .

Porém, a componente de seqüência positiva do sinal de entrada apresenta erro de rastreamento quando existe problema de sincronização. Para quantificar isto, analisou-se a resposta do detector de seqüência positiva com um sinal de entrada puramente de seqüência positiva ($+\omega$), neste caso substituiu-se $s = j\omega$ em (3.15). Para o caso em que se tem um sinal de entrada puramente de seqüência negativa ($-\omega$), substituiu-se $s = -j\omega$ em (3.15). O resultado desta análise é apresentado na Figura 3.8.

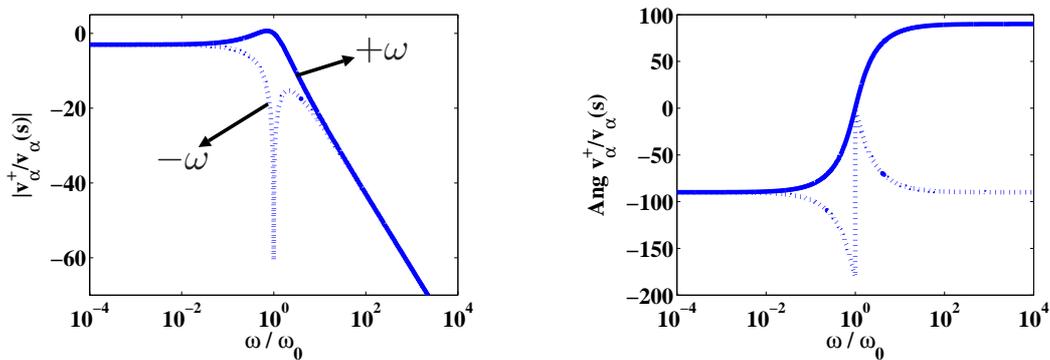


Figura 3.8: Diagrama de bode do detector de seqüência positiva.

Observam-se três regiões importantes na resposta em frequência, em relação ao desvio da frequência de sincronização do detector de seqüência positiva.

- $\omega < \omega_0$: quando a frequência da rede é menor que a frequência de sintonização, o detector de seqüência positiva fornece a mesma amplitude para sinais de seqüência positiva e negativa contidas no sinal de entrada, ambos em fase, e defasados de -90° em relação ao sinal de entrada.
- $\omega = \omega_0$: quando existe perfeito sincronismo com a rede, o detector de seqüência positiva fornece o componente de seqüência positiva do sinal de entrada com ganho unitário e atenua em -60 db (de acordo a quantização da escala de frequência, que teoricamente é infinito), aproximadamente, a seqüência negativa. Também, os componentes não apresentam defasagem em relação ao sinal de entrada.
- $\omega > \omega_0$: se a frequência da rede for maior que a frequência de sincronização, o detector

fornece um sinal que apresenta uma atenuação de -20 db/dec para a magnitude da seqüência positiva e negativa, além de estar em fase.

Para obter a resposta em freqüência do detector de seqüência negativa, basta inverter os sinais de ω no diagrama apresentado na Figura 3.8, obtendo conclusões similares para a seqüência negativa.

Para ilustrar estas observações, em relação à detecção da seqüência positiva e negativa, serão apresentadas simulações computacionais de casos extremos em que há variação de freqüência. A Figura 3.9 apresenta os resultados do detector de seqüência positiva e negativa, quando o sinal de entrada é 50 Hz, sendo menor que a freqüência de ressonância 60 Hz.

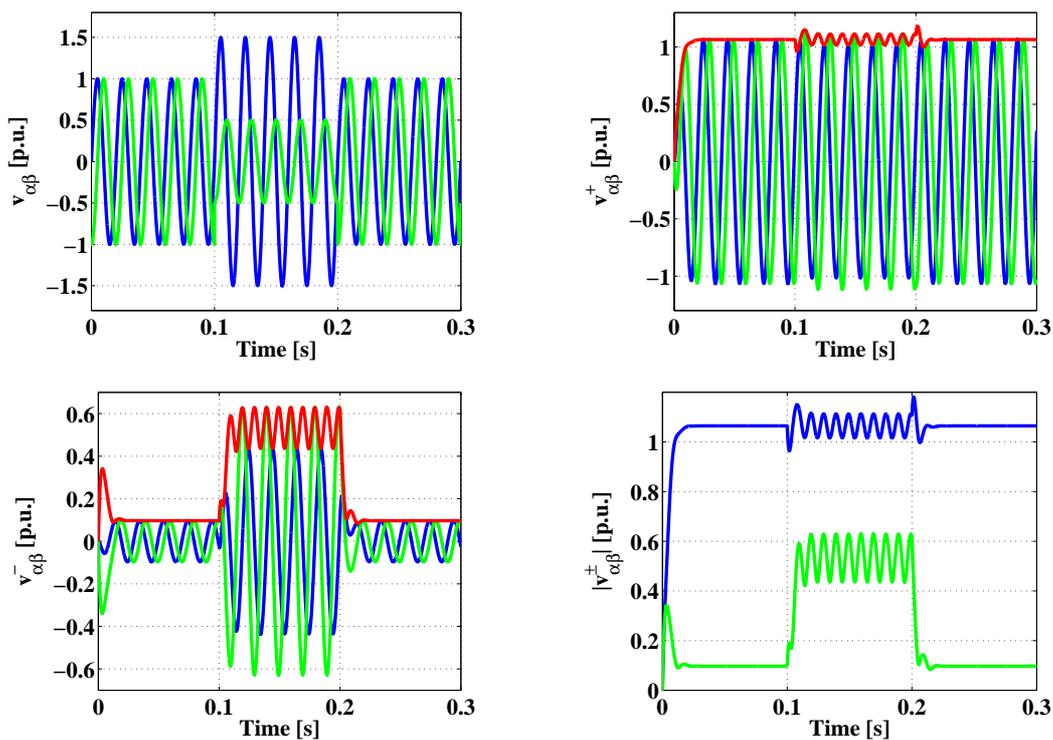


Figura 3.9: Simulação do detector de seqüência positiva e negativa para $\omega < \omega_0$.

Nas simulações apresentadas na Figura 3.9, observa-se que até $t=0,1$ s, o sinal de entrada é de amplitude unitária, seqüência positiva e de freqüência fundamental 50 Hz. Para $0,1 < t < 0,2$ s é introduzido um sinal de seqüência negativa de amplitude 0,5 p.u., com a mesma freqüência fundamental. Nesta situação, o detector de seqüência positiva e negativa não foi adaptado em freqüência, permanecendo ele com a freqüência de sintonização original de 60 Hz. Para $0,2 < t < 0,3$ s é retirado o sinal de seqüência negativa.

Até $t=0.1$ s, para um sinal de entrada v_α , o SOGI-QSG fornece um ganho maior para o componente em fase (v'_α) que para o componente em quadratura para (qv'_α), mostrado o diagrama apresentado na Figura 3.5, emulando uma seqüência negativa na entrada. Porém, este efeito simétrico entre os SOGI-QSG para v_α e v_β , geram sinais de seqüência positiva e negativa de amplitude constante. Nesta primeira etapa, o componente RMS de seqüência positiva apresenta uma amplificação devido ao desvio na freqüência, e ainda, um valor RMS de seqüência negativa não oscilatório diferente de zero, devido à falta de sincronização do SOGI-QSG com a freqüência do sinal de entrada. Analisando o detector, de maneira global, com a resposta em freqüência da Figura 3.8, observa-se que apesar de ser uma resposta para seqüência positiva, mostra-se influência da seqüência negativa introduzida pelo SOGI-QSG.

Entre $0,1 < t < 0,2$ s a componente de seqüência negativa inserida pelo SOGI-QSG ainda mantém-se, devido aos problemas de sincronização. Porém, a componente de seqüência negativa externa gera na entrada um sinal de amplitude maior para o sinal do eixo α que para o sinal do eixo β . Isto reflete no SOGI-QSG para cada eixo, ou seja, os sinais de saída do SOGI-QSG para o eixo α (v'_α, qv'_α) são maiores que os sinais de saída para o eixo β (v'_β, qv'_β). Desta forma, são gerados sinais de seqüência positiva e negativa assimétricos, para ambos os eixos $\alpha\beta$ respectivamente, o que traz conseqüências como: tensões RMS de seqüência positiva e negativa oscilatórios em 2ω . Do ponto de vista global, o PNSC fornece ganho diferente de zero para sinais de seqüência negativa não sincronizados com a freqüência de ressonância. As análises referentes à última etapa da simulação serão as mesmas realizadas nesta primeira etapa.

Em relação à Figura 3.10 apresentam-se resultados do detector de seqüência positiva e negativa quando a freqüência do sinal de entrada de 70 Hz é maior que a freqüência do sinal de ressonância do detector. Os resultados oscilatórios do sinal RMS de seqüência positiva e negativa têm a mesma procedência apresentada anteriormente, ou seja, os problemas de sincronização do SOGI-QSG geram seqüências negativas virtuais e, como conseqüência, valores RMS oscilatórios de seqüência positiva e negativa.

Segundo a resposta em freqüência mostrada na Figura 3.8, observa-se que quando $\omega > \omega_0$, o detector atenua os componentes de seqüência positiva e negativa, assim como ilustram estes resultados. Isto é visto, no instante em que é introduzida a componente externa de seqüência negativa de amplitude 0,5 p.u., já que o valor médio da oscilação do valor RMS de ambas as componentes de seqüência são diminuídos.

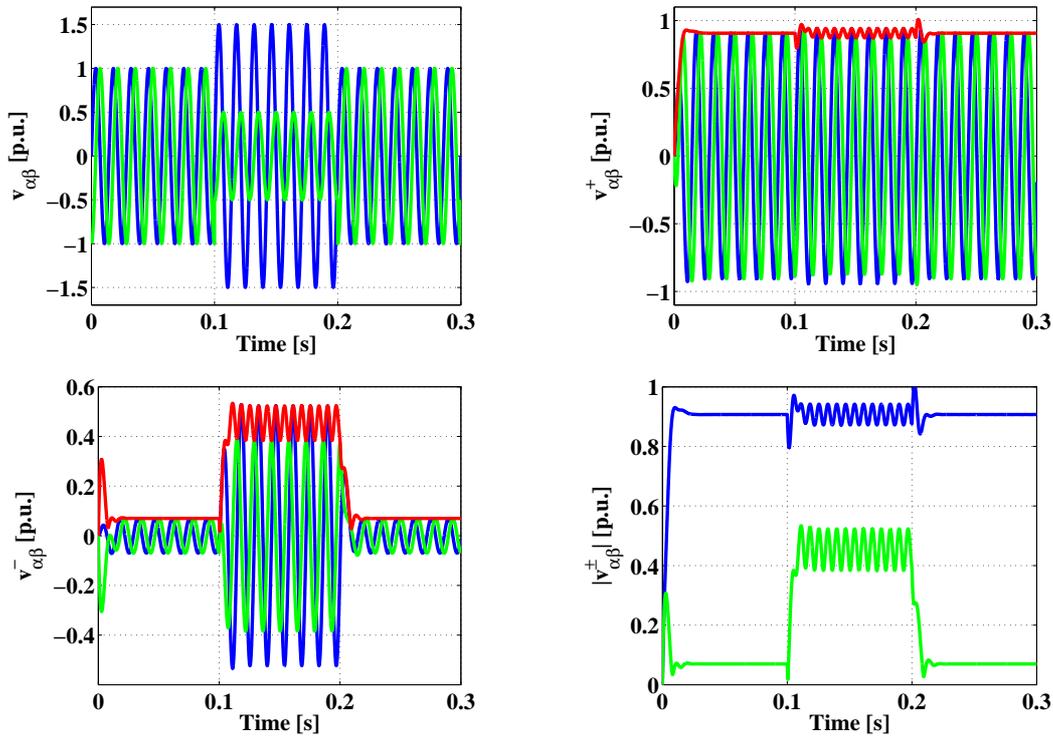


Figura 3.10: Simulação do detector de seqüência positiva e negativa para $\omega > \omega_0$.

Adaptividade do SOGI-QSG

Na seção anterior foram apresentados os problemas que ocorrem devido ao desvio da frequência de ressonância do SOGI-QSG com a frequência da rede. Para resolver este problema, é necessário fazer o SOGI-QSG adaptativo em frequência, aproveitando que sua estrutura assim o permite. Isto poderia ser resolvido mediante um PLL tradicional, que tem sido estudado em [24], [27], [28], [29], [30], [31], e [39] por diversos autores, com diferentes propostas. Porém, estes algoritmos apresentam complexidades computacionais enormes e muitas delas dependem da fase da componente fundamental de tensão, sendo muito instáveis frente a defeitos na rede. Além disso, precisa-se somente da frequência da rede para torná-lo adaptativo. Esta realimentação de frequência traz como vantagem, robustez do detector de seqüência, devido a que é uma variável do sistema que é muito estável.

Em [37], o autor apresenta um rastreador de frequência não linear, de estrutura muito simples, e que somente fornece a frequência fundamental da rede, chamado FLL (*Frequency Locked Loop*). O diagrama de blocos é apresentado na Figura 3.11, onde $e_\alpha = v_\alpha - v'_\alpha$ é obtido do SOGI-QSG α e $q\alpha$ é o sinal em quadratura de saída do SOGI. Resultados idênticos podem ser obtidos, usando os sinais internos do SOGI-QSG β , ou seja $e_\beta = v_\beta - v'_\beta$ e $-q\beta$. Para auxiliar a convergência do

circuito FLL, a frequência central de ressonância é normalmente estabelecida segundo a frequência fundamental da rede, $\omega_{ref} = 2\pi f_{ref}$. Como pode ser observado, este esquema não utiliza funções trigonométricas, o que representa uma grande redução do esforço computacional quando o algoritmo é implementado em DSP's de ponto fixo.

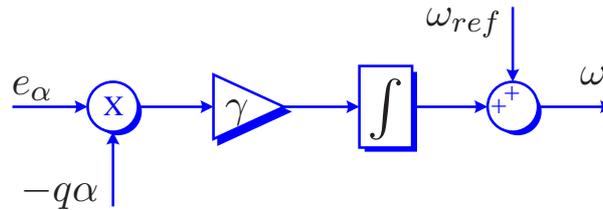


Figura 3.11: Diagrama de blocos do FLL.

O produto do erro obtido do SOGI-QSG α com o negativo do sinal em quadratura é processado por um integrador com ganho γ para obter a frequência fundamental da rede. Resultados preliminares indicam que existe uma relação linear, não bem definida, entre γ e ω_0^2 . A frequência rastreada ω realimenta os SOGI-QSG para ambos os eixos ($\alpha\beta$), alcançando a adaptividade destes.

Resultados de simulações do detector de seqüências adaptativo em frequência são apresentados na Figura 3.12. Para mostrar a adaptividade em frequência do SOGI-QSG, assim como a do detector de seqüências, este foi submetido a diversas provas. Para $t < 0,2$ s o sinal de entrada contém somente a seqüência positiva, de amplitude 1 p.u. e frequência fundamental de 50 Hz. Entre $0,2 < t < 0,4$ s é adicionado um componente de seqüência negativa de 0,6 p.u. e frequência fundamental de 50 Hz. Em $t = 0,3$ s é aplicado um degrau de frequência drástico de 10 Hz, ou seja, para $t > 0,3$ s a frequência fundamental é de 60 Hz. Finalmente para $t > 0,4$ s é retirada a componente de seqüência negativa, restando somente o componente de seqüência positiva da mesma amplitude e da mesma frequência fundamental de 60 Hz.

Em geral os resultados obtidos nas simulações, com o detector de seqüências adaptativo em frequência submetido a condições adversas, foram satisfatórios e resolveram os problemas expostos anteriormente. As oscilações geradas no valor RMS dos sinas de seqüência positiva e negativa foram eliminadas, ou seja, com a adaptação em frequência evitou-se a geração de componentes de seqüência negativa virtual pelo SOGI-QSG, deixando a passagem somente das componentes de seqüência positiva. Em relação ao rastreador de frequência, o degrau foi perfeitamente rastreado pelo algoritmo apresentado anteriormente. Com isso, conclui-se que com esta simples adaptação em frequência do SOGI-QSG, obtém-se uma detecção adequada das componentes de seqüência.

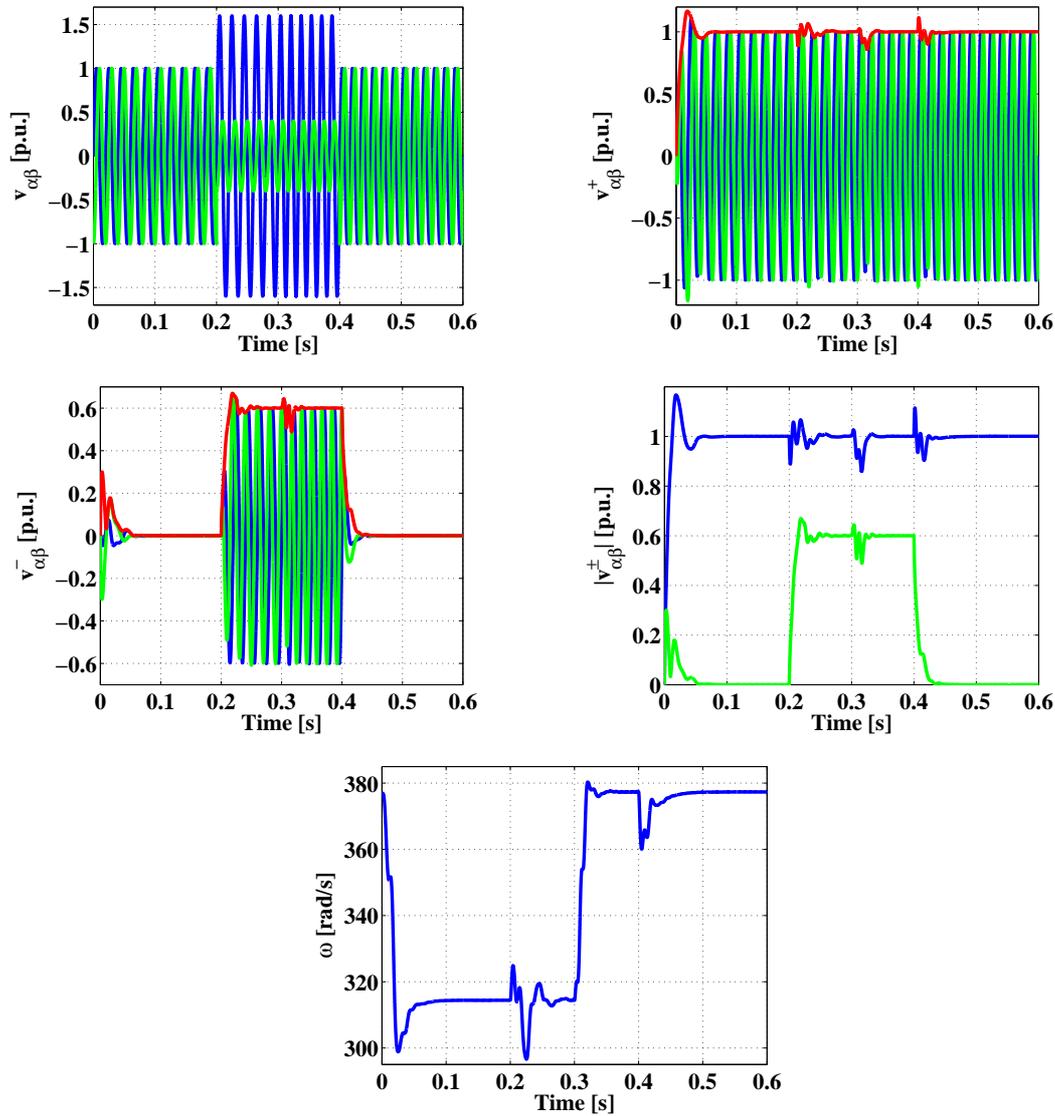


Figura 3.12: Simulação do detector de seqüência positiva e negativa adaptativo em frequência.

Resposta do SOGI-QSG para sinais de baixa frequência

O detector de seqüência positiva é a primeira etapa do algoritmo de controle do conversor, após a etapa externa de medição das tensões de entrada. Caso a etapa de medição e condicionamento de sinais apresente problemas de imprecisão, como níveis de tensão contínua não desejados na tensão alternada aquisitada, os sinais de entrada do SOGI-QSG são compostos por sinais alternados com valor médio diferente de zero.

Devido ao zero na origem da função de transferência (3.8), o sinal em fase $(\alpha/v)(s)$, apresenta ganho nulo para sinais de entrada de baixa frequência. Caso os sinais de entrada $(v_{\alpha\beta})$

apresentem níveis contínuos, estes são completamente rejeitados por este zero, de forma que os níveis contínuos não influenciam o sinal de saída α . Porém, acontece o contrário com a função de transferência (3.9), do sinal em quadratura $(q\alpha/v)(s)$. Pelo fato de não apresentar um zero na origem, esta permite a passagem de sinais contínuos contidos no sinal de entrada. Como nota-se na resposta em frequência da Figura 3.6, dependendo do ganho k este nível contínuo poderia até ser amplificado.

Os níveis contínuos não observados pelo SOGI-QSG geram sinais de entrada em $\alpha\beta$ com diferentes amplitudes, emulando uma presença de seqüência negativa na rede. Logo, o sinal de saída do SOGI em fase com a entrada v é um sinal com valor médio nulo (α e β) e um sinal em quadratura ($q\alpha$ e $q\beta$) com um nível contínuo correspondente ao mencionado anteriormente. O rastreamento errado dos sinais de entrada, gera sinais de seqüência positiva e negativa assimétricos ($v_{\alpha\beta}^+$, $v_{\alpha\beta}^-$). Como consequência são produzidas oscilações em 2ω nos valores RMS destes sinais. Adicionalmente, problemas de rastreamento de frequência são observados no FLL, devido à utilização de $q\alpha$ e o erro do SOGI α como sinais de entrada.

Na Figura 3.13, são apresentados resultados de simulação com o detector de seqüências, em que a tensão de entrada apresenta níveis contínuos, supostamente introduzidos devido a erros na instrumentação. Para este caso, considerou-se um sinal de entrada trifásico de amplitude unitária, seqüência positiva e frequência fundamental de 60 Hz. Os problemas de instrumentação foram simulados como diferentes níveis contínuos adicionados em cada fase, para a fase a 0,3 p.u., fase b 0,1 p.u. e fase c -0,2 p.u. É importante destacar que os valores altos de níveis contínuos, dificilmente alcançados em um sistema de instrumentação bem projetado, tem como objetivo ilustrar o efeito no desempenho no detector de seqüência.

A primeira tentativa de eliminar o nível contínuo é tentar igualar as respostas em frequências das funções de transferência (3.8) e (3.9) na área de baixas frequências, desta forma o sinal em quadratura rejeitaria níveis contínuos. Para isto, propõe-se acrescentar um integrador em paralelo com a malha do SOGI e realimentá-lo com a soma destas saídas. O diagrama de blocos do SOGI-QSG modificado é apresentado na Figura 3.14.

O integrador adicional tem por propósito fornecer ganho infinito para os sinais de baixa frequência em laço aberto, para que desta forma elimine o nível contínuo de entrada. Assim, o nível contínuo percorre exclusivamente o laço do integrador puro e as saídas do SOGI são sinais puramente alternados com valor médio nulo.

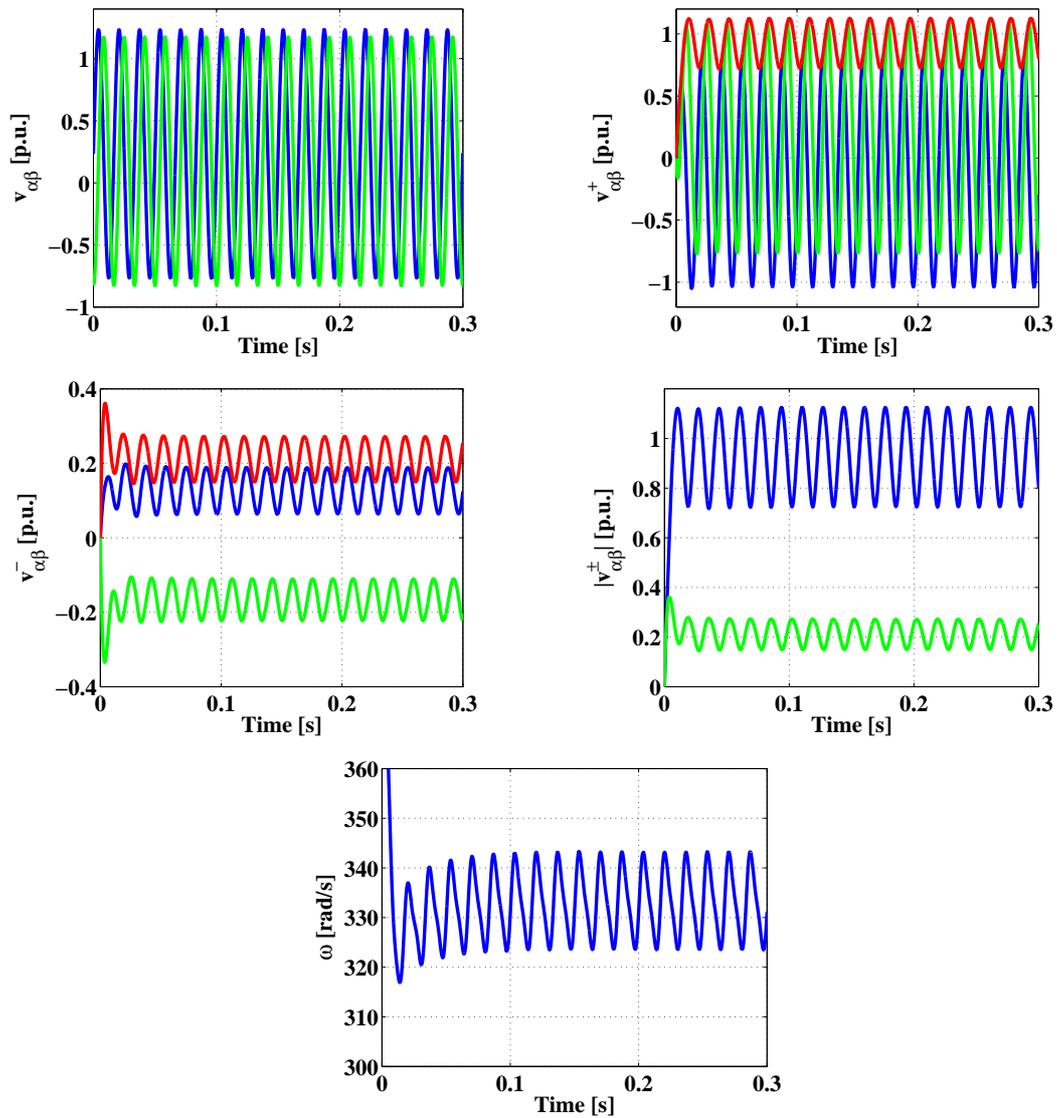


Figura 3.13: Simulação do detector de seqüência positiva e negativa frente a níveis contínuos nos sinais de entrada.

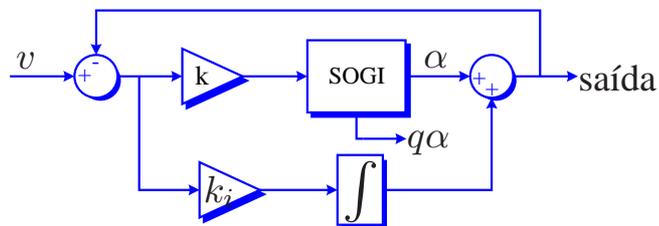


Figura 3.14: Diagrama de blocos SOGI-QSG modificado para eliminar níveis contínuos relativos aos sinais de entrada.

As funções de transferência para o SOGI-QSG modificado são apresentadas a seguir.

$$\frac{\alpha}{v}(s) = \frac{k\omega_0 s^2}{s^3 + (k_i + k\omega_0)s^2 + \omega_0^2 s + k_i\omega_0^2} \quad (3.17)$$

e

$$\frac{q\alpha}{v}(s) = \frac{k\omega_0^2 s}{s^3 + (k_i + k\omega_0)s^2 + \omega_0^2 s + k_i\omega_0^2}. \quad (3.18)$$

Na Figura 3.15 são apresentadas as respostas em frequência dos sinais em fase e quadratura fornecidos pelo SOGI-QSG modificado, para diferentes valores de ganhos $k_i = 0, 100$ e 200 , com k e ω_0 fixos. Para $k_i = 0$ obtém-se a função de transferência do SOGI-QSG sem o laço integrador para eliminar componentes contínuas.

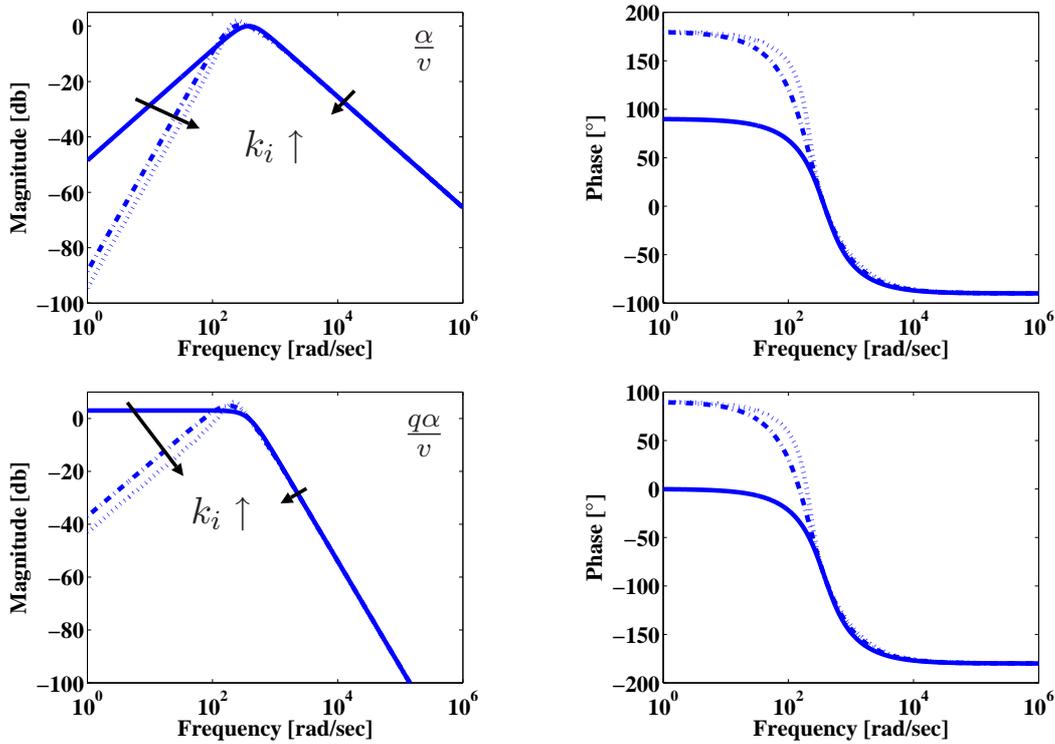


Figura 3.15: Diagrama de bode do SOGI-QSG modificado.

Observa-se que a adição do integrador oferece ganho infinito para baixas frequências na função de transferência $q\alpha/v$. Adicionalmente, devido à presença do integrador, é gerado um atraso de 90° em relação ao sinal de entrada. Em relação à magnitude, com o aumento de k_i , aumenta a atenuação para baixas frequências, e levemente para altas frequências.

Sintonização do novo laço integrador

Para funções de transferência de ordem superior a três, não existem métodos analíticos diretos de sintonização de parâmetros. Mas, sempre é possível projetar os ganhos, k_i neste caso, mediante o método de *root locus* do laço fechado do sistema de controle, para isto o polinômio característico é escrito de forma conveniente como a seguir:

$$p(s) = 1 + k_i \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^3 + k\omega_0 s^2 + \omega_0^2 s}. \quad (3.19)$$

O *root locus* correspondente ao sistema SOGI-QSG modificado variando o ganho do integrador k_i é apresentado na Figura 3.16.

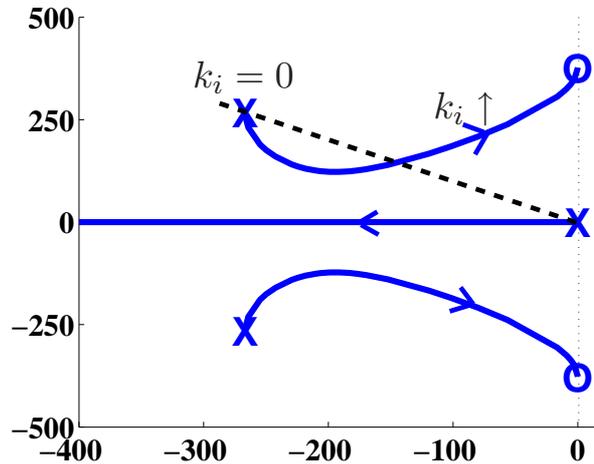


Figura 3.16: *Root locus* do SOGI-QSG modificado.

Para o cálculo do ganho de integrador são impostas certas restrições de projeto. O amortecimento será mantido igual a $\zeta = \sqrt{2}/2$ (o mesmo valor do SOGI-QSG), mas a frequência natural não amortecida será modificada de acordo com o posicionamento dos pólos em laço fechado.

Para a alocação dos pólos em laço fechado, suponha que estes sejam da forma $s_d = \alpha + j\beta$ e que a relação entre α e β seja determinada pelo ζ [38]. Este pólo situa-se na intersecção entre o *root locus* do sistema em laço fechado e uma reta que possui angulação de 45° com o eixo real negativo. Logo, substituindo o pólo s_d no *root locus* e aplicando estas considerações, tem-se:

$$s_d = -144,93 \pm j144,93 \implies \omega_n = 204,9 \quad (3.20)$$

$$\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}.$$

Para obter o ganho k_i tem-se que satisfazer a seguinte relação:

$$k_i = \left| \frac{s^3 + k\omega_0 s^2 + \omega_0^2 s}{s^2 + \omega_0^2} \right|_{s_d = -144,93 \pm j144,93} = 102, 1, \quad (3.21)$$

logo, com esses parâmetros pode-se obter algumas especificações relevantes à resposta transitória.

- O tempo de estabelecimento para uma banda de 5% segundo o especificado anteriormente é $t_s = 3/(\zeta\omega_n) \approx 20$ ms.
- O sobressinal máximo é dado por $M_p = e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\pi} \approx 4,3\%$

Na Figura 3.17 são apresentados os resultados de simulação do detector de seqüências modificado para manter o desempenho frente a sinais de entrada com nível contínuo. Neste caso as condições dos sinais de entrada são as mesmas do caso anterior (Figura 3.13) e os ganhos de simulação são de acordo ao estabelecido anteriormente. Estes resultados ilustram o desempenho do detector de seqüências modificado e adaptativo em freqüência. Cabe destacar que todos os problemas apresentados de adaptividade em freqüência do SOGI-QSG, parte fundamental do detector de seqüência, foram resolvidos, como mostrado na Figura 3.17. O algoritmo desenvolvido também não apresenta problemas no desempenho da detecção de seqüências caso a etapa de instrumentação fornecesse sinais alternados com nível contínuo indevido.

Uma vez que o algoritmo de detecção de seqüências é suficientemente robusto, é possível a obtenção do valor RMS da tensão e fase de seqüência positiva e negativa, segundo a seguinte expressão:

$$v_{\Sigma}^{\pm} = \sqrt{v_{\alpha}^{\pm 2} + v_{\beta}^{\pm 2}} \quad \text{e} \quad \theta^{\pm} = \arctan \frac{v_{\beta}^{\pm}}{v_{\alpha}^{\pm}}. \quad (3.22)$$

Os resultados fornecidos pelo detector de seqüências, dependem dos objetivos de controle. No caso do STATCOM será utilizada a tensão RMS de seqüência positiva, segundo a filosofia de compensação de reativos em derivação. A fase de seqüência positiva não é de interesse neste algoritmo, pelo fato das tensões de seqüência serem obtidas, sem necessidade da detecção da fase desta, como seria feito com a utilização de um PLL ou simplesmente utilizando a transformada de Park (controle em eixos rotativos).

As possíveis técnicas de discretização que serão utilizadas no SOGI-QSG serão discutidas no próximo capítulo, onde serão apresentados os controladores ressonantes que também contêm um algoritmo SOGI.

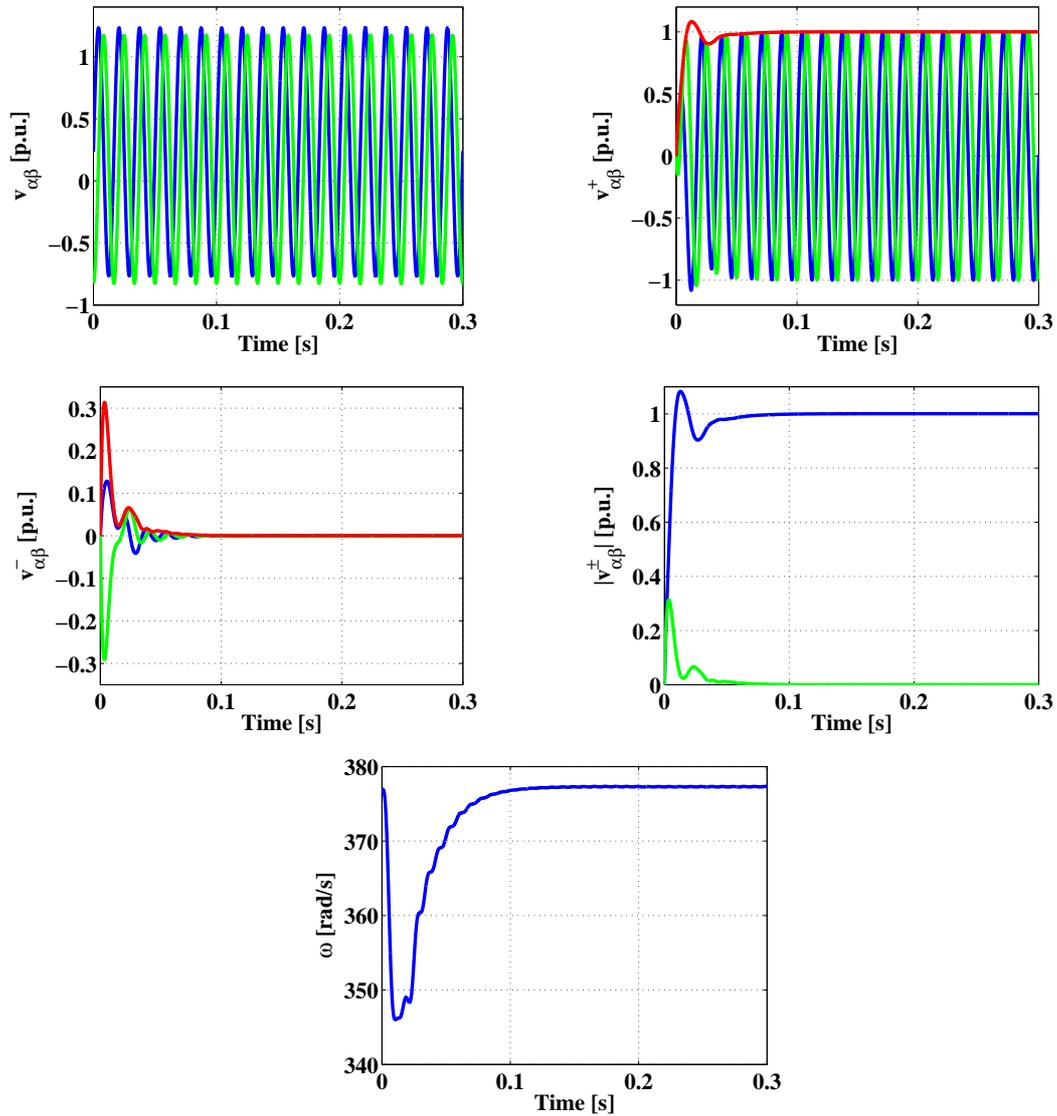


Figura 3.17: Simulação do detector de seqüência positiva e negativa modificado.

3.2.3 Controle do fator de potência

Outro possível objetivo de controle do STATCOM é a compensação do fator de potência, que é feita de maneira excludente em relação ao controle de tensão. Isto ocorre devido a variável de controle, a potência reativa (\bar{q}), ser a mesma para os dois casos.

Quando o fator de potência é compensado, basta calcular a potência reativa necessária da carga, para que desta forma seja injetada pelo conversor. Segundo a teoria pq, esta é calculada da seguinte forma:

$$q = v_{\beta} i_{\alpha L} - v_{\alpha} i_{\beta L}, \quad (3.23)$$

onde $v_{\alpha\beta}$ e $i_{\alpha\beta L}$ são as tensões e correntes da carga em eixos estacionários, respectivamente. Existem duas possíveis formas de calcular a potência reativa requisitada pela carga, que serão detalhadas a seguir.

Método clássico

O método clássico utiliza de forma direta a equação (3.23). São utilizadas para o cálculo da potência imaginária as tensões do PCC, que coincide com a tensão de carga, em conjunto com as correntes da carga. Finalmente, com o auxílio de um filtro passa-baixas (FPB) de primeira ordem é obtida a potência reativa requisitada pela carga (\bar{q}). A Figura 3.18 ilustra o método clássico de cálculo da potência reativa.

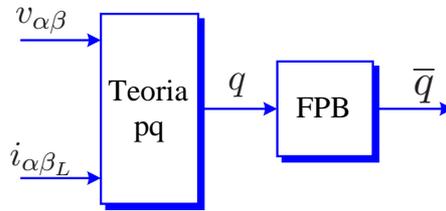


Figura 3.18: Cálculo da potência reativa pelo método clássico

Este método utiliza um filtro passa-baixas para tirar as componentes oscilatórias da potência imaginária, o que impõe um atraso de 0° até 90° na saída deste, dependendo da frequência de corte do filtro.

Nova proposta

A nova proposta é baseada no algoritmo SOGI-QSG. A tensão de seqüência positiva, utilizada para regular a tensão do PCC, é aproveitada para o cálculo da potência imaginária. Porém, a corrente de carga utilizada é a de seqüência positiva, que é calculada através das estruturas SOGI-QSG. Desta forma, a potência reativa é dada pela seguinte expressão:

$$\bar{q} = \frac{1}{2}(v_{\beta}^+ i_{\alpha L}^+ - v_{\alpha}^+ i_{\beta L}^+). \quad (3.24)$$

Na Figura 3.19 é apresentado o diagrama de blocos da nova proposta de cálculo da potência reativa baseada em estruturas SOGI-QSG.

Esta nova proposta é fundamentada pelo exposto em [24], onde a potência reativa é formada por correntes e tensões de seqüência positiva na frequência fundamental.

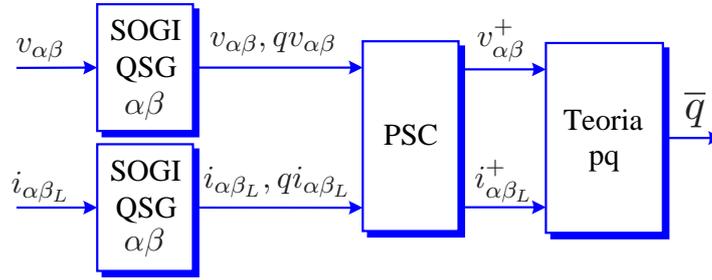


Figura 3.19: Nova proposta para o cálculo da potência reativa

3.3 Obtenção das correntes de referência

Nesta seção será apresentada a etapa final do controle principal do conversor, que a partir dos erros obtidos entre a tensão RMS e a dos capacitores do elo cc medidas, com suas respectivas referências, obtém-se correntes de referência a serem sintetizadas pelo conversor satisfazendo os objetivos de compensação.

Anteriormente foi exposta a relação entre a abertura angular δ com a tensão dos capacitores, assim como a relação entre a tensão do PCC e a potência reativa. Baseando-se na teoria de fluxo de potência desacoplado rápido podem ser obtidas relações analíticas entre estas grandezas.

Em [40] expõe-se um forte acoplamento existente entre a potência imaginária e a tensão RMS do barramento, assim como a relação entre a potência real e δ . Porém, estas relações devem considerar algumas condições de rede como: pequenas aberturas angulares ($\delta \rightarrow 0$) e a relação $R/X \ll 1$ da linha de transmissão. Finalmente, as expressões que relacionam estas grandezas são:

$$B' \Delta\theta = \frac{\Delta P}{V} \quad (3.25)$$

e

$$B'' \Delta V = \frac{\Delta Q}{V}, \quad (3.26)$$

onde B' e B'' são matrizes de admitância [41].

A etapa final do sistema de controle do STATCOM é baseada nestas suposições, que são simples aproximações. Contudo, as condições de rede não são completamente satisfeitas, desta forma estas acabam fornecendo simples relações de proporcionalidade da forma $\Delta\theta \sim \Delta p$ e $\Delta V \sim \Delta q$.

O erro entre o valor de tensão RMS de seqüência positiva e a referência fornece um valor proporcional a ΔV . Similarmente, a comparação entre valor medido da tensão dos capacitores do elo cc e o valor de referência, fornece um valor proporcional a ΔP . Logo, aplicando as equações da teoria pq, com a tensão de seqüência positiva e as variações de potência, é possível obter as correntes de referência para o laço de controle de correntes. O diagrama de blocos da última etapa de controle é ilustrada na Figura 3.20.

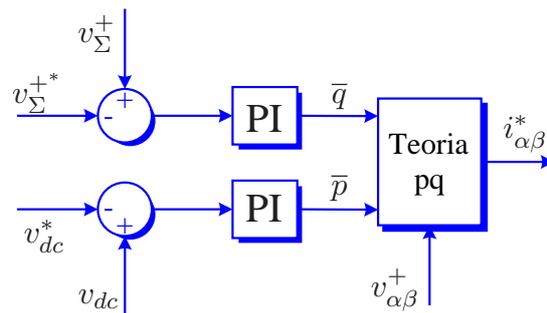


Figura 3.20: Diagrama de blocos da etapa de geração das correntes de referência do STATCOM.

Os controladores PI regulam os erros de tensão RMS do barramento (v_{Σ}^{+}) e elo cc (v_{dc}), que fornecem sinais de potência ativa (\bar{p}) e reativa (\bar{q}), respectivamente.

4. Controladores ressonantes

A última etapa do controle dos conversores de potência é o controle de corrente, associado ao chaveamento PWM dependendo do tipo do conversor. Entretanto, diversos distúrbios podem afetar o sistema dificultando o controle em laço aberto destas variáveis. Para mitigar a influência destes fatores, o controle em laço fechado destas variáveis assegura um rastreamento robusto das referências de corrente. A maioria dos problemas de regulação para conversores senoidais são resolvidos parcialmente usando controladores lineares, mas para um funcionamento adequado destes, requer-se que a relação entre as variáveis de entrada e saída do conversor seja linear.

Em [42] e [43] os autores utilizaram controladores lineares, do tipo proporcional-integral (PI) para o controle de conversores, obtendo resultados limitados. Embora este controlador seja capaz de fornecer certo nível de regulação, também é propenso a erro não nulo em regime permanente. Isto traz como consequência um desempenho não adequado em regime permanente, no que se refere à regulação.

Neste capítulo serão apresentados fundamentos teóricos a cerca do desenvolvimento de controladores, baseados em técnicas de controle linear, capazes de conseguir erro nulo em regime permanente e rejeitar distúrbios para sistemas com referências senoidais.

4.1 Controladores

4.1.1 Controlador proporcional-integral (PI)

O controlador PI é utilizado em muitos laços de controle em eletrônica de potência. Quando a referência é dada por um sinal contínuo, o controlador PI garante erro nulo em regime permanente e boa capacidade de rejeição aos distúrbios. Sua função de transferência é dada pela seguinte equação:

$$C(s) = k'_p + \frac{k'_i}{s} = k'_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right), \quad (4.1)$$

onde k'_p é a parcela proporcional que determina a largura de banda do controlador e $T_i = k'_p/k'_i$ é conhecido como constante de tempo do integrador. Este último termo tem por objetivo melhorar o rastreamento do sinal contínuo mediante a redução rápida do erro entre a referência e o sinal de *feedback* do conversor.

Contudo, para sistemas de controle dos conversores de tensão, os sinais envolvidos são normalmente alternados. Neste caso, os controladores PI são considerados insatisfatórios pelo inevitável erro em regime permanente, tanto em amplitude como fase [4], [22], [26], [36] e [44].

Isto ocorre por que proporcionam ganho finito para a correspondente frequência do sinal de entrada.

Contudo, ainda existe uma solução para estes casos se o sistema for trifásico e a referência for em uma única frequência conhecida previamente. Neste caso, o sistema de eixos rotatórios, produzido pela transformada de Park, é uma solução normalmente adotada porque converte sinais alternados de frequência fundamental em sinais contínuos [45]. Assim, um controlador PI pode ser aplicado às variáveis transformadas para eixos rotatórios para conseguir erro nulo em regime permanente. Após isto, deve-se aplicar a transformada inversa de Park para obter os sinais alternados em eixos estacionários. Essas duas transformadas representam um esforço computacional grande, quando trata-se de um DSP de ponto fixo [4] e [26].

Se o sistema for monofásico, como é o caso dos inversores fotovoltaicos conectados às redes domésticas, que operam na faixa de 1-5 kW, a estrutura de controle mais usada é a de corrente com controlador PI e *feedforward* da tensão da rede [25]. A conhecida transformada de Park não pode ser aplicada de maneira direta, mas em [26], [46], e [47] já foi proposta como solução alternativa para sistemas monofásicos, sendo possível desta maneira a utilização de controladores PI, apesar das principais desvantagens já mencionadas.

Portanto, entende-se que os controladores PI no controle de corrente apresentam uma série de desvantagens, tanto em eixos rotatórios quanto em estacionários, tais como:

Referências harmônicas. Inabilidade para rastrear referências com espectro harmônico múltiplo da componente fundamental de sequência positiva ou negativa. Esta incapacidade reflete-se num erro na amplitude e na fase do sinal desejado em regime permanente.

Desacoplamento. A necessidade de transformar os sinais de eixos estacionários para rotatórios, com o fim de desacoplar os sinais trifásicos, torna a implementação do controlador complexa [4], especialmente quando o controle é implementado em um DSP de ponto fixo.

Rejeição de distúrbios. Limitações para compensar harmônicos devido ao não adequado desempenho da parcela integral.

Feedforward. Alguns autores implementam o controle de corrente com o controlador PI aliado a um sinal de *feedforward* da tensão da rede, reduzindo o erro e o distúrbio, mas sem eliminá-los. Além disso, dependendo do conteúdo harmônico, esta tensão poderia influenciar de maneira negativa o controle de corrente, bem como gerar certas ressonâncias com o filtro de

chaveamento [26].

Do mesmo modo, muitas destas modificações aumentam a largura de banda do controlador PI, levando-o ao limite da estabilidade do sistema. Tais razões tornam evidentes os diferentes tipos de problemas que os controladores PI, em eixos rotativos e estacionários, podem apresentar.

Com o objetivo de solucionar as dificuldades mencionadas anteriormente e, além disso, conseguir a mesma resposta em frequência que um integrador ideal para sinais contínuos, será apresentado um controlador proporcional ressonante (PR) para rastrear sinais senoidais em eixos estacionários. Este controlador introduzirá um ganho infinito em uma frequência selecionada, a fim de eliminar o erro em regime permanente e rejeitar as perturbações na frequência de ressonância, sendo conceitualmente igual a um integrador com ganho infinito para sinais contínuos, que força o erro à zero em regime permanente bem como à rejeição de distúrbios de baixa frequência.

4.1.2 Controladores ressonantes

Muitos equipamentos condicionadores de energia requerem a geração de sinais com um amplo espectro de frequências múltiplas da fundamental, podendo abranger desde uma senoide de sequência positiva até sinais não senoidais com um amplo espectro harmônico, como é o caso dos filtros ativos [24]. Nestes casos, o uso de controladores PI conduz a um erro oscilatório, o qual não é eliminado em regime permanente, já que apresenta um ganho finito na frequência do sinal de entrada.

A seguir serão apresentados dois enfoques diferentes visando à obtenção de um controlador ressonante para sinais senoidais.

Princípio do modelo interno

O princípio do modelo interno estabelece que a saída de um sistema de controle realimentado é capaz de rastrear a referência sem erro em regime permanente e rejeitar perturbações, caso o sistema satisfaça as seguintes condições [44]:

- i. O sistema em laço fechado é assintoticamente estável.
- ii. Tanto o modelo matemático do sinal de entrada, como o do distúrbio, estão contidos na função de transferência de malha aberta.

Para os sistemas de interesse que utilizam como base o princípio do modelo interno, estabelece-se que o controlador deve ter dois pólos ressonantes na frequência do sinal de entrada

e do distúrbio. De acordo com a transformada de Laplace, o controlador possui uma função de transferência da forma senoidal, sendo que dessa forma, existem duas possíveis alternativas: a função cosseno $G_{c1}(s)$ e seno $G_{c2}(s)$, como pode ser observado nas seguintes expressões:

$$g_{c1}(t) = \cos(\omega_0 t) \xrightarrow{\mathcal{L}} G_{c1}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.2)$$

e

$$g_{c2}(t) = \sin(\omega_0 t) \xrightarrow{\mathcal{L}} G_{c2}(s) = \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (4.3)$$

onde ω_0 é a frequência de ressonância.

A Figura 4.1 apresenta o diagrama de bode de ambas as funções de transferência, $G_{c1}(s)$ e $G_{c2}(s)$.

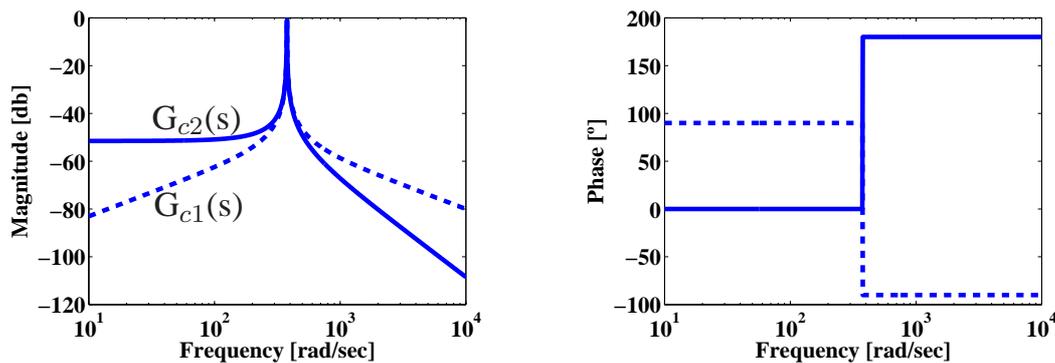


Figura 4.1: Diagrama de bode das funções $G_{c1}(s)$ e $G_{c2}(s)$.

O diagrama da magnitude mostra que a função cosseno ($G_{c1}(s)$) apresenta maior atenuação para as baixas frequências, aproximadamente -20 db/dec, enquanto que a função seno ($G_{c2}(s)$) apresenta uma atenuação constante de -50db para as baixas frequências. Porém, para altas frequências, acontece o contrário, a função seno apresenta uma atenuação de duas vezes maior que a função cosseno, isto é, -40db/dec aproximadamente. A atenuação apresentada por $G_{c1}(s)$ para as frequências que não são de interesse, é aproximadamente a mesma de um filtro de primeira ordem.

No diagrama de fase observa-se uma diferença importante em relação à estabilidade. A função cosseno tem uma margem de fase de 90°, enquanto que a fase da função seno é de 0°. Este efeito reflete-se na resposta ao impulso, pois a função cosseno terá uma resposta amortecida, enquanto que a função seno não.

Embora esta dedução tenha sido feita para sinais monofásicos, sua extensão para sistemas trifásicos é direta e sem grandes modificações. Simplesmente consiste em aplicar um controlador ressonante para cada um dos eixos $\alpha\beta$.

Transformação do controlador PI em eixos rotativos para estacionários

Este enfoque está baseado em transformar um controlador PI em eixos rotativos que produz erro nulo em regime permanente para sinais contínuos, em um equivalente para sinais alternados em eixos estacionários, de tal forma que tenham a mesma resposta em frequência na banda de interesse [22].

Uma forma de implementar o controle de corrente em conversores de tensão é utilizando o controle híbrido, o qual está baseado na transformada de Park. O diagrama de blocos deste controle é ilustrado na Figura 4.2.

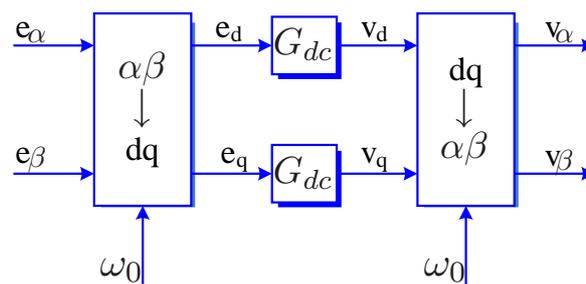


Figura 4.2: Diagrama de blocos simplificados do controle de corrente em eixos rotativos.

Os sinais e_α e e_β são os respectivos erros entre as correntes de referência gerada pelo controle principal e a medida na saída do conversor (*feedback current*), em eixos estacionários. Em seguida, os sinais são transformados em eixos rotativos pela transformada de Park, que faz inicialmente uma modulação do sinal do erro, correspondente a um deslocamento em frequência dos espectros deste sinal, alocados principalmente na frequência fundamental de sequência positiva para regiões de baixas frequências e para o dobro da frequência fundamental. O controlador PI satisfaz dois propósitos, o primeiro deles é fornecer um ganho infinito para o componente contínuo e o segundo é filtrar as componentes de $2\omega_0$.

De maneira geral, os controladores PI do laço de corrente, apresentados na Figura 4.2, podem ser representados como um sistema de duas entradas e duas saídas, onde sua função de transferên-

cia é dada pela seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} V_d(s) \\ V_q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d(s) \\ E_q(s) \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Observa-se que os controladores permitem acoplamento entre as variáveis de controle, através dos elementos que estão fora da diagonal.

Este sistema pode ser representado no tempo, pela transformada inversa de Laplace, e usando a propriedade de convolução (*) da transformada de Laplace, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e_d(t) \\ e_q(t) \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

O objetivo é desenvolver o equivalente dos controladores em eixos dq em eixos $\alpha\beta$, de tal forma que todos os sinais e os regulados estejam em eixos estacionários, como é expressado matematicamente na seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(s) \\ V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\alpha(s) \\ E_\beta(s) \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

A seguir, será analisado o controle de corrente em eixos rotativos no domínio da frequência. Sem perda de generalidade, a parcela proporcional do controlador PI não será considerada na análise, pelo fato de que não depende da frequência, assim o estudo será feito somente sobre a parcela integradora.

Com base no dito anteriormente, considere o equacionamento do controle de corrente apresentado na Figura 4.2, dado pela seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{bmatrix} * \left(\begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} \right) \right\} \quad (4.7)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1(t) \\ g_2(t) \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

onde:

$$g_1(t) = h_{11}(t) * [e_\alpha(t) \cos(\omega_0 t) - e_\beta(t) \sin(\omega_0 t)] + h_{12}(t) * [e_\alpha(t) \sin(\omega_0 t) + e_\beta(t) \cos(\omega_0 t)] \quad (4.9)$$

$$g_2(t) = h_{21}(t) * [e_\alpha(t) \cos(\omega_0 t) - e_\beta(t) \sin(\omega_0 t)] + h_{22}(t) * [e_\alpha(t) \sin(\omega_0 t) + e_\beta(t) \cos(\omega_0 t)]. \quad (4.10)$$

Utilizando o teorema de modulação da transformada de Laplace [48]:

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[f(t) \cos(\omega_0 t)] &= \frac{1}{2}[F(s + j\omega_0) + F(s - j\omega_0)] \\ \mathcal{L}[f(t) \sin(\omega_0 t)] &= \frac{j}{2}[F(s + j\omega_0) - F(s - j\omega_0)],\end{aligned}\quad (4.11)$$

as transformadas de Laplace das funções $g_1(t)$ e $g_2(t)$ são:

$$\begin{aligned}G_1(s) &= \frac{1}{2}H_{11}(s)[E_\alpha(s + j\omega_0) + E_\alpha(s - j\omega_0)] - \frac{j}{2}H_{11}(s)[E_\beta(s + j\omega_0) - E_\beta(s - j\omega_0)] + \\ &\quad \frac{j}{2}H_{12}(s)[E_\alpha(s + j\omega_0) - E_\alpha(s - j\omega_0)] + \frac{1}{2}H_{12}(s)[E_\beta(s + j\omega_0) + E_\beta(s - j\omega_0)]\end{aligned}\quad (4.12)$$

e

$$\begin{aligned}G_2(s) &= \frac{1}{2}H_{21}(s)[E_\alpha(s + j\omega_0) + E_\alpha(s - j\omega_0)] - \frac{j}{2}H_{21}(s)[E_\beta(s + j\omega_0) - E_\beta(s - j\omega_0)] + \\ &\quad \frac{j}{2}H_{22}(s)[E_\alpha(s + j\omega_0) - E_\alpha(s - j\omega_0)] + \frac{1}{2}H_{22}(s)[E_\beta(s + j\omega_0) + E_\beta(s - j\omega_0)]\end{aligned}\quad (4.13)$$

Utilizando o teorema apresentado em (4.11), a transformada de Laplace das tensões em eixos estacionários são:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t)g_1(t) + \sin(\omega_0 t)g_2(t) \\ -\sin(\omega_0 t)g_1(t) + \cos(\omega_0 t)g_2(t) \end{bmatrix}\quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(s) \\ V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}[G_1(s + j\omega_0) + G_1(s - j\omega_0)] + \frac{j}{2}[G_2(s + j\omega_0) - G_2(s - j\omega_0)] \\ -\frac{j}{2}[G_1(s + j\omega_0) - G_1(s - j\omega_0)] + \frac{1}{2}[G_2(s + j\omega_0) + G_2(s - j\omega_0)] \end{bmatrix}\quad (4.15)$$

Substituindo as funções (4.12) e (4.13), apropriadamente, na expressão (4.15) e com o auxílio de um software de manipulação simbólica é possível obter a expressão para um controlador de seqüência positiva, considerando $\omega_0 > 0$.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha^+(s) \\ V_\beta^+(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_s s}{s^2 + \omega_0^2} & \frac{k_s \omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \\ -\frac{k_s \omega_0}{s^2 + \omega_0^2} & \frac{k_s s}{s^2 + \omega_0^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\alpha(s) \\ E_\beta(s) \end{bmatrix}.\quad (4.16)$$

Entretanto, considerando $\omega_0 < 0$, obtém-se um integrador ideal de seqüência negativa para sinais senoidais.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha^-(s) \\ V_\beta^-(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_s s}{s^2 + \omega_0^2} & -\frac{k_s \omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \\ \frac{k_s \omega_0}{s^2 + \omega_0^2} & \frac{k_s s}{s^2 + \omega_0^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\alpha(s) \\ E_\beta(s) \end{bmatrix}.\quad (4.17)$$

Das expressões (4.16) e (4.17) observa-se que os controladores fornecem ganho infinito para tensões de seqüência positiva e negativa, resultando ser controladores para as componentes de seqüência respectivas. Isto tem implicação para sistemas desequilibrados, onde ambas componente de seqüência necessitam ser controladas. Porém, combinando (4.16) e (4.17), obtém-se na expressão (4.18), um integrador generalizado desacoplado para sinais senoidais. Observa-se que os termos cruzados da seqüência positiva são cancelados com os de seqüência negativa, reduzindo

e desacoplando o controlador, de maneira similar ao acontecido em controladores PI em eixos síncronos.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(s) \\ V_\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2k_s s}{s^2 + \omega_0^2} & 0 \\ 0 & \frac{2k_s s}{s^2 + \omega_0^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\alpha(s) \\ E_\beta(s) \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Estas equações representam a transformação da parcela integral do controlador PI em eixos estacionários. Este novo controlador tem a mesma resposta em frequência que o controlador PI, só que em torno da frequência de interesse. Os dois pólos ressonantes na frequência fundamental de seqüência positiva (e negativa), geram ganho infinito para um sinal de entrada com a mesma frequência. Esta característica se reflete na capacidade de eliminar completamente o erro em regime e rejeitar perturbações. Outra característica importante desse controlador é a de que, pelo fato de ser desacoplado (termos nulos fora da diagonal), cada um dos eixos pode ser tratado como um sinal monofásico, mesmo no caso de um sistema trifásico.

Este novo controlador apresenta um esforço computacional menor, quando comparado com o processo de modulação e demodulação, explicado anteriormente, além de ser menos sensível a ruídos [22].

No capítulo 3 foi introduzido um novo algoritmo de seqüência positiva baseado no SOGI, cuja estrutura é similar à parcela ressonante deste controlador. Porém, neste caso é acrescentada uma parcela proporcional para obter mais um grau de liberdade do controlador durante transitórios. Um diagrama de blocos do controlador PR é apresentado na Figura 4.3.

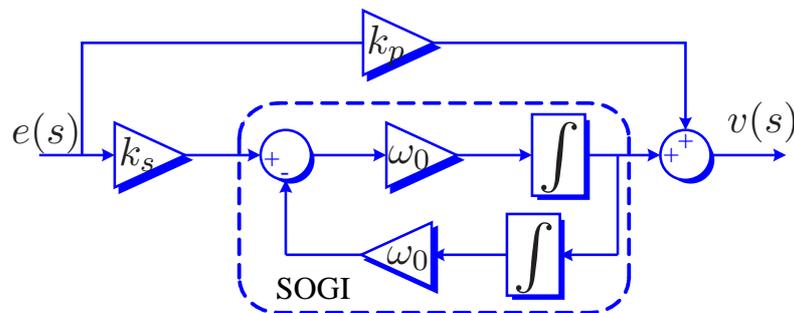


Figura 4.3: Controlador ressonante decomposto baseado no SOGI.

Este diagrama de blocos evidencia a simples implementação deste, assim como também a possibilidade de adaptá-lo em frequência.

Além de fazer uma compensação na frequência fundamental (ω_0), é possível fazer uma compensação seletiva de harmônicas mediante a adição de blocos ressonantes em paralelo, sintonizados no múltiplo da frequência fundamental. Logo, a função de transferência para o controlador

PR geral é dado pela seguinte expressão:

$$C(s) = k_p + \sum_{h=1}^n \frac{k_{sh} s}{s^2 + (h\omega_0)^2}, \quad (4.19)$$

onde h representa o harmônico a compensar e k_{sh} os ganhos individuais do controlador.

Duas observações podem ser feitas em relação ao algoritmo SOGI, utilizado para obter a parcela ressonante do controlador em estudo:

- Os problemas de medição de corrente são pouco comuns, portanto, níveis de corrente contínua na variável de realimentação de corrente não são considerados. Caso contrário, a solução não é simples, como no caso do detector de seqüência positiva. Na malha de corrente, o nível de corrente contínua aparece na realimentação de corrente, logo o controle tende a gerar uma corrente a ser sintetizada com um nível de corrente contínua de sinal contrário ao nível contínuo fornecido pelo sensor de corrente. Neste caso, um integrador em paralelo ao termo proporcional e ressonante não soluciona o problema.
- O controlador de corrente só utiliza a saída direta α fornecido pelo SOGI. Logo, problemas de adaptatividade em freqüência, de acordo com o capítulo 3, vão gerar um sinal em fase (α) de amplitude maior, provocando problemas de rastreamento. Isto mostra a necessidade de adaptar o SOGI no controlador utilizado na malha de corrente, com a mesma freqüência rastreada pelo FLL do detector de seqüência positiva. Esta solução é simples de se implementar e não requer esforço computacional adicional.

4.2 Parâmetros do controlador

4.2.1 Parâmetros e resposta em freqüência do controlador

Feita a dedução da parte ressonante do controlador, será acrescentado o termo proporcional com o objetivo de ter um domínio sobre a resposta transitória do mesmo, já que o termo proporcional (k_p) determina a velocidade de resposta, a largura de banda, a margem de ganho e a fase. O ganho integral k_i tem por objetivo eliminar o erro em regime. Finalmente, o controlador adotado é composto por um termo proporcional e vários controladores ressonantes, de acordo com os harmônicos a compensar.

Com o propósito de analisar a influência dos parâmetros do controlador ($C(s)$) no controle de corrente, vai se obter a resposta em freqüência de um controle simplificado de corrente. Para isto, considere o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.4.

O modelo médio simplificado (*average switch model*) estabelece que, em cada período de chaveamento, a tensão de saída do conversor é dada pela média das tensões de referência do PWM ($P(s)$). Isto implica que o modulador em conjunto com o conversor, possam ser modelados por

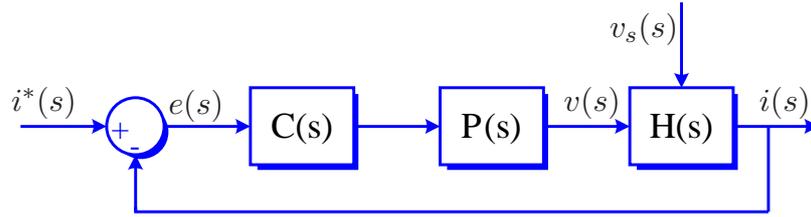


Figura 4.4: Controle de corrente simplificado.

um ganho constante [49]. Embora este dependa da técnica de modulação utilizada, normalmente é adotado como um ganho unitário ($P(s) = 1$).

Supondo que a frequência de chaveamento seja alta, considera-se um filtro de primeira ordem dado pela seguinte expressão:

$$H(s) = \frac{1}{Ls + R}. \quad (4.20)$$

Finalmente a função de transferência do sistema em malha aberta é dada pela seguinte equação:

$$G_{ol}(s) = \frac{1}{Ls + R} \left(k_p + \sum_{h=1}^n \frac{k_{sh} s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \right). \quad (4.21)$$

Os parâmetros do filtro são $R = 0,5 \Omega$ e $L = 0,4 \text{ mH}$ e a frequência fundamental ressonante $\omega_0 = 120\pi \approx 377 \text{ [rad/s]}$. Para este caso, será considerado como exemplo a compensação dos harmônicos $h = 1, 3, 5$ e 7 .

O diagrama da Figura 4.5 mostra a resposta em frequência do controlador proporcional e do proporcional ressonante, com compensação de harmônicos. Dessa forma, observa-se que em altas e baixas frequências, o comportamento do controlador ressonante é determinado pelo termo proporcional, como pode ser visto a seguir:

$$G_{ol}(s) = k_p + \sum_{h=1,3,5,7} \frac{k_{sh} s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \xrightarrow{\omega \ll \omega_0 \quad \omega \gg \omega_0} G_{ol}(s) \approx k_p. \quad (4.22)$$

Pode ser observado que os termos ressonantes só têm influência nas vizinhanças das frequências de ressonância e que a dinâmica do controlador é determinada pelo termo proporcional. A presença dos controladores ressonantes é ilustrada nos picos de ressonância ($\omega_0, \omega_3, \omega_5$ e ω_7 , os quais só tem influência na frequência de interesse e não no restante do espectro. Por exemplo, a resposta em frequência de um controlador ressonante, sintonizado no componente fundamental e terceiro harmônico, será caracterizada por dois picos de ressonância alocados em 60 Hz e 180 Hz.

Parcela proporcional

No caso de compensação seletiva de harmônicos com controle de corrente, o erro é não senoidal e contém principalmente os harmônicos da compensação. A frequência do último harmônico

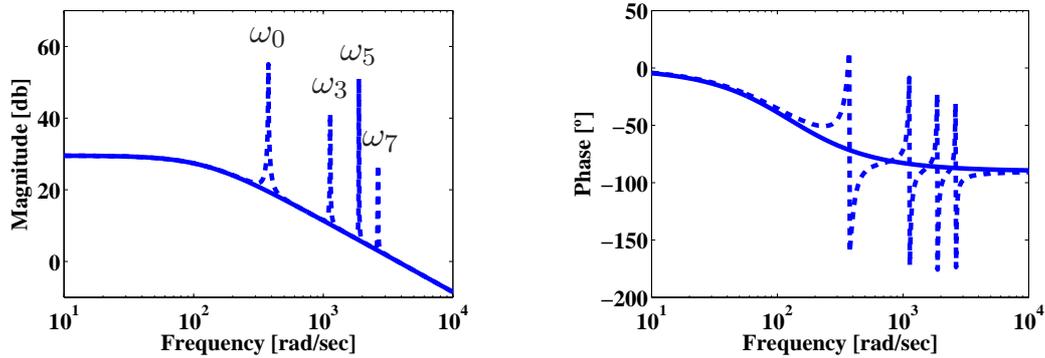


Figura 4.5: Diagrama de bode dos controladores proporcional e proporcional ressonante.

a compensar irá determinar, a princípio, a largura de banda do controlador, assim como a estabilidade da malha de controle. A Figura 4.6 ilustra a resposta em frequência do laço simples de controle, de acordo com a variação do ganho proporcional do controlador ressonante sendo que, neste caso, foi considerado um ganho integral fixo ($k_s = 100$).

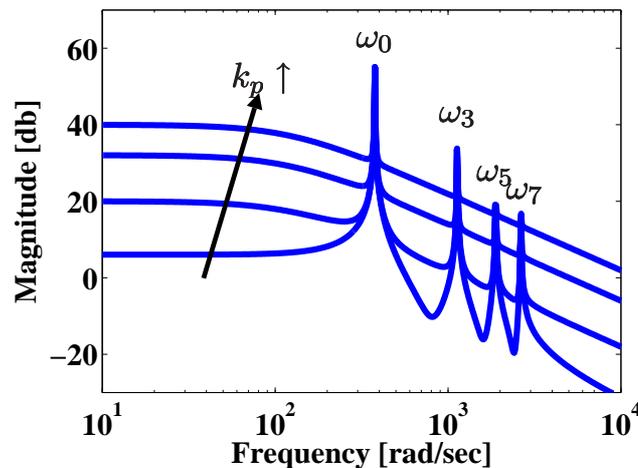


Figura 4.6: Influência do ganho proporcional na resposta em frequência da função de transferência em laço aberto do sistema.

Os valores dos ganhos proporcionais, da margem de fase e da frequência de corte correspondentes à Figura 4.6, são apresentados na Tabela 4.1.

Percebe-se que o ganho proporcional influencia de forma direta na largura de banda do laço de controle e, como consequência disto, a margem de fase também aumenta, o que repercute na velocidade de resposta do controle, já que a largura de banda do sistema lhe é proporcional, ou seja, um sistema com banda passante larga, tem uma maior velocidade de resposta. Porém, esta

k_p	Margem de fase [°]	Largura de banda [Hz]
0,1	7,98	428,1
0,5	30,2	429,7
2,0	88,8	795,8
5,0	90,2	1989,4

Tabela 4.1: Detalhes da influência do ganho proporcional no sistema.

situação se torna problemática, uma vez que provoca a adição de ruído ao controle.

A Figura 4.7 ilustra resultados da variação do ganho proporcional, numa faixa de 0 até 10, na largura de banda e na margem de estabilidade do sistema. O aumento do ganho proporcional provoca o crescimento da largura de banda, enquanto que a margem de estabilidade aumenta conforme o esperado, ou seja, ocorre o crescimento quase exponencial da margem de fase até certo ponto, depois certo valor do ganho proporcional, esta cresce de maneira mais lenta. Logo, o aumento do ganho proporcional está associado com a melhora de estabilidade do sistema, bem como com o aumento do tempo de resposta do mesmo. Porém, ocorrem problemas de ruído associado ao controle, quando a banda passante é muito larga.

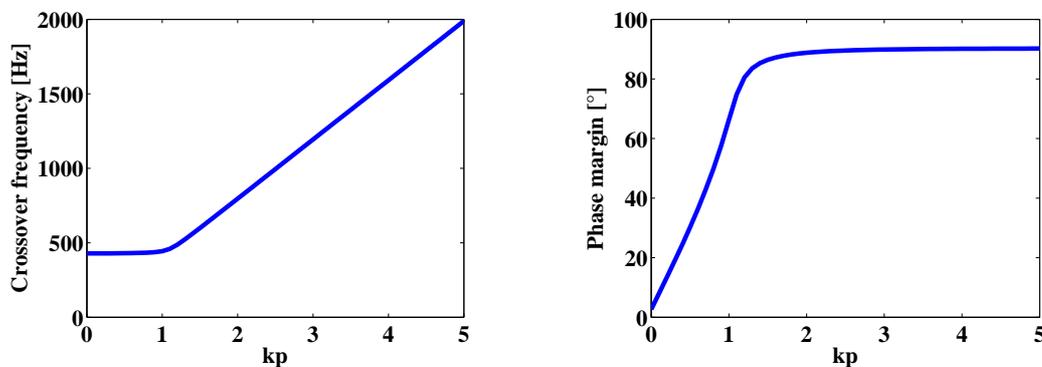


Figura 4.7: Variação dos parâmetros de estabilidade, conforme é variado o ganho proporcional.

Até o presente momento, estes resultados fornecem uma consideração importante para o projeto do controlador, especialmente do termo proporcional. Para evitar problemas de instabilidade, considera-se que o ganho deve ser calculado de acordo com a compensação harmônica, ou seja, a largura de banda (*crossover frequency*) deve ser maior que a frequência da harmônica com maior ordem a compensar. Além disso, independente da técnica utilizada para disparar as chaves, a frequência de disparo também deve ser levada em conta, assim como as frequências de corte dos filtros de chaveamento.

Parcela ressonante

Os ganhos dos integradores generalizados estabelecem a resposta em regime permanente do sistema, uma vez que determinam a largura de banda, centrada na frequência de interesse. Para aplicações sensíveis às variações de frequência, estes ganhos devem ser sobredimensionados [36].

Quando o controlador é projetado para compensar a componente fundamental, um ganho extremamente alto tende a tornar o controle robusto, entretanto pode ocasionar certa instabilidade, já que provoca a diminuição da margem de fase [44].

A Figura 4.8 apresenta a resposta em frequência do sistema, quando varia-se o ganho integral. As especificações desta figura, de margem de fase e de banda passante, em relação às variações do ganho integral, são apresentados na Tabela 4.2.

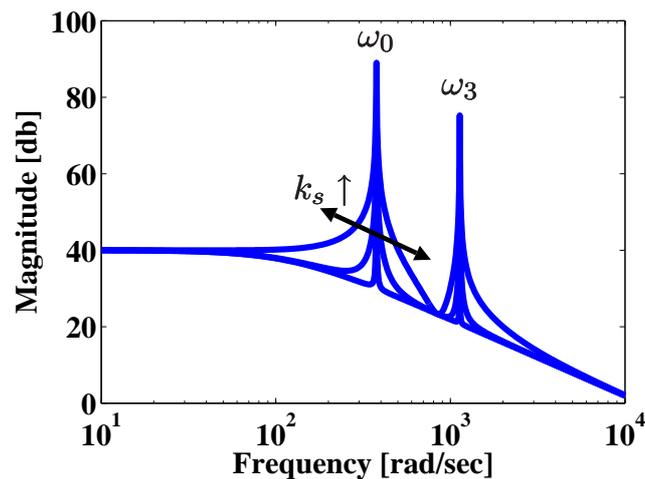


Figura 4.8: Influência do ganho integral na resposta em frequência da função de transferência em laço aberto do sistema.

k_s	Margem de fase [°]	Largura de banda [Hz]
100	90,4	1989,4
1000	88,7	1989,4
5000	81,5	2021,3

Tabela 4.2: Detalhes da influência do ganho integral no sistema.

Por outro lado, quando deseja-se fazer compensação seletiva de harmônicos, o mesmo ganho é aplicado nos integradores generalizados, obtendo o mesmo grau de precisão no rastreamento de

todos os componentes harmônicos de interesse.

Na Figura 4.8, nota-se que um ganho integral grande fornece uma seletividade adequada, porém um aumento excessivo do k_s , reflete-se num aumento da largura de banda centrado na frequência de interesse, onde o termo proporcional não domina. Isto provoca uma passagem de componentes não desejadas ao modulador PWM. Alguns autores [4], [26] e [44] propõem sintonizar uma banda larga nos picos de ressonância, quando se experimentam variações na frequência fundamental. A Figura 4.9 ilustra a influência na estabilidade e na largura de banda do sistema conforme ocorre o aumento do ganho integral.

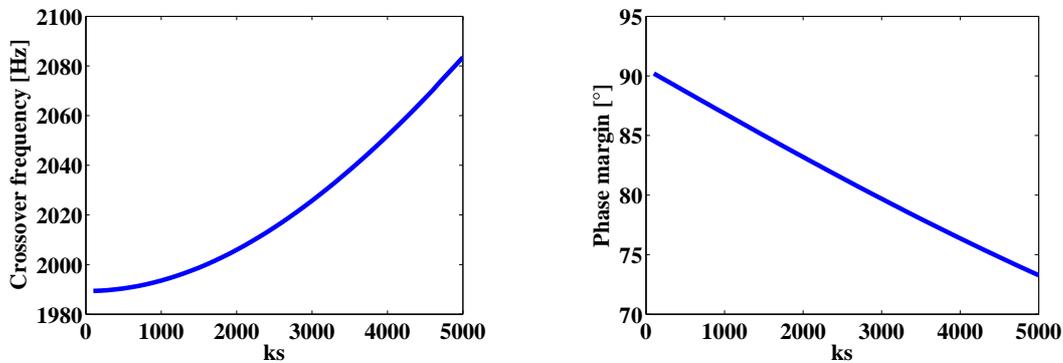


Figura 4.9: Variação dos parâmetros de estabilidade, conforme é variado o ganho integral.

Estes resultados mostram que a variação do ganho integral tem influência na largura de banda do sistema. Por outro lado, assim como aumenta o ganho integral, a margem de fase diminui linearmente o que finalmente leva ao sistema a condições instáveis.

Os autores em [22], propõem outro esquema de controlador ressonante, que é baseado na limitação da tolerância dos componentes para a implementação analógica e, dessa forma, não é possível gerar ganhos infinitos na frequência desejada. A solução proposta é substituir o integrador ideal para sinais contínuos, por um filtro passa baixa de primeira ordem. O controlador é dado pela seguinte expressão, onde ω_c representa a frequência de corte de um filtro passa-baixas:

$$C(s) = k_p + \frac{2 k_s \omega_c s}{s^2 + 2 \omega_c s + \omega_0^2}. \quad (4.23)$$

Além disso, este parâmetro permite outro grau de liberdade no projeto do controlador ressonante, sendo utilizado como medida da banda passante e, conseqüentemente, é diretamente proporcional ao ganho integral. Este regulador aumenta a robustez do controlador mediante a redução da sensibilidade do sistema às variações na frequência fundamental. Esta nova proposta oferece resultados razoáveis em comparação com o controlador ressonante apresentado, mas seu esforço computacional é maior.

Em [5] os autores propõem fazer um controlador ressonante adaptativo que apresenta duas vantagens em comparação com a análise acima: não há necessidade de aumento do ganho integral para fazer o controlador seletivo e a adaptatividade em frequência é alcançada com um simples circuito de sincronismo, o qual apresenta um esforço computacional bem menor. Os detalhes foram apresentados no capítulo 3. Tais considerações reforçam a relevância desta proposta para o prosseguimento deste trabalho.

4.2.2 Compromisso entre o ganho proporcional e integral na estabilidade

A variação dos ganhos do controlador ressonante influencia na margem de fase e na banda passante (Figuras 4.7 e 4.9), sendo que esta última é afetada principalmente pela parcela proporcional, como se pode observar nas seções anteriores através dos resultados que foram apresentados. O termo integral modifica este parâmetro, porém sua influência é insignificante, já em relação à margem de fase, existe um forte acoplamento entre ambas as parcelas, portanto na hora de sintonizar o controlador isto deve ser levado em conta. Um aumento do ganho proporcional aumenta a largura de banda e melhora a estabilidade, enquanto que um aumento no ganho integral diminui a margem de fase e isto deixa o sistema propenso a instabilidades.

De qualquer forma o termo ressonante pode ser considerado como um deslocamento em frequência do termo integral, logo a dinâmica é parecida com um controlador PI, como foi observado nas análises anteriores. Conseqüentemente, diferentes técnicas usadas para a sintonização de controladores PI poderiam ter um bom funcionamento quando empregadas em controladores ressonantes.

4.3 Desempenho em regime permanente

Da teoria de controle pode ser obtida uma relação entre o sinal de erro $E(s)$ e o sinal de referência $i^*(s)$, que possibilita o estudo do comportamento do sinal de erro em regime permanente. Esta análise mostrará a capacidade do controlador para seguir a referência estabelecida. No caso da rejeição aos distúrbios na planta, vai se obter uma relação entre a saída do sistema de controle $i(s)$ e o distúrbio, $v_s(s)$, sendo que este resultado indicará a capacidade do controlador para rejeitá-los [38].

4.3.1 Erro em regime permanente

A partir do diagrama de blocos apresentado na Figura 4.4, a relação entre a referência e o erro fica, para distúrbio nulo, estabelecida pela seguinte expressão:

$$e(s) = \frac{1}{1 + C(s)P(s)H(s)} i^*(s). \quad (4.24)$$

Na seqüência se demonstrará que o controlador é capaz de seguir a referência sem erro em regime permanente. Para isto, arbitrariamente pode-se escolher qualquer sinal senoidal como

referência $i^*(s)$. Sem perda de generalidade, vai se escolher a função cosseno. Logo, o erro é dado pela seguinte expressão:

$$e(s) = \frac{1}{\underbrace{1 + C(s)P(s)H(s)}_{T_1(s)}} \frac{k_s s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (4.25)$$

Pelo fato do sistema em malha fechada ser assintoticamente estável¹, a função de transferência $T_1(s)$ possui m autovalores com parte real negativa e todos diferentes. Assim, a decomposição em frações parciais de (4.25) é dada por:

$$e(s) = \frac{a_1}{s - \sigma_1} + \frac{a_2}{s - \sigma_2} + \dots + \frac{a_m}{s - \sigma_m} + \frac{b_1}{s - j\omega_0} + \frac{b_2}{s + j\omega_0}. \quad (4.26)$$

Para eliminar o erro assintoticamente, basta que os termos constantes do controlador ressonante, b_1 e b_2 , sejam nulos devido aos autovalores serem reais negativos e todos diferentes.

Para determinar os valores destes termos, sejam todos os termos nulos menos b_1 , ou seja:

$$\frac{1}{1 + C(s)P(s)H(s)} \frac{k_s s}{s^2 + \omega_0^2} = \frac{b_1}{s - j\omega_0} \Rightarrow b_1 = \frac{1}{1 + C(j\omega_0)P(j\omega_0)H(j\omega_0)} \frac{k_s j\omega_0}{2j\omega_0} \quad (4.27)$$

$$b_1 = 0.$$

Como o zero da função $T_1(s)$ corresponde a um pólo do controlador, ou seja, $s = \pm j\omega_0$, logo o valor da função $T_1(s = \pm j\omega_0) = 0$, portanto $b_1 = 0$ e por analogia $b_2 = 0$. Dessa forma fica demonstrado que o erro decresce assintoticamente para zero em regime permanente.

Suponha-se que um controlador PR e outro PI são projetados para compensar a componente fundamental e os harmônicos de corrente, 3º e 5º; a resposta em frequência da magnitude do erro de rastreamento para ambos é ilustrada na Figura 4.10.

A resposta em frequência do erro de rastreamento para o controlador PR, mostra que ele atenua principalmente o componente fundamental (-98 db), 3º (-66 db) e 5º (-55 db)². Além disso, os componentes de baixa frequência são atenuados em (-46 db), aproximadamente. O sinal de erro permite a passagem para sinais de alta frequência, ou seja, ele está composto fundamentalmente por ruído. Por outro lado, a resposta do controlador PI tem a mesma inclinação que o controlador PR até a frequência fundamental, mas não apresenta atenuação nas frequências desejadas. Observa-se somente uma grande atenuação para baixas frequências (-20 db / dec), aproximadamente. Uma característica comum para os dois controladores é a presença de ruído no erro, devido a que não apresentam atenuação para altas frequências.

4.3.2 Rejeição aos distúrbios na planta

Considerando que a referência de corrente é nula e o distúrbio na planta é um sinal senoidal com frequência ω_0 , a corrente $i(s)$ que vai gerar a causa deste distúrbio $v_s(s)$ é definida pela

¹De acordo com o princípio do modelo interno

²Estes valores são efeito da quantização na frequência feito pelo simulador, porque teoricamente a atenuação é infinita.

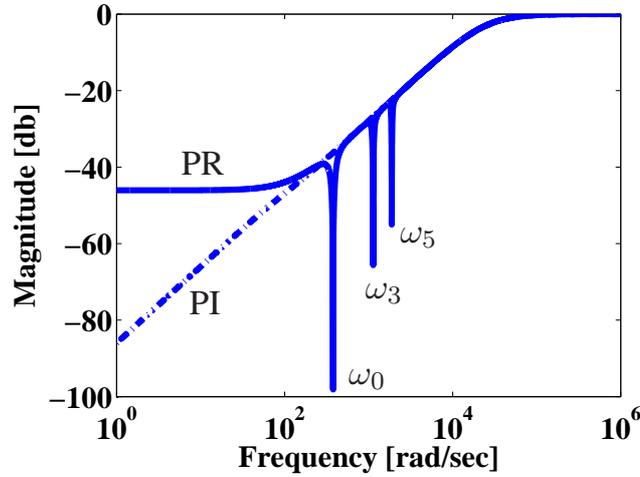


Figura 4.10: Resposta em frequência do erro para controlador PI e PR.

seguinte expressão:

$$i(s) = \frac{H(s)}{\underbrace{1 + C(s)P(s)H(s)}_{T_2(s)}} \frac{k_s s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (4.28)$$

Como a frequência de corte do filtro é fixada uma década abaixo da frequência de chaveamento e esta deve ser sempre mais alta que a fundamental, os picos (pólos ou zeros) de ressonância são comumente alocados em altas frequências. Logo, os pólos ressonantes do controlador não causarão nenhuma ressonância com o filtro.

A decomposição da função de transferência é dada pela seguinte expressão:

$$i(s) = \frac{c_1}{s - \sigma_1} + \frac{c_2}{s - \sigma_2} + \dots + \frac{c_m}{s - \sigma_m} + \frac{d_1}{s - j\omega_0} + \frac{d_2}{s + j\omega_0}. \quad (4.29)$$

Sob as mesmas hipóteses do ponto anterior, em relação aos autovalores para ter rejeição ao distúrbio assintótica, e aplicando o mesmo procedimento para achar os valores de d_1 e d_2 , tem-se o seguinte:

$$\frac{H(s)}{1+C(s)P(s)H(s)} \frac{k_s s}{s^2+\omega_0^2} = \frac{d_1}{s-j\omega_0} \Rightarrow d_1 = \frac{H(j\omega_0)}{1+C(j\omega_0)P(j\omega_0)H(j\omega_0)} \frac{k_s j\omega_0}{2j\omega_0} \quad (4.30)$$

$$d_1 = 0.$$

O valor da função de transferência $H(s)$ no pólo ressonante do controlador, não tem nenhuma ressonância. Logo, $H(j\omega_0)$ é definida e diferente de zero. Adicionalmente, os pólos ressonantes do controlador são zeros da função $T_2(s)$. Dessa forma é possível garantir $d_1 = 0$ e por analogia $d_2 = 0$. Este resultado demonstra que quando o controlador é sintonizado com pólos ressonantes na mesma frequência do sinal de distúrbio, ele é capaz de rejeitar o distúrbio assintoticamente.

O mesmo exemplo apresentado no caso anterior será analisado a fim de observar a capacidade de rejeição ao distúrbio dos controladores. A resposta em frequência da corrente de saída $i(s)$ é ilustrada na Figura 4.11.

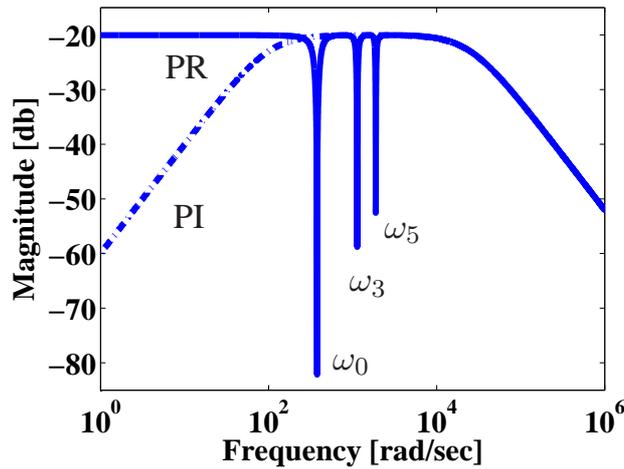


Figura 4.11: Resposta em frequência da rejeição ao distúrbio.

Como previsto, o controlador foi capaz de atenuar principalmente a componente fundamental (-82 db), 3^o (-60 db) e 5^o (-53 db)³, aproximadamente. Distúrbios de baixa frequência, como por exemplo, do nível contínuo, não foram atenuados de forma satisfatória. Porém, o controlador PI apresenta boa rejeição para níveis contínuos, apesar de não ser capaz de rejeitar distúrbios nas frequências harmônicas. No caso da frequência do erro de rastreamento, ambos os controladores foram capazes de rejeitar altas frequências com uma atenuação de aproximadamente -20 db / dec.

As demonstrações de rejeição assintótica do erro e distúrbio foram feitas para compensação da frequência ω_0 , ω_3 e ω_5 , mas estas comprovações são facilmente extensíveis para controladores que compensam outros harmônicos.

4.4 Integrador generalizado *anti-windup*

A ação integral do controlador ressonante $C(s)$ na Figura 4.4, é dada por um integrador generalizado. Com objetivo de tornar robusto o controlador, foi necessário fornecer uma proteção para que o integrador não opere o sinal de erro quando o modulador PWM é saturado, sendo que esta solução é conhecida como integrador *anti-windup*. Quando o modulador PWM trabalha saturado, o laço de controle passa a trabalhar sem realimentação, isto porque o modulador mantém seu limite independente da saída do processo. Esta saturação se reflete em um aumento

³Estes valores são efeito da quantização na frequência feito pelo simulador, porque teoricamente a atenuação é infinita.

da amplitude da componente fundamental de tensão no período transitório de longa duração, tal que o índice de modulação aumenta acima de 1. Este efeito é conhecido como sobremodulação e tem conseqüências negativas como: perda da controlabilidade e aumento do conteúdo harmônico na tensão de saída. Também, a amplitude da componente fundamental da tensão e o índice de modulação estabelecem uma relação não linear [50].

Neste trabalho serão propostas duas estratégias *anti-windup* para o controlador ressonante. A primeira delas é apresentada na Figura 4.12. Esta estratégia está baseada no princípio do *anti-windup* que é simplesmente não integrar quando o modulador PWM ($P(s)$) esteja saturado. Como se pode observar no diagrama de blocos, a idéia é fornecer mais uma realimentação gerada pela medição do sinal de controle ($u(s)$). Neste caso a realimentação é binária, ou seja, o sinal multiplicador do erro é 1 se o sinal de controle estiver dentro dos limites de saturação da planta ou zero para o caso onde o sinal é maior ou menor que os limites do modulador. Esta idéia é atrativa pelo fato de satisfazer os objetivos *anti-windup* e ser muito simples em sua implementação em DSP de ponto fixo.

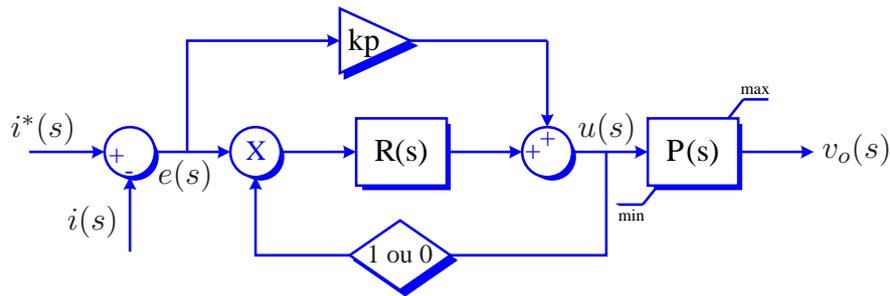


Figura 4.12: Estratégia *anti-windup* número 1.

A segunda estratégia *anti-windup*, mostrada na Figura 4.13, é mais comum na literatura [38], porém neste caso apresenta uma pequena modificação útil para a implementação em DSP's.

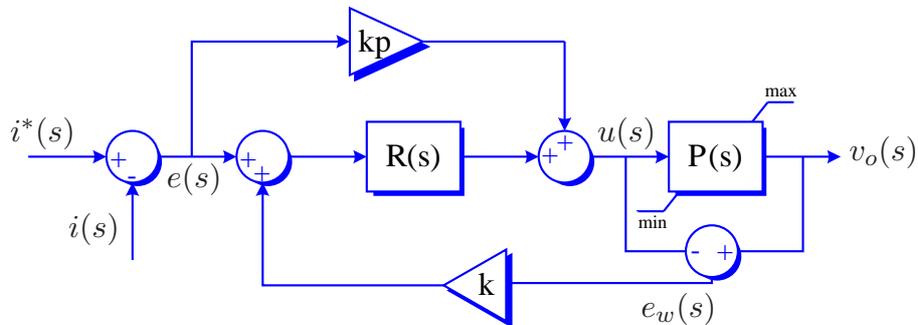


Figura 4.13: Estratégia *anti-windup* número 2.

Esta estratégia apresenta mais uma realimentação que é gerada pela medição do sinal de controle ($u(s)$) e a saída do modulador PWM ($v_o(s)$), formando um sinal de erro ($e_w(s)$) que é uma entrada adicional ao integrador através de um ganho k . O sinal de erro é zero quando o modulador PWM não apresenta saturação, para este caso o novo laço de realimentação não tem efeito sobre o integrador. Entretanto, quando o modulador PWM satura, o sinal de erro realimenta o integrador de tal forma que este erro tende a zero em regime.

As estratégias *anti-windup* apresentadas acima são desacopladas, ou seja, atuam de acordo ao comportamento de cada corrente independente, i_α ou i_β . Porém, outras estratégias deveriam considerar o sistema como um todo, para isto variáveis como o valor RMS coletivo das correntes poderia ser utilizado como medida de saturação da planta (modulador PWM). A partir destas estratégias desacopladas a extensão para um sistema acoplado é direta.

4.5 Discretização do controlador

Para fazer a implementação digital do controlador ressonante é necessário discretizá-lo. Inclusive, o controlador em domínio de z permite realizar estudos do desempenho da dinâmica e margem de estabilidade, levando em conta o período de amostragem e atrasos inerentes a implementação. Porém, uma mistura de análises entre o domínio de s , para uma primeira aproximação de projeto, e o domínio de z , a fim de considerar aspectos mais reais de implementação, parece ser uma boa abordagem de projeto de controladores [51].

4.5.1 Discretização baseada no operador *forward-shift* q

Dada uma entrada $u[k]$, o operador q amostra o seguinte valor do sinal $u[k]$. Porém, no sentido prático esta realização é não causal, logo, aplicando o operador inverso (*backward-shift*), a realização torna-se causal. Se as condições iniciais forem nulas o operado q pode ser substituído por z .

$$q^{-1} u[k] = u[k - 1].$$

As técnicas de discretização mais comuns são as seguintes:

- $s = \frac{z - 1}{T_s}$ (Método de euler *forward*).
- $s = \frac{z - 1}{z T_s}$ (Método de euler *backward*).
- $s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}$ (Método de Tustin).
- $s = \frac{\omega_1}{\tan(\omega_1 T_s / 2)} \frac{z - 1}{z + 1}$ (Método de Tustin com *prewarping*),

onde T_s é o período de amostragem, ω_1 é a frequência de *prewarping*. A última transformação considera a distorção da frequência devido à discretização.

Existem duas possíveis formas de implementar o controlador, a primeira delas é mediante a transformada z da função de transferência do controlador ressonante, que tem grau relativo 0 e dois pólos no círculo unitário. Logo, de maneira geral, a função de transferência para o controlador ressonante no domínio discreto é dada por:

$$\frac{e(z)}{u(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}. \quad (4.31)$$

A representação em equação das diferenças de (4.31) para a implementação digital, é dada na seguinte expressão:

$$y[n] = \frac{1}{b_0} (a_0 e[n] + a_1 e[n-1] + a_2 e[n-2] - b_1 y[n-1] - b_2 y[n-2]). \quad (4.32)$$

Note que na implementação discreta são necessárias duas amostras passadas do erro de corrente e duas da saída. A dependência da saída atual em relação às saídas anteriores, é uma característica típica de um filtro IIR (*Infinite Impulse Response*). Os coeficientes da equação das diferenças, são constantes e dependem da aproximação usada. A Tabela 4.3 apresenta os valores destes coeficientes.

	Euler	<i>Backward</i>	Tustin	Tustin con <i>prewarping</i>
a0	0	$T_s k_s$	$2 T_s k_s$	$\frac{k_s \omega_1}{\tan(T_s \omega_1/2)}$
a1	$T_s k_s$	$-T_s k_s$	0	0
a2	$-T_s k_s$	0	$-2 T_s k_s$	$\frac{-k_s \omega_1}{\tan(T_s \omega_1/2)}$
b0	1	$1 + T_s^2 \omega^2$	$4 + T_s^2 \omega^2$	$\omega^2 + \left(\frac{\omega_1}{\tan(T_s \omega_1/2)} \right)^2$
b1	-2	-2	$-8 + 2 T_s^2 \omega^2$	$2 \omega^2 - \left(\frac{2 \omega_1}{\tan(T_s \omega_1/2)} \right)^2$
b2	$1 + T_s^2 \omega^2$	1	$4 + T_s^2 \omega^2$	$\omega^2 + \left(\frac{\omega_1}{\tan(T_s \omega_1/2)} \right)^2$

Tabela 4.3: Coeficientes da equação a diferenças (4.32), referida ao controlador ressonante.

Utilizando os resultados anteriormente apresentados, de maneira similar pode-se discretizar a função de transferência (4.19) para compensação de harmônicos.

Uma segunda forma de implementar os controladores ressonantes, e por certo mais intuitiva, é baseada no diagrama de blocos apresentado na Figura 4.3. A maneira mais óbvia de programar o termo ressonante é integrando o laço direto e depois o laço de realimentação. Considerando isto, a função de transferência do controlador ressonante no domínio de Laplace é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{v(s)}{e(s)} = \frac{k_s s}{s^2 + \omega_0^2} \begin{cases} v(s) = \frac{1}{s} [e(s) k_s - v_2(s) \omega_0] \\ e \\ qv(s) = \frac{1}{s} \omega_0 v(s). \end{cases} \quad (4.33)$$

Finalmente, para fazer a discretização deste novo conjunto de equações, procede-se da mesma forma que no caso anterior, ou seja, escolhe-se a aproximação a implementar e se substitui nos integradores, assim a substituição é direta. O conjunto de equações das diferenças para cada discretização é apresentado a seguir:

$$\text{Euler} \quad \begin{cases} v[n+1] &= v[n] + T_s k_s e[k] - \omega_0 T_s qv[k] \\ \mathbf{e} \\ qv[n+1] &= qv[n] + T_s k_s v[k]. \end{cases} \quad (4.34)$$

$$\text{Backward} \quad \begin{cases} v[n+1] &= v[n] + T_s k_s e[k+1] - \omega_0 T_s qv[k+1] \\ \mathbf{e} \\ qv[n+1] &= qv[n] + T_s k_s v[k+1]. \end{cases} \quad (4.35)$$

$$\text{Tustin} \quad \begin{cases} v[n+1] &= v[n] + \frac{T_s}{2} \{k_s(e[k] + e[k+1]) - \omega_0(qv[k] + qv[k+1])\} \\ \mathbf{e} \\ qv[n+1] &= qv[n] + \frac{T_s}{2} k_s (v[k] + v[k+1]). \end{cases} \quad (4.36)$$

Tustin con *prewarping*

$$\begin{cases} v[n+1] &= v[n] + \frac{\tan(T_s \omega_1/2)}{\omega_1} \{k_s(e[k] + e[k+1]) - \omega_0(qv[k] + qv[k+1])\} \\ \mathbf{e} \\ qv[n+1] &= qv[n] + \frac{\tan(T_s \omega_1/2)}{\omega_1} k_s (v[k] + v[k+1]). \end{cases} \quad (4.37)$$

Esta forma de implementar o controlador é mais simples pelo fato que o duplo integrador, foi transformado em dois integradores recursivos. O mesmo método de discretização pode ser utilizado para o SOGI-QSG modificado apresentado no capítulo 3. Devido a que a estrutura é similar, apenas um laço integrador faz a diferença, que pode ser discretizado usando o método de Tustin.

A região de estabilidade no domínio de Laplace é tal que $\text{Re}(s) < 0$. O processo de discretização mapeia de maneira não linear esse domínio de estabilidade, transformando-o em um círculo unitário no domínio discreto. Claramente, este mapeamento comprime o eixo da frequência, o que é particularmente significativo para altas frequências de amostragem. A importância desta compressão, assim como da frequência de amostragem é apresentada na Figura 4.14.

Observa-se que assim como a frequência de amostragem aumenta, os pólos do termo ressonante tendem para 1 no domínio z, levando o sistema próximo ao limite da estabilidade. Adicionalmente, quando o termo ressonante conta mais termos harmônicos, além do fundamental, gera-se um *cluster* de pólos, todos tendendo para $z=1$.

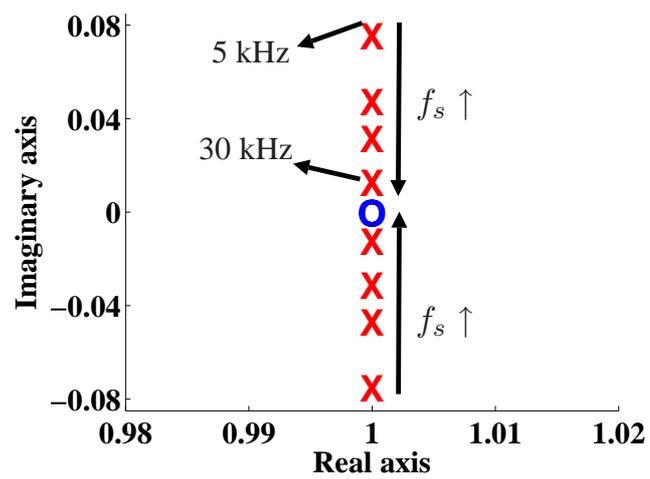


Figura 4.14: Influência do aumento da frequência de amostragem ($f_s = 5 \text{ kHz} \rightarrow 30 \text{ kHz}$).

5. Controle de corrente

A maioria das aplicações de conversores trifásicos PWM fonte de tensão, como acionamento de motores, filtros ativos, compensadores, conversores de alto fator de potência e UPS, tem uma estrutura que envolve um laço interno realimentado de controle de corrente. Conseqüentemente, o desempenho do conversor depende em grande parte do sistema de controle de correntes.

Considerando que o controle do STATCOM é feito sobre as correntes injetadas de compensação, este capítulo tem por objetivo estudar detalhadamente o controle de corrente deste conversor. Aspectos como discretização, influência de alguns parâmetros no desempenho do controle e a estabilidade deste serão desenvolvidos ao longo deste capítulo.

5.1 Controle de corrente PWM em laço fechado

Em comparação com o controle de tensão, o controle de corrente apresenta as seguintes vantagens [52]:

- Controle instantâneo e preciso da corrente;
- Proteção contra sobrecorrentes;
- Rejeição de sobrecarga;
- Excelente dinâmica;
- Compensação das mudanças dinâmicas de parâmetros de carga;
- Compensação das quedas de tensão das chaves semicondutoras e tempos mortos do conversor;
- Compensação das mudanças de nível de tensão do lado alternado e contínuo.

O controle de corrente, apresentado na Figura 5.1, tem como objetivo forçar que as correntes geradas pelo conversor sigam as referências estabelecidas pelo controle mestre, de acordo com os requisitos de compensação. Isto é feito mediante a comparação das correntes de referência (i_{abc}^*) com as correntes de *feedback* (i_{abc}). Os sinais de erros das correntes (e_{abc}) geram um conjunto de estados das chaves (S_{abc}), de tal forma que o conversor sintetiza 3 tensões (mediante modulação PWM), buscando anular o erro entre a corrente de referência e de *feedback*. Resumindo, o controle de corrente implementa duas tarefas: compensação de erro e modulação.

A precisão do controle de corrente pode ser avaliada com base nas seguintes características:

- Erro nulo de amplitude e fase em uma larga banda de frequências;
- Dinâmica satisfatória do sistema;
- Baixo conteúdo harmônico;

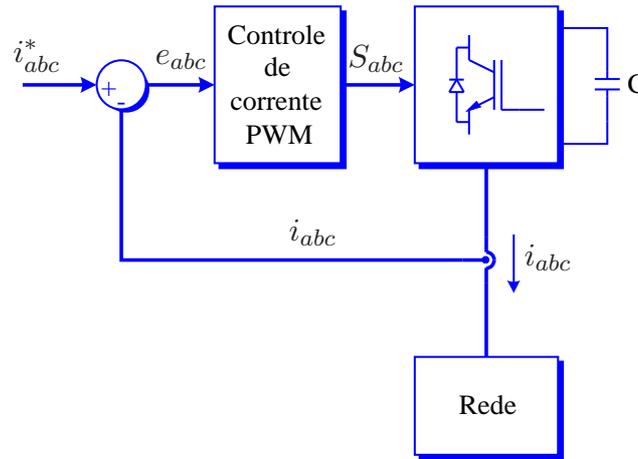


Figura 5.1: Diagrama básico do controle de corrente

- Utilização adequada da tensão dos capacitores.

Esquemas com estratégias de chaveamento PWM têm claramente separadas as estratégias de compensação de erro de corrente e modulação de tensão. Isto permite aproveitar as vantagens destes moduladores, tais como: frequência constante de chaveamento, espectro harmônico bem definido, padrão ótimo de chaveamento e utilização adequada da energia armazenada nos capacitores do lado contínuo [52].

O diagrama de blocos do controle de corrente é apresentado na Figura 5.2.

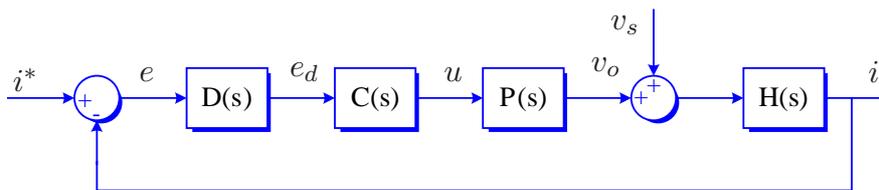


Figura 5.2: Diagrama de blocos do Controle de corrente generalizado

Sendo:

D(s): representação do tempo de processamento e execução do algoritmo de controle pelo DSP, aproximado por um atraso correspondente a um *sampling*, sendo modelado por uma função de primeira ordem [17] da seguinte forma:

$$D(s) = \frac{1}{sT_s + 1}. \quad (5.1)$$

C(s): controlador proporcional ressonante. Segundo o estudo no capítulo 4, o uso de controladores PI não se constitui uma alternativa viável quando o laço de controle envolve sinais

alternados, devido ao fato de apresentarem ganho finito para a frequência fundamental do sinal de entrada. Neste caso, o PR satisfaz estas características, apresentando-se como a solução mais adequada para este laço de controle.

P(s): modulador PWM, que pode ser modelado como um atraso de meio período de amostragem, devido ao atraso que introduz para reproduzir a tensão necessária para satisfazer os requisitos do controle

$$P(s) = \frac{k_{pwm}}{s\frac{T_s}{2} + 1}. \quad (5.2)$$

H(s): admitância entre a saída do conversor e ponto de medição de corrente. A impedância vista pelo sistema de controle é composta pela impedância de comutação do conversor, impedância do filtro de chaveamento e a impedância da rede. Dependendo do ponto de medição de corrente e topologia do filtro de chaveamento, a função de transferência da planta é modificada, sendo também modificados todos os aspectos relativos às análises do controle.

Considerando a Figura 5.2, o controle de corrente pode ser interpretado da seguinte forma: o controlador $C(s)$ gera uma referência para o conversor v_o , a partir do sinal de erro de corrente e_d , de tal forma que a corrente de saída i seja próxima à referência i^* . As variações de tensões e não linearidades não compensadas são modeladas na forma de perturbações v_s . A versão digital do diagrama de blocos do controle de corrente é apresentada na Figura 5.3.

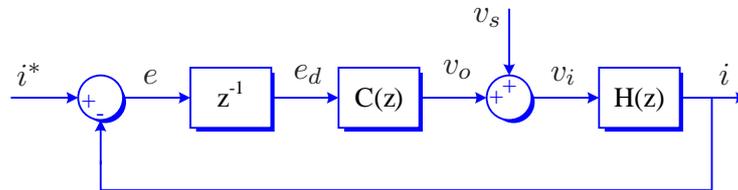


Figura 5.3: Controle de corrente discretizado.

O atraso computacional é representado por z^{-1} . O bloco $C(z)$ é a discretização do controlador ressonante, com qualquer das técnicas apresentadas no capítulo 4. Do ponto de vista do diagrama de blocos mostrado na Figura 5.3, o PR possui dois integradores simples, um deles no laço direto e o outro no laço de realimentação. A escolha de aproximações para discretizá-los deve ser feita de forma que não sejam gerados laços algébricos no integrador de realimentação, normalmente resolvidos mediante a inclusão de atrasos adicionais equivalentes a um período de amostragem (z^{-1}). Finalmente, $H(z)$ equivale à discretização ZOH (*Zero Order Hold*) da planta $H(s)$. O equivalente ZOH introduz um atraso de meio período de amostragem, que é aproveitado para a representação do atraso introduzido pelo modulador PWM. O esquema de geração deste atraso é mostrado na Figura 5.4.

Neste caso o *sampling* é feito duas vezes por período da triangular. De acordo com [53], esta técnica é conhecida como amostragem regular assimétrica, sendo o sinal de referência amostrado

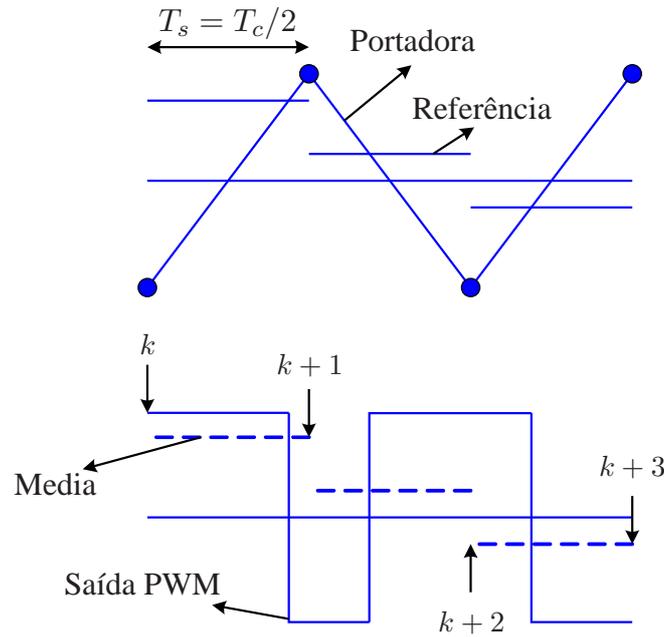


Figura 5.4: Esquema de modulação PWM com dois *sampling* por período

nos máximos e mínimos da triangular. Na técnica simétrica, a frequência de chaveamento torna-se igual à frequência de amostragem. Por outro lado, no caso assimétrico o algoritmo de controle deve ser executado em $T_s/2$, ao passo que no caso simétrico em T_s . Além disso, o caso assimétrico fornece uma largura de banda do controlador que é o dobro da largura de banda do caso simétrico.

Ainda na Figura 5.4, é possível notar que a tensão desejada pode ser atingida em aproximadamente meio período de amostragem. Isto ocorre porque somente o primeiro semi ciclo do sinal PWM contribui positivamente com o valor médio da tensão de saída no intervalo $[k, k + 1]$. Por este motivo, considera-se o atraso introduzido pelo modulador PWM como meio período de amostragem, ou seja, $T_{pwm} = T_s/2$ [17] e [54].

5.2 Análise qualitativa da planta do sistema

Todos os elementos constituintes do diagrama de blocos do controle de corrente foram amplamente estudados. Contudo, a planta do sistema não foi abordada de forma detalhada. Como mencionado anteriormente, a planta representa a impedância entre a saída do conversor (tensão PWM) e o ponto de medição de corrente. A Figura 5.5 mostra o esquema de realimentação de correntes para este controle.

A planta do sistema é composta principalmente pelo filtro de saída do conversor, que pode

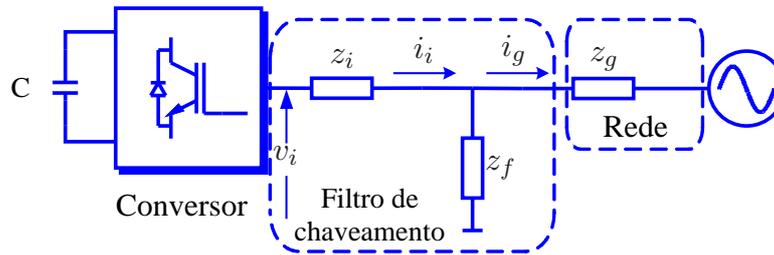


Figura 5.5: Esquema de realimentação de correntes para o controle do conversor

variando desde um simples indutor de comutação até complexas configurações de filtros. A importância deste filtro reside em sua influência na dinâmica do controle de corrente e na qualidade de energia fornecida para a rede elétrica. Outro componente do sistema mostrado na Figura 5.5, que apresenta grande importância no controle de corrente e no desempenho do mesmo, é o indutor da rede. Existem diversos estudos de estimativas da impedância da rede e de sua influência na dinâmica do sistema [3], [54] e [55].

5.2.1 Filtro de saída

O filtro de saída do conversor de tensão possui duas funções principais:

- Evitar curtos-circuitos entre o conversor e o barramento do sistema [50].
- Atenuar harmônicos de alta frequência causados pelo chaveamento PWM.

A corrente injetada por um conversor de tensão com controle PWM é composta principalmente pela componente fundamental (ou várias componentes harmônicas, se for o caso), mais componentes harmônicos de alta frequência, de acordo com a frequência de chaveamento escolhida. Estes componentes de altas frequências podem causar o mau funcionamento de cargas sensíveis à EMI (*ElectroMagnetic Interference*) conectadas à rede [14].

Uma das soluções mais simples adotadas é a instalação de um indutor na saída do conversor. Desta forma, as componentes de alta frequência geradas pelo chaveamento PWM são atenuadas. Porém, se a frequência de chaveamento for baixa, menos de 2,5 kHz [49], um indutor muito grande seria preciso para obter uma corrente senoidal de baixo conteúdo harmônico. Isto causa problemas na dinâmica do sistema e aumento no custo do conversor. Uma alternativa adotada para evitar o uso de indutores de grande porte, é o aumento da frequência de chaveamento do conversor para valores acima de 10 kHz [14]. Contudo, para valores elevados de potência tais frequências de operação geram perdas consideráveis.

Em [17] é proposto um filtro RLC para atenuar as componentes de alta frequência de corrente e tensão. O ramo RC do filtro impõem baixa impedância para as altas frequências, evitando que estas sejam injetadas no sistema. O resistor R, tem como objetivo amortecer as ressonâncias

de alta frequência no filtro, este método é conhecido como *damping* passivo. Mas, quando implementado em altas potências, as perdas aumentam e logo um algoritmo de *damping* ativo é proposto como solução. Em [56], [57], [58], [59] e [60] são apresentadas diferentes abordagens de *damping* ativo para conversores de alta potência. Porém, em [61] o autor propõe outro método de *damping* ativo, usando uma estratégia mais simples que as anteriores, argumentando que os métodos anteriores precisam de sensores de corrente e tensão adicionais, além disso seu projeto é geralmente difícil.

Em [62] é apresentado um filtro LCL que apresenta certas vantagens em comparação com o filtro L.

- Pelo fato de ser um filtro de terceira ordem, apresenta maior atenuação para a frequência de chaveamento, em comparação com o mesmo valor de indutância em um filtro L.
- O capacitor do filtro gera uma componente reativa que pode ser aproveitada quando trata-se de compensar reativos indutivos na rede.
- Para valores baixos de indutância de filtro e baixa frequência de chaveamento, se obtém melhores resultados de conteúdo harmônico na corrente de saída do conversor com o uso do filtro LCL [63].

A complexidade no projeto do filtro e nos algoritmos de controle são problemas abordados em [49]. Adicionalmente, problemas de ressonância e instabilidade devido à ausência de *damping* são mencionados em [54] e [58]. Outro detalhe que deve ser considerado, é que um filtro mal projetado pode proporcionar baixa atenuação de componentes de alta frequência e aumento do conteúdo harmônico. Este último problema também poderia gerar saturação nos indutores de saída do conversor.

De maneira geral, os filtros LC devem ser tratados como filtros LCL pelo fato de serem projetados para produzir uma ressonância entre o indutor e o capacitor a uma determinada frequência, que tem relação direta com a frequência de chaveamento, normalmente uma década abaixo da frequência de chaveamento. Além disso, a impedância da rede tem influência sobre a frequência de ressonância do filtro e na resposta em frequência do mesmo.

5.3 Estudo teórico da planta

Com base na análise qualitativa realizada na seção 5.2, pode-se concluir que o resistor de *damping* passivo e a impedância da rede são parâmetros influentes no desempenho do filtro de chaveamento, assim como também na estabilidade e dinâmica do controle. Com o objetivo de quantificar esta influencia, será realizado um estudo da sensibilidade dessas grandezas, partindo da seguinte suposição:

- Sem perda de generalidade, os componentes resistivos da impedância de comutação e da rede não são consideradas. Logo, a impedância de comutação é dada por $z_i = s L_i$ e a

impedância da rede por $z_g = s L_g$. Esta simplificação não influencia o resultado do estudo realizado.

Em relação à Figura 5.5 são considerados dois pontos de medição de corrente: do lado do conversor (i_i) e do lado da rede (i_g).

5.3.1 Filtro de chaveamento

De maneira geral, a impedância do filtro de chaveamento é dada pela seguinte expressão:

$$z_f = \frac{1}{s C_f} + s L_i, \quad (5.3)$$

que é projetado de maneira que gere uma ressonância entre o indutor de comutação (L_i) do conversor e o capacitor do filtro (C_f). Situação que ocorre quando se igualam as impedâncias destes elementos, obtendo-se:

$$\omega^2 = \frac{1}{L_i C_f}. \quad (5.4)$$

A equação (5.4) é válida quando o indutor da rede é significativamente maior que o indutor de comutação, ou seja, sua impedância é infinita, o que não acontece na realidade. O indutor da rede tem uma impedância composta por uma parcela fixa e uma parcela variável, que depende das características do sistema em que o conversor é conectado. Desta forma, a frequência de ressonância real do filtro depende também da indutância da rede. Desprezando as perdas no filtro, a impedância de ressonância do filtro (z_{res}) correspondente à apresentada na Figura 5.6:

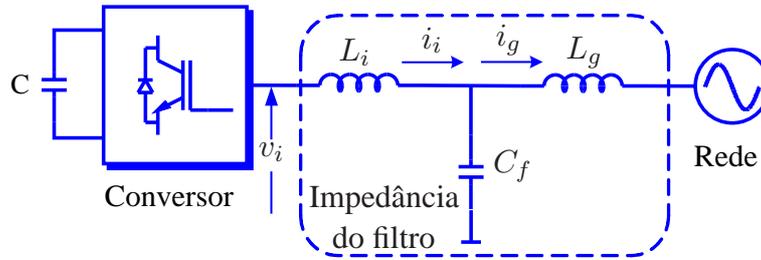


Figura 5.6: Elementos constituintes da planta

é dada por:

$$z_{res} = \frac{v_i(s)}{i_i(s)} = \frac{s^3 C_f L_g L_i + s (L_g + L_i)}{1 + s^2 C_f L_g} \implies z_{res} = s L_i \frac{s^2 + \omega_{res}^2}{s^2 + \omega_a^2}, \quad (5.5)$$

onde $\omega_{res}^2 = \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i}$ e $\omega_a^2 = \frac{1}{C_f L_g}$.

A impedância do filtro é um curto-circuito na frequência $\omega = \omega_{res}$, mas um circuito aberto em $\omega = \omega_a$. Isto faz com que as correntes injetadas no sistema sejam compostas por uma componente fundamental, se for o caso, mais outros componentes harmônicos em $\omega = \omega_a$.

O caso idealizado do filtro LC considera que o indutor da rede seja muito maior que o indutor de comutação, logo os novos valores de ω_{res} e ω_a são:

$$\lim_{L_g \rightarrow \infty} \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i} = \frac{1}{C_f L_i} \implies \omega_{res}^2 = \frac{1}{C_f L_i} \quad (5.6)$$

e

$$\lim_{L_g \rightarrow \infty} \frac{1}{C_f L_g} = 0 \implies \omega_a^2 = 0. \quad (5.7)$$

Substituindo (5.6) e (5.7) em (5.5), obtém-se a equação anteriormente apresentada (5.3).

Outro caso de estudo importante é que quando o indutor da rede é muito pequeno em comparação ao indutor do conversor, tem-se a seguinte expressão:

$$\lim_{L_g \rightarrow 0} \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i} = \frac{1}{C_f L_g} \implies \omega_{res}^2 = \frac{1}{C_f L_g} = \omega_a^2. \quad (5.8)$$

Observa-se que o pólo e o zero de ressonância do filtro se cancelam. Com isso, é possível concluir que caso o indutor da rede seja muito pequeno (quase nulo), em comparação ao indutor de comutação do conversor, o filtro não tem efeito. Na prática, o indutor do conversor serve como filtro de chaveamento com uma atenuação de 60 db/dec, diferente de um filtro indutivo puro de primeira ordem.

Existem duas possibilidades de realizar o controle de corrente, a primeira delas é feita medindo-se a corrente no lado do conversor i_i e a segunda no lado da rede i_g . As funções de transferência das plantas obtidas para cada caso têm pólos em comum, em razão da frequência de ressonância do filtro. A seguir serão realizados estudos da planta do sistema de controle de corrente, de acordo com os dois casos de medição de corrente.

5.3.2 Medição de corrente no lado do conversor

Considerando a existência do resistor de amortecimento R_f , a função de transferência da planta do sistema, quando a corrente é medida no lado do conversor é expressa por:

$$\frac{i_i(s)}{v_i(s)} = \frac{s^2 C_f L_g + s C_f R_f + 1}{s^3 C_f L_g L_i + s^2 C_f R_f (L_g + L_i) + s (L_g + L_i)}. \quad (5.9)$$

Reescrevendo a equação (5.9) na forma canônica tem-se:

$$\frac{i_i(s)}{v_i(s)} = \frac{s^2 \frac{1}{L_i} + s \frac{R_f}{L_g L_i} + \frac{1}{C_f L_g L_i}}{s \left(s^2 + s C_f R_f \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i} + \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i} \right)}. \quad (5.10)$$

De acordo com [38], da forma canônica padrão dos sistemas de segunda ordem é possível obter o amortecimento (ζ) e a frequência natural não amortecida (ω_{res}).

$$\omega_{res}^2 = \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i} \quad (5.11)$$

e

$$2\zeta\omega_{res} = \frac{C_f L_g R_f + C_f L_i R_f}{C_f L_g L_i} \implies \zeta = \frac{R_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_i} + \frac{C_f}{L_g}}. \quad (5.12)$$

Com base no desenvolvimento das equações (5.11) e (5.12) pode-se fazer as seguintes considerações:

- A frequência de ressonância independe do resistor de *damping*. Contudo, observa-se que qualquer variação na indutância da rede modifica a frequência de ressonância.
- O amortecimento depende do resistor de *damping* conectado em série com o capacitor do filtro e do indutor da rede.

As observações feitas com relação a frequência de ressonância do filtro serão detalhadas a seguir, por meio de análises de sensibilidade.

Sensibilidade da frequência de ressonância do filtro

A influência das variações de R_f e L_g no quadrado da frequência de ressonância do filtro pode ser expressa em função das seguintes equações de sensibilidade:

$$\frac{\partial \omega_{res}^2}{\partial R_f} = 0 \quad (5.13)$$

e

$$\frac{\partial \omega_{res}^2}{\partial L_g} = -\frac{1}{C_f L_g^2}. \quad (5.14)$$

A análise de sensibilidade da frequência de ressonância do filtro, indica que não existe relação entre as variações do *damping* e a frequência de ressonância. No entanto, variações na indutância de rede geram uma diminuição à razão aproximada de $1/x$ da frequência de ressonância.

Na Figura 5.7 mostra-se a frequência de ressonância do filtro em função da variação de 0 mH a 4 mH da indutância da rede. Foi escolhido um conversor com as seguintes especificações: potência nominal de 25 kVA; impedância de comutação $L_i = 400 \mu\text{H}$; capacitor do filtro de chaveamento $C_f = 68 \mu\text{F}$ e resistor do filtro de chaveamento $R_f = 0,1 \Omega$ e uma indutância de rede $L_g = 2 \text{ mH}$. A frequência de chaveamento foi estabelecida em 10 kHz e frequência de ressonância do filtro em 1 kHz.

A Figura 5.8 apresenta a resposta em frequência do filtro para três valores de impedância de rede, $L_g = 0,4 \text{ mH}$, 2 mH e finalmente 4 mH .

Através dos resultados obtidos nas Figuras 5.7 e 5.8, observa-se que a frequência de ressonância do filtro diminui com o aumento da impedância da rede. São observadas maiores variações no zero gerado em decorrência da ressonância entre a impedância da rede e o capacitor do filtro.

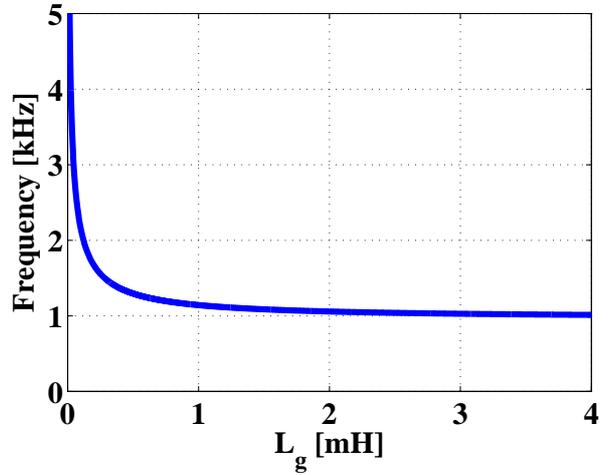


Figura 5.7: Variação de ω_{res} em relação a variação de L_g

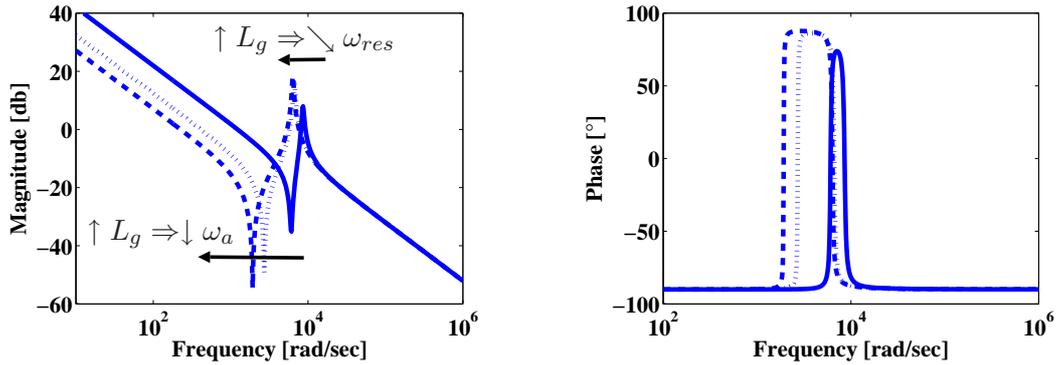


Figura 5.8: Diagrama de bode do filtro para três casos de L_g

Sensibilidade do amortecimento do filtro

A sensibilidade do amortecimento do filtro em relação às variações de R_f pode ser expressa pela seguinte equação:

$$\frac{\partial \zeta}{\partial R_f} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_i} + \frac{C_f}{L_g}} = cte > 0, \tag{5.15}$$

e a sensibilidade do quadrado do amortecimento em relação a variações de L_g é apresentado a seguir:

$$\frac{\partial \zeta^2}{\partial L_g} = -\frac{R_f^2 C_f}{4} \frac{1}{L_g^2}. \tag{5.16}$$

A equação (5.15) mostra a dependência das variações do resistor de *damping* no amortecimento da ressonância, existindo uma relação linear entre essas variações, com um fator de amplificação constante indicado na equação. A equação (5.16) evidencia a relação entre as variações da impedância da rede com o amortecimento do filtro. Esta dependência está também

relacionada ao estudo de sensibilidade feito anteriormente. Variações na impedância de rede proporcionam diminuição ou aumento na frequência de ressonância do filtro. Logo, amplitude da ressonância também pode ser modificada. Desta forma, o amortecimento da ressonância torna-se dependente das variações de indutância da rede, neste caso, na razão de $1/x$.

Os resultados ilustrados na Figura 5.9 foram obtidos com os parâmetros usados no estudo de sensibilidade realizados anteriormente. A Figura 5.9(a) mostra a relação linear existente entre as variações do resistor do filtro e o amortecimento do mesmo. Quando não há resistor do filtro, não existe amortecimento na ressonância, isto ocorre em virtude de uma ressonância causada por dois pólos ressonantes. Logo, o aumento no valor do resistor do filtro, aumenta a parte real destes pólos, fazendo com que deixem de ser ressonantes. Conseqüentemente, aumenta-se o fator de amortecimento do filtro.

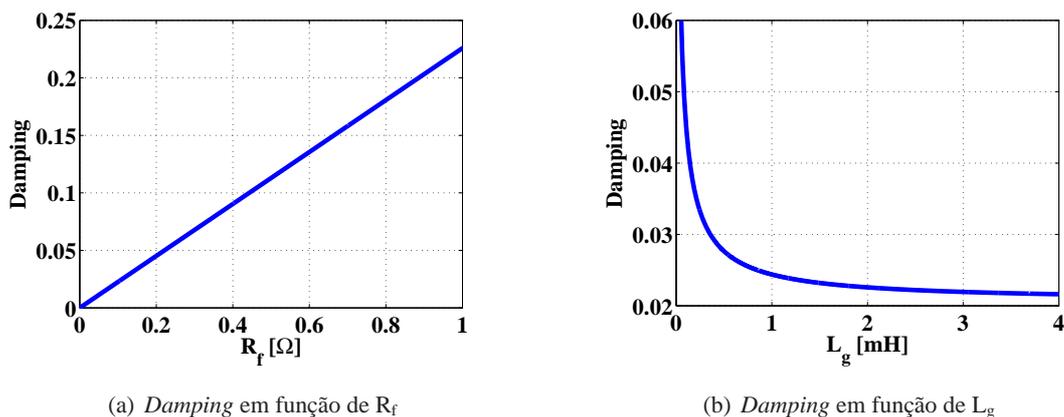


Figura 5.9: Variação do *damping* em relação às variações do resistor do filtro e a impedância de rede.

A Figura 5.9(b) apresenta a relação não linear entre as variações do indutor da rede e as variações de amortecimento, a medida que se produzem variações negativas no indutor da rede, o amortecimento do filtro aumenta. Caso contrário, quando o indutor da rede tende a ser muito grande, o amortecimento cai assintoticamente para zero, obtendo-se um filtro sem amortecimento. Pode-se concluir que estratégias de *damping* ativo devem ser implementadas quando a rede é muito fraca.

A resposta em frequência do filtro com a variação de R_f desde $10\text{ m}\Omega$ até $2\ \Omega$, é apresentado na Figura 5.10. Observa-se que os amortecimentos do pólo e do zero de ressonância são afetados pela variação do resistor de *damping*.

Observa-se ainda que o indutor de comutação introduz um pólo na origem, o que oferece ganho infinito para baixas frequência. Esta característica é típica de um integrador, portanto, este

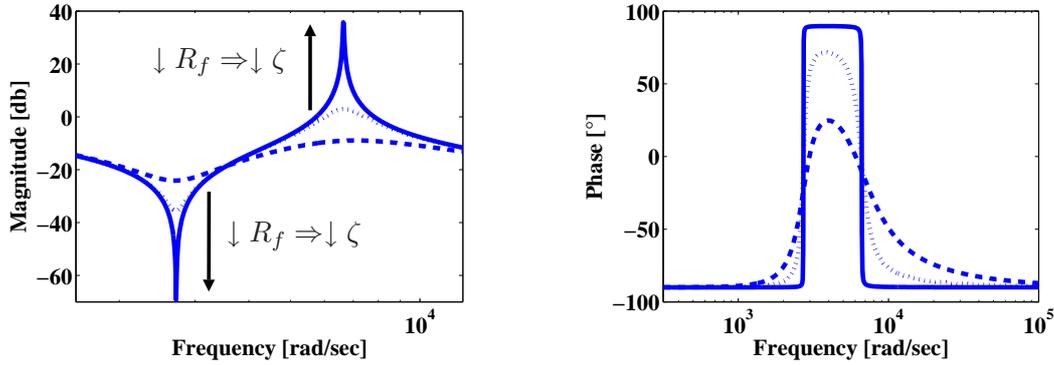


Figura 5.10: Diagrama de bode do filtro para três casos de R_f

filtro tem capacidade de filtrar qualquer nível contínuo em laço fechado. Porém, em situações reais isto não pode ser afirmado, pelo fato que o indutor do conversor tem uma resistência interna o que impede ter um integrador puro na origem, neste caso a função de transferência é de um filtro passa baixa de primeira ordem.

5.3.3 Medição de corrente no lado da fonte

Quando a corrente de *feedback* é medida no lado da fonte, a função de transferência da planta é representada por:

$$\frac{i_g(s)}{v_i(s)} = \frac{sC_f R_f + 1}{s^3 C_f L_g L_i + s^2 C_f R_f (L_g + L_i) + s(L_g + L_i)}, \quad (5.17)$$

reescrevendo a função de transferência (5.17) na forma canônica tem-se:

$$\frac{i_g(s)}{v_i(s)} = \frac{s \frac{R_f}{L_g L_i} + \frac{1}{C_f L_g L_i}}{s \left(s^2 + s C_f R_f \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i} + \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i} \right)}. \quad (5.18)$$

Anteriormente foi dito que o polinômio característico da planta é o mesmo, independente do ponto de medição da corrente, da mesma forma, são os zeros da planta. Logo, a análise de sensibilidade realizada anteriormente com relação às variações do resistor de *damping* e indutor da rede, são válidas para este caso.

Observa-se em (5.18) que o zero simples, dado por $s = -\frac{1}{R_f C_f}$, é introduzido pelo ramo RC correspondente ao filtro. Este é um zero de fase mínima, logo não introduz nenhum atraso considerável no sistema. Pelo fato de ser gerado por um ramo RC, não se trata de um zero de ressonância. Isto pode ser observado, considerando a função de transferência do filtro sem perdas, ou seja, sem amortecimento.

$$\frac{i_g(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{s \left(s^2 + \frac{L_g + L_i}{C_f L_g L_i} \right)}. \quad (5.19)$$

A função de transferência apresentada em (5.19), indica a existência de uma ressonância alocada na frequência para a qual o filtro foi projetado. Considerando os mesmos parâmetros da seção anterior, na Figura 5.11 será apresentada a resposta em frequência da nova função de transferência.

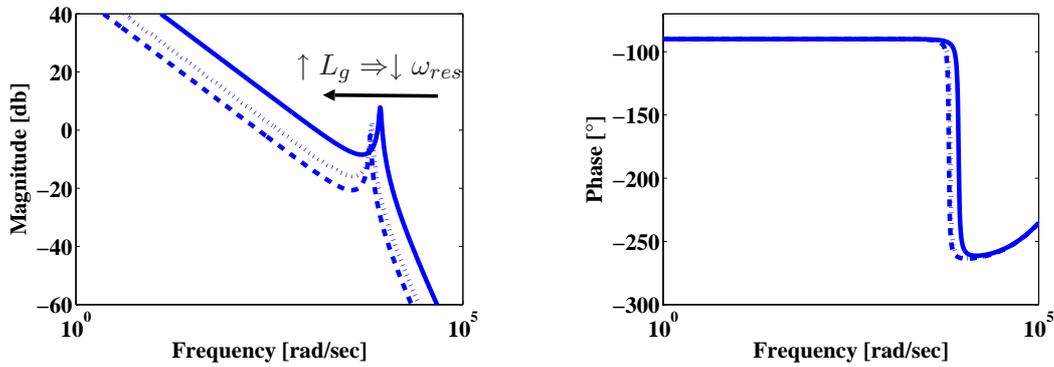


Figura 5.11: Diagrama de bode do novo filtro para variações de L_g

O filtro apresenta um curto circuito para as correntes cujo espectro harmônico contém a frequência de ressonância e um circuito aberto para o resto do espectro. Além disso, o pólo na origem, como pode ser observado em (5.19), reflete-se como ganho infinito para sinais de baixa frequência, logo as correntes injetadas na rede não contém componentes contínuas. Observa-se também que às variações de indutância de rede, deslocam a frequência de ressonância do filtro para as baixas frequências.

A Figura 5.12 apresenta as influências das variações do resistor do filtro na frequência de ressonância deste. Nota-se que as características de ressonância do filtro são mantidas, assim como a influência das variações do resistor de filtro no amortecimento da ressonância do mesmo. Tais variações diminuem à medida que o valor de R_f diminui.

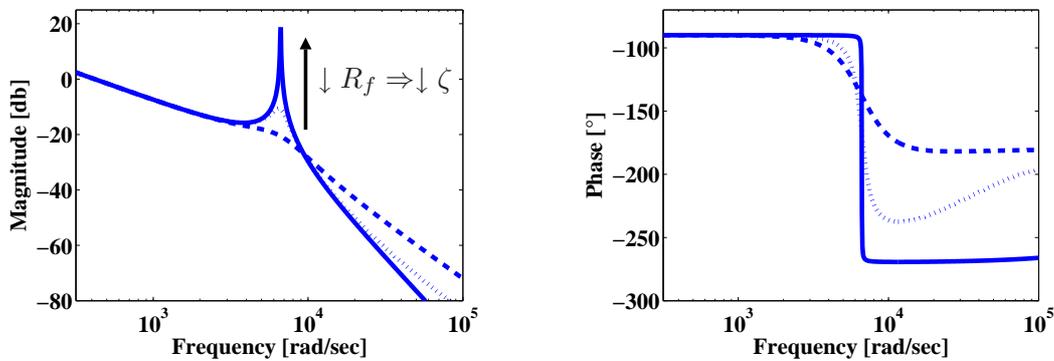


Figura 5.12: Diagrama de bode do novo filtro para variações de R_f

5.3.4 Breve síntese dos parâmetros de estabilidade da planta

Quando o controle de corrente é realimentado com a corrente medida na saída do conversor, observa-se que não existe influência direta e apreciável nos parâmetros de estabilidade do sistema de controle tais como, largura de banda e margem de fase. Porém, a estabilidade depende principalmente do *damping* do filtro, se este for insuficiente pode levar a ressonâncias não desejadas, e se for excessivo pode aumentar as perdas. Além disso, o zero que é gerado por uma ressonância entre o capacitor do filtro C_f e o indutor da rede L_g , pode conduzir a anti-ressonâncias não esperadas, sobretudo considerando possíveis variações experimentadas do indutor do filtro. A alocação da anti-ressonância do filtro na resposta em frequência, é muito sensível a variações do indutor da rede.

A segunda possibilidade de alocação dos sensores de correntes é no lado da rede, após o filtro de chaveamento. Neste caso, são observadas modificações na largura de banda do filtro, variações na indutância da rede e resistência do filtro. De maneira que estes fatores devem ser considerados no projeto do filtro. A margem de fase do filtro é afetada para frequências próximas às de ressonância, porém para frequências significativamente altas não são observadas variações deste parâmetro. Uma diferença observada em relação ao caso anterior, é que não existe um zero ressonante no filtro, logo, as frequências não desejadas que eram injetadas na rede, com a utilização do ponto de medição anterior, são atenuadas agora pelo filtro.

5.4 Análise da estabilidade do controle de corrente no domínio discreto

Tendo em vista que as principais características dos elementos que compõem o controle de corrente (modulador PWM, planta do sistema e possíveis atrasos) foram apresentadas, também é escopo deste trabalho realizar uma análise da interação destes elementos com relação a estabilidade. Objetivando-se a implementação da estratégia de controle, a análise da estabilidade será realizada no domínio discreto com o auxílio da ferramenta de controle clássica *root locus*.

No capítulo 4 foram apresentados os diversos métodos de integração para o controlador ressonante. Porém, em [64] os autores sugerem usar um integrador tipo Euler no laço direto e um tipo *backward* no laço de realimentação. Este esquema é de simples implementação e evita laços algébricos. No mesmo trabalho é argumentado que estes métodos de integração não fornecem -90° de fase, o que pode levar a um pobre desempenho por parte do controlador. Uma solução para este problema é o uso de métodos de integração mais complexos, os quais requerem grande esforço computacional. Desta forma, o integrador mais adequado para esta implementação é o integrador de Tustin, que apresenta uma fase de -90° em todo o espectro de frequências e não apresenta laços algébricos.

A implementação do integrador de Tustin apresenta um esforço computacional maior que os

outros métodos. Contudo os resultados obtidos apresentam melhor precisão. Logo, pelos motivos expostos, este será o método de discretização utilizado. Desta forma, o controlador ressonante discretizado é apresentado a seguir.

$$C(z) = \frac{(4kp + 2kiT_s + kpT_s^2\omega_0^2)z^2 + (-8kp + 2kpT_s^2\omega_0^2)z + (4kp - 2ksT_s + kpT_s^2\omega_0^2)}{(4 + T_s^2\omega_0^2)z^2 + (-8 + 2T_s^2\omega_0^2)z + (4 + T_s^2\omega_0^2)}, \quad (5.20)$$

onde: kp é o ganho proporcional, ks o ganho da parcela ressonante, T_s período de amostragem e ω_0 frequência rastreada pelo circuito de sincronismo.

Pelo fato de existirem duas alternativas de alocação dos sensores de corrente, na seção anterior foram apresentadas duas funções de transferência da planta correspondentes a esta situação.

O estudo de estabilidade será realizado de acordo com as seguintes suposições:

- De acordo com o capítulo 4, o controlador considerado é ressonante e sincronizado com a frequência da rede. A influência do circuito de sincronismo para obter adaptividade do controlador não será considerada.
- Os resistores de saída do conversor e da rede foram desprezados, desta forma as impedâncias ficam $z_i = sL_i$ e $z_g = sL_g$, respectivamente.
- Será considerado o *damping* passivo, desta forma $z_f = \frac{1}{sC_f} + R_f$.
- O método de discretização da planta será seu equivalente ZOH.

A estabilidade do controle de corrente será estudada de acordo com a variação dos parâmetros críticos, tais como: ganho proporcional (kp) e integral (ks) do controlador, assim como o resistor de amortecimento do filtro (R_f), o indutor da rede (L_g) e frequência de amostragem (f_s). Os parâmetros do caso base são: $kp = 1,5$, $ks = 100$, $C_f = 68 \mu\text{F}$, $R_f = 0,2 \Omega$, $L_i = 400 \mu\text{H}$, $L_g = 2 \text{mH}$ e $f_s = 10 \text{kHz}$.

5.4.1 Análise da estabilidade

A dinâmica do controle de corrente será analisada, considerando-se as duas plantas estabelecidas neste trabalho. Os resultados da análise de estabilidade realizada serão apresentados através da obtenção do *root locus* nas diversas situações mencionadas.

Os pólos e zeros do sistema de controle em laço fechado para frequência de amostragem de 5 kHz serão representados por **X,O** e para 15 kHz serão representados por **X,O**. As setas indicam o sentido de avanço das raízes, em relação à variação da variável estudada. Nos gráficos, os pólos e zeros diminuem de tamanho, assim como o ganho é aumentado.

Ganho proporcional do controlador (kp)

A seguir serão apresentados o *root locus* do sistema de controle em laço fechado para variações do ganho proporcional. Serão considerados dois pontos de medição da corrente de

realimentação, o primeiro deles no lado do conversor (Figura 5.13(a)) e o seguinte no lado da rede (Figura 5.14(a)). Serão assumidos valores entre 0,01 e 1,0 para o ganho proporcional do controlador ressonante.

A partir da Figura 5.13, podem ser feitas as seguintes considerações:

- Para $f_s = 5$ kHz o aumento do ganho proporcional leva os pólos da planta a uma região não estável. Para $f_s = 15$ kHz os pólos são levados para uma zona mais estável, em ambos os casos o aumento da parcela proporcional aumenta a largura de banda, devido ao aumento da frequência natural não amortecida da planta. O pólo alocado próximo ao limite da estabilidade, pertencente à planta, é empurrado para uma zona mais estável quando é aumentado o ganho proporcional. Os zeros da planta não são alterados.
- Com o aumento do ganho, o pólo correspondente ao atraso é levado para uma zona de instabilidade.
- Em relação ao controlador, com o aumento do ganho proporcional, o pólo ressonante do controlador e o zero complexo tendem a se cancelar, devido à dominância da parcela proporcional pura. Além disso, o zero real, nesta situação, é levado ao limite da estabilidade. Nota-se ainda, que os pólos ressonantes deixam de ser ressonantes aumentando seu amortecimento até o limite do cancelamento.

Em relação à Figura 5.14 é possível fazer as seguintes considerações:

- Com o aumento do ganho proporcional, os pólos da planta do sistema são levados ao interior do círculo. Sendo também levemente empurrados para a zona de limite de estabilidade. Neste caso a planta apresenta um zero real, relativo ao ramo RC do filtro, que é levado para zonas instáveis para incrementos deste ganho.
- Em relação ao controlador, observa-se o efeito já mencionado. Um incremento no ganho proporcional levaria ao cancelamento dos pólos ressonantes, tornando predominante a parcela proporcional.
- Com o aumento do ganho, o pólo correspondente ao atraso é levado para regiões instáveis do sistema.

Ganho da parcela ressonante do controlador (ks)

A seguir serão apresentados o *root locus* do sistema de controle em laço fechado, considerando a variação do ganho da parcela ressonante do controlador. Para isto, serão consideradas duas plantas, de acordo com a medida da corrente de alimentação. Uma delas medindo a corrente no lado do conversor (Figura 5.15) e a outra no lado da rede (Figura 5.16). Neste caso, o ganho do termo ressonante varia entre 10 e 4000.

Em relação à Figura 5.15 nota-se que:

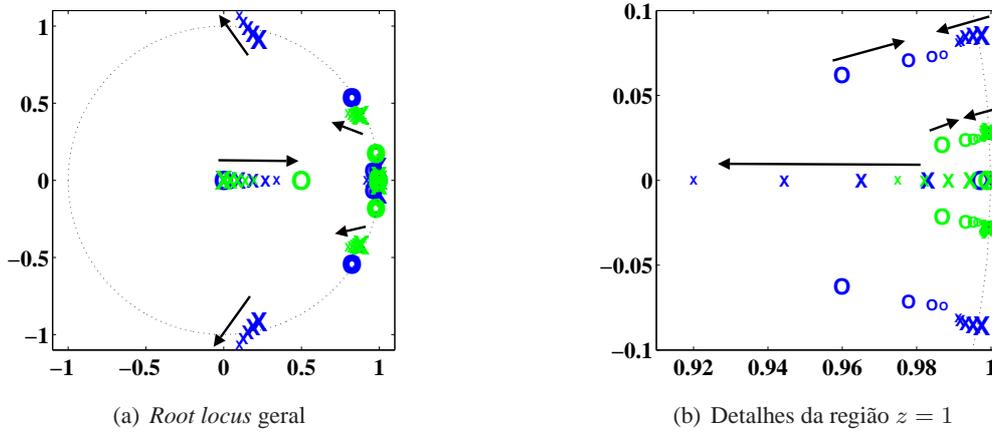


Figura 5.13: *Root locus* do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro k_p com realimentação da corrente do conversor

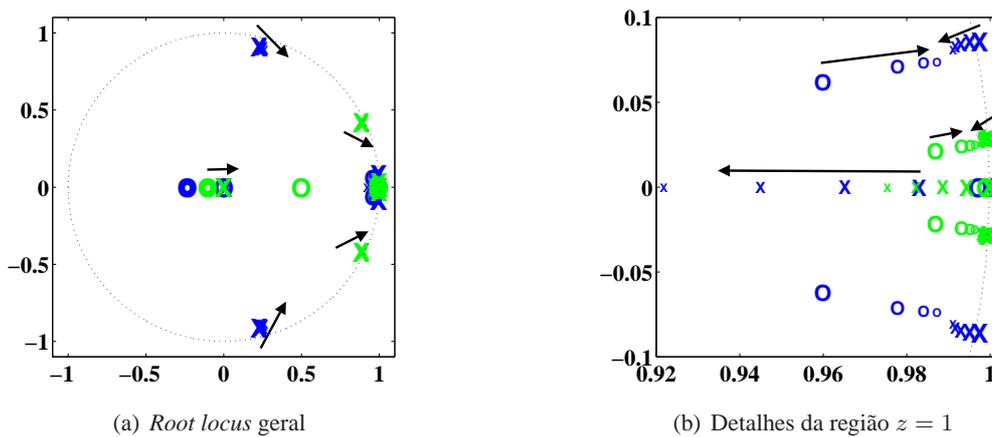


Figura 5.14: *Root locus* do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro k_p com realimentação da corrente da rede

- O aumento deste ganho significa um aumento de seletividade do controlador. Porém, observa-se que este aumento leva os pólos da planta para zonas instáveis, fora do círculo unitário. Portanto, os zeros não são alterados. O pólo real, também tende a ser instável devido a um pólo introduzido pelo indutor de comutação, sem parcela amortecedora. Em laço aberto, este pólo é alocado no limite da estabilidade ($z = 1$), em laço fechado é levado para uma zona mais estável.
- O controlador é muito sensível ao aumento do ganho da parcela ressonante. Também observa-se que para a frequência de amostragem menor (5 kHz) é mais sensível que para a alta (15 kHz). Quanto aos zeros do controlador, tendem para o outro extremo da zona instável.
- O pólo introduzido pelo atraso também é levado para áreas instáveis, quando o ganho é aumentado.

Na Figura 5.16 observa-se que:

- O aumento do ganho da parcela ressonante do controlador não gera problemas de estabilidade nos pólos da planta. De fato, são levados para o interior do círculo, que é considerado uma zona estável. O zero real da planta é levado para zonas instáveis, mas este não tem influência na estabilidade do sistema.
- Em relação ao controlador, o aumento do ganho da parcela integral, além de fornecer seletividade, também leva os pólos ressonantes para zonas instáveis do plano z . Também observa-se que, o aumento da frequência de amostragem deixa menos sensíveis estes pólos a instabilidades.
- Neste caso o pólo introduzido pelo atraso é levado para a outra zona de instabilidade, com o aumento do ganho.

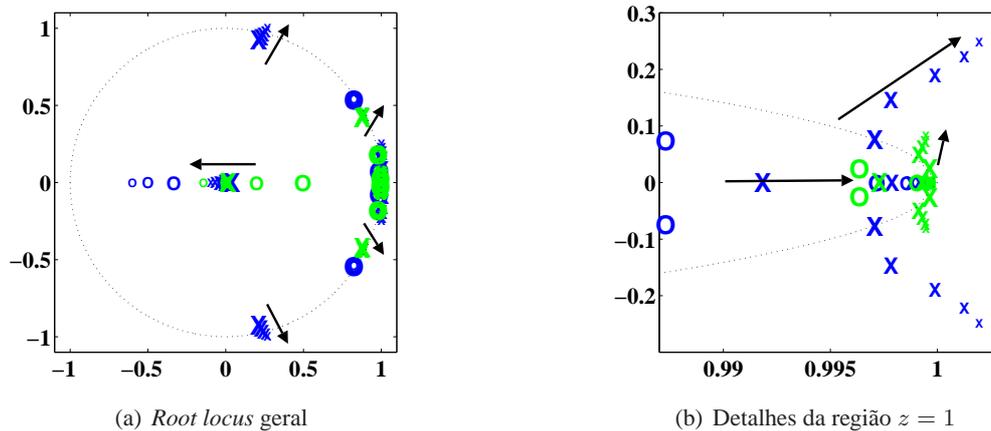


Figura 5.15: *Root locus* do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro ks com realimentação da corrente do conversor

Resistor de amortecimento do filtro (R_f)

Serão apresentados o *root locus* do sistema de controle em laço fechado, variando-se o resistor do filtro de amortecimento. Serão considerados dois casos: quando a corrente de realimentação do laço de controle é medida no lado do conversor (Figura 5.17) e no lado da rede (Figura 5.18). Para o resistor do filtro foi considerada uma variação de 0 até 2Ω .

Na Figura 5.17 observa-se que:

- O aumento do valor do resistor do filtro, aumenta o amortecimento da planta, o que pode ser observado através da direção em que os pólos e zeros da planta são levados com o aumento da resistência. A largura de banda da planta não é modificada, quando a planta é modificada e são mantidos os parâmetros do controlador. No entanto, o pólo introduzido pelo indutor

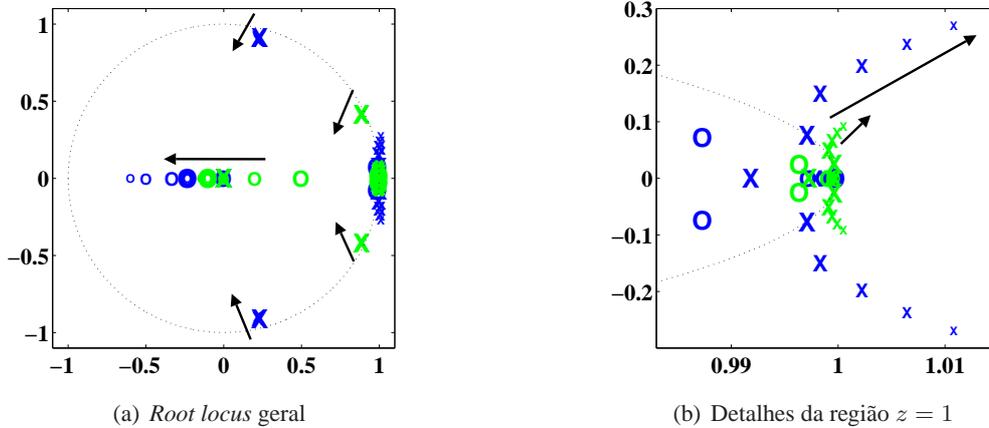


Figura 5.16: *Root locus* do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro ks com realimentação da corrente da rede

de comutação, não sofre modificações em sua alocação pelo fato de depender somente do valor do resistor interno. Para este caso considerou-se este resistor com valor nulo.

- A variação deste parâmetro não tem influência na dinâmica do controlador.
- O pólo relacionado com o atraso é levemente deslocado para regiões instáveis, porém seu efeito é ligeiramente observado.

Da Figura 5.18 pode-se concluir que:

- O aumento do resistor de amortecimento tem influência direta na planta do sistema. Isto é observado com o aumento de amortecimento, em função do aumento do valor do resistor. Para estas variações, a largura de banda da planta não é modificada. Observa-se também que o novo zero real é levado para a zona do limite de estabilidade, mas não apresenta influência nas características dinâmicas do sistema.
- Em relação ao pólo introduzido pelo atraso de *sampling* e ao controlador, foram obtidos resultados semelhantes. O primeiro deles é levemente trasladado para regiões instáveis, quase imperceptível. O controlador não apresenta alterações na sua configuração de pólos e zeros.

Indutância da rede (L_g)

A seguir será apresentado o *root locus* do laço de controle em malha fechada, variando o valor da indutância da rede. Adicionalmente, serão consideradas duas plantas diferentes, que se diferem de acordo com o lugar de medição da corrente de realimentação do controle, uma delas, é no lado do conversor (Figura 5.19) e a outra, no lado da rede (Figura 5.20). O valor da indutância da rede varia de 1 mH a 6 mH.

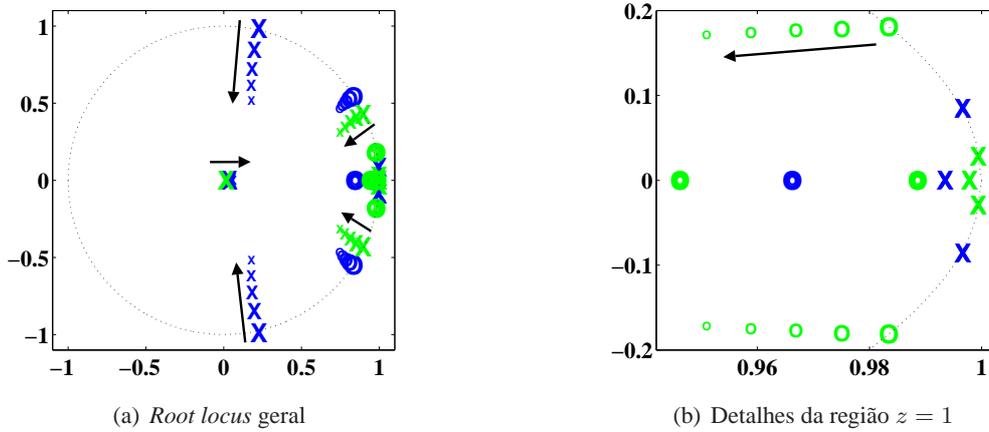


Figura 5.17: *Root locus* do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro R_f com realimentação da corrente do conversor

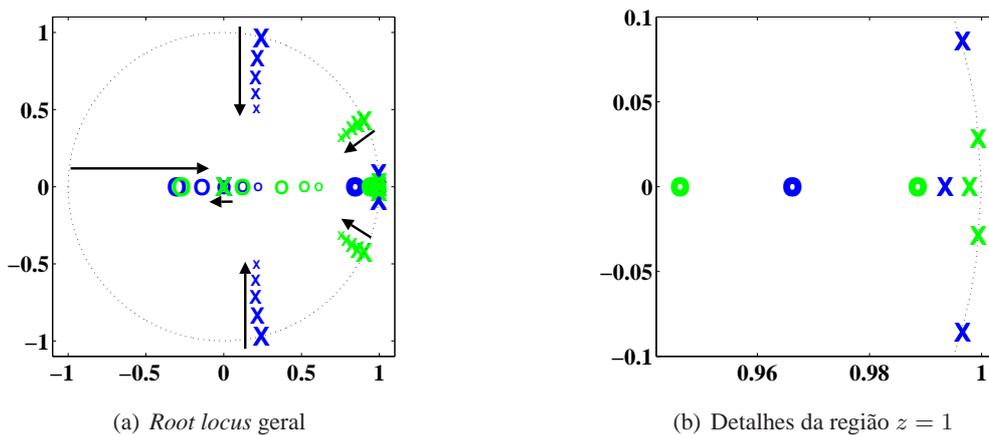


Figura 5.18: *Root locus* do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro R_f com realimentação da corrente da rede

Na Figura 5.19 observa-se que:

- As variações de indutância da rede refletem em todos os elementos do controle. Em geral, todos os pólos e zeros introduzidos, correspondentes à planta, são levados para uma zona instável. Dessa forma, a influência da rede torna-se mais forte.
- Em relação ao controlador, observa-se um comportamento semelhante, todos os pólos e zeros são levados para uma zona instável. Isto ocorre em virtude da frequência de ressonância do filtro ser modificada com as variações de indutância da rede. Desta forma, a planta não filtra de maneira adequada e componentes não desejadas entram no filtro, o que diminui efetividade do controlador. Além disso, a largura de banda do sistema diminui com o aumento da indutância da rede.
- O pólo correspondente ao atraso, apresenta um comportamento estável, mas é levado para

$z = 1$ ou $z = -1$ dependendo da frequência de amostragem.

Em relação à Figura 5.20 aprecia-se que:

- As variações da indutância de rede diminuem a largura de banda do laço de controle, conseqüentemente os pólos da planta são levados para a região do limite da estabilidade $z = 1$. O novo zero real é levado para regiões instáveis, mas sua influência é praticamente nula na estabilidade do sistema.
- Os pólos do controlador são alocados muito próximos à zona instável. Também nota-se que a frequência de ressonância do filtro é diminuída com um aumento no valor do indutor da rede.
- O pólo introduzido pelo atraso é levemente deslocado para zonas instáveis.

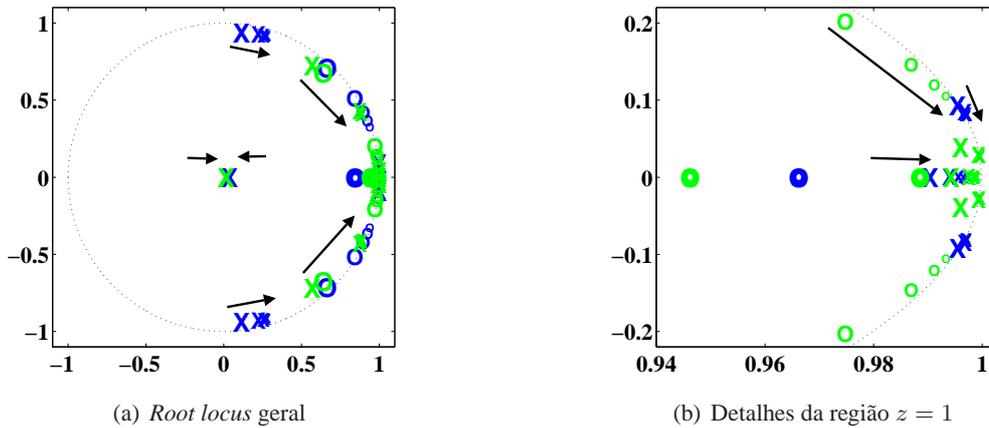


Figura 5.19: Root locus do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro L_g com realimentação da corrente do conversor

Observações gerais

Em resumo, observaram-se os seguintes resultados:

- A frequência de amostragem do conversor A/D do DSP, tem influência direta na alocação de pólos e zeros do sistema de controle em malha fechada, independente da planta ser controlada ou não. Com o aumento de f_s , os pólos do laço de controle tendem para $z = 1$ que é o limite da região de estabilidade. Isto ocorre porque $z = e^{j\omega T_s}$ e, de acordo com o aumento da frequência de amostragem, todos os pólos e zeros da planta tendem para $z = e^0$, que é o ponto limite já mencionado.
- No capítulo anterior, mostrou-se que o aumento de kp leva a um aumento na largura de banda do controlador. Porém, como foi visto nesta seção, o aumento na largura de banda do controlador também leva os pólos da planta para zonas instáveis. Um aumento excessivo deste ganho torna desprezível a parcela ressonante.

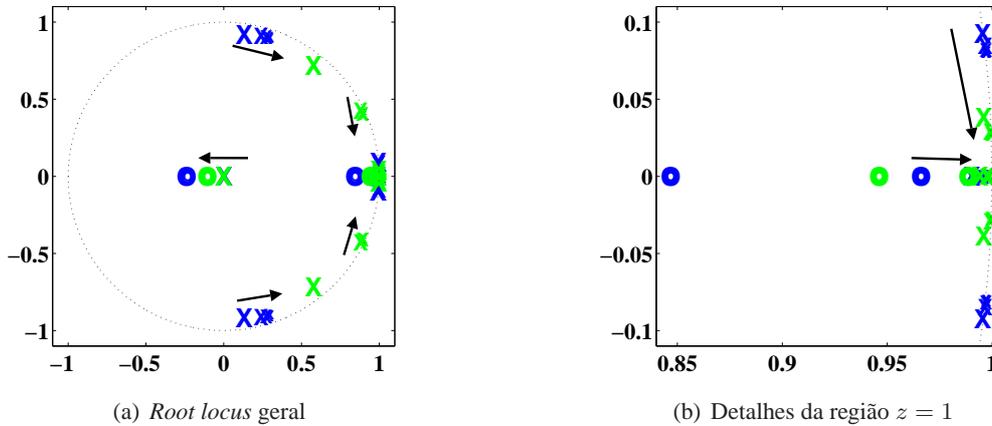


Figura 5.20: *Root locus* do controle de corrente em malha fechada para variações do parâmetro L_g com realimentação da corrente da rede

- Anteriormente foi dito que o aumento do ganho da parcela ressonante fornece seletividade ao controlador ressonante para a frequência desejada. Neste caso, observou-se que um aumento deste ganho para baixas frequências de amostragem gera alta sensibilidade nos pólos ressonantes do controlador para torná-los instáveis. Para altas frequências de amostragem, este efeito não é considerável. Além disso, notou-se que quando a realimentação é feita com a corrente da rede, um aumento deste ganho leva os pólos da planta para zonas estáveis. O oposto acontece quando a laço de controle é realimentado com a corrente de saída do conversor.
- Para ambas as plantas consideradas, observou-se que um aumento no valor do resistor de amortecimento, melhora a estabilidade da planta. Neste caso, todos os pólos e zeros relativos à planta são levados para o centro do círculo unitário. No controlador, esta modificação não apresentou efeitos. Porém, um aumento excessivo no valor deste resistor leva a perdas não desejadas, sobretudo quando se trata de altas potências.
- A variação do valor de indutor da rede, leva a grandes dificuldades no controle. Aumento no valor do indutor, leva os pólos e zeros do sistema para zonas instáveis. Desta forma, pode-se concluir, que este tipo de controlador não apresenta um comportamento efetivo para redes fracas.
- Independente da planta a controlar, o aumento da frequência de amostragem e indutância da rede provocam diminuição na largura de banda do laço de controle. Quando se pretende compensar harmônicos, os controladores ressonantes podem levar o sistema a instabilidades, caso a menor frequência a ser compensada esteja fora da largura de banda do laço de controle [1] e [22]. Logo, uma das soluções para este problema, pode ser a escolha de um ganho proporcional de acordo com o pólo complexo conjugado de menor frequência. Estes pólos são altamente amortecidos, porém com resposta lenta. Esta escolha aumentaria a largura de banda do sistema, mas caso o indutor da rede possua valor elevado, a largura de

banda pode ser diminuída, conseqüentemente, a resposta do sistema torna-se lenta. Além disso, o sistema de controle pode apresentar instabilidade.

5.5 Simulações com controle de corrente simplificado

A seguir, serão apresentados resultados de simulações computacionais, feitas a partir do modelo discreto simplificado do controle de corrente, apresentado na Figura 5.3, para ambas as plantas. Para isto, considerou-se a frequência de amostragem $f_s = 10$ kHz.

As simulações foram realizadas com o objetivo de avaliar a capacidade de rastreamento de referência e rejeição de distúrbios por parte do controlador. Em relação à sintonização dos parâmetros do controlador, utilizou-se como primeira aproximação os valores obtidos no capítulo 4. Em conjunto com a resposta em frequência, o *root locus* do sistema de controle e as simulações forneceram os parâmetros finais do controlador, que são: $k_p = 1,5$ e $k_s = \sqrt{2}$. Os parâmetros do filtro, do conversor e do sistema de potência foram mantidos.

5.5.1 Resultados

Rastreamento de uma referência de corrente de amplitude fixa

As Figuras 5.21 e 5.22 ilustram a resposta a um degrau de corrente, com medição da corrente no lado do conversor e da rede, respectivamente. Para isto, um sinal senoidal de amplitude 1 p.u. e frequência 60 Hz é introduzido em $t=0,01$ s até 0,15 s. As Figuras 5.21(a) e 5.22(a) mostram o sinal de referência (preto) e o sinal rastreado pelo controle (cinza).

Para ambas as plantas, observa-se a eficiência do controlador em rastrear o sinal de referência. Também não existem diferenças entre as respostas obtidas com a aplicação do degrau, o que pode ser visto em mais detalhe nas Figuras 5.21(b) e 5.22(b).

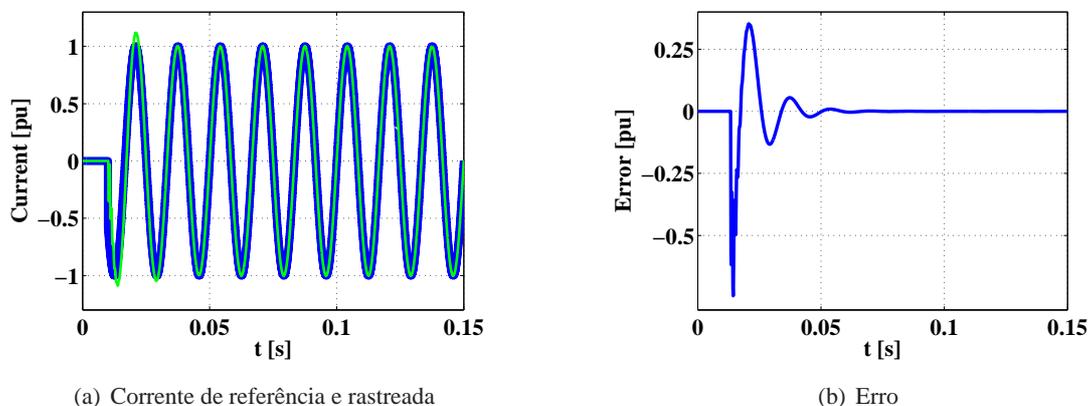


Figura 5.21: Resposta a um degrau senoidal para o laço de controle de corrente com realimentação de corrente de conversor

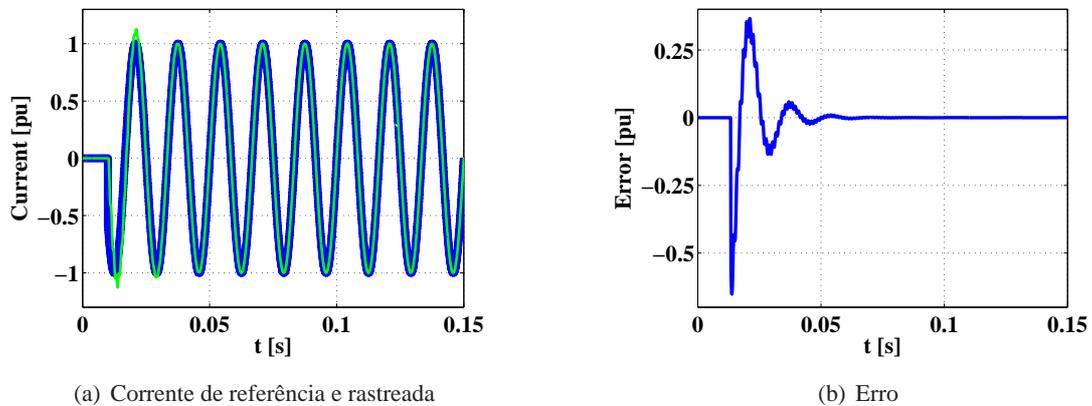


Figura 5.22: Resposta a um degrau senoidal para o laço de controle de corrente com realimentação de corrente da rede

Rastreamento de uma referência de corrente de amplitude variável

Nesta seção será analisada a flexibilidade do controlador ressonante em rastrear adequadamente as diferentes referências impostas, utilizando ambas as plantas. Para isto, uma corrente de referência de 1 p.u. de amplitude e 60 Hz de frequência é dada como referência até $t=0,1$ s, em seguida, a amplitude da referência passa a assumir um valor de 1,5 p.u., até $t=0,2$ s. Finalmente a referência é diminuída a 0,5 p.u., até o fim da simulação. As Figuras 5.23 e 5.24 apresentam os resultados desta situação. A corrente de referência é rastreada pelo controlador em ambos os casos. Estes resultados são ilustrados nas Figuras 5.23(a) e 5.24(a), respectivamente. Os sinais de erro entre as correntes são apresentados nas Figuras 5.23(b) e 5.24(b).

O zero ressonante introduzido pela realimentação da corrente do conversor, no caso de não existir amortecimento de ressonância, não gera diferença significativa entre as respostas ao degrau do laço de controle da Figura 5.23 com a Figura 5.24.

Capacidade de rejeição ao distúrbio

Serão realizadas simulações com o objetivo de comprovar a capacidade do controlador ressonante de rejeitar distúrbios, utilizando um exemplo onde em $t=0,1$ s é introduzido um distúrbio com frequência fundamental igual a do sinal de entrada (frequência de sintonização do controlador) e amplitude de 0,5 p.u., sendo também considerado um ruído branco de 0,01% de amplitude.

As Figuras 5.25 e 5.26 ilustram os resultados de simulação obtidos. Nesta situação, o zero ressonante introduzido pela planta com realimentação de corrente do conversor influencia o desempenho do controlador no processo de rejeição ao distúrbio. Isto ocorre em decorrência do controlador ser projetado para distúrbios na frequência fundamental do sinal de entrada. Além disso, este zero ressonante representa impedância zero para a frequência de ressonância

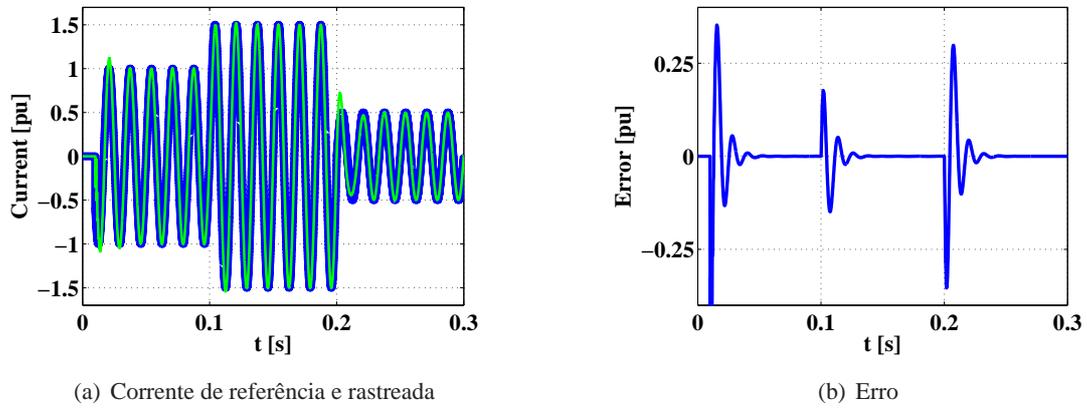


Figura 5.23: Capacidade de rastreamento de referência do controlador ressonante, no laço de controle de corrente com realimentação de corrente do conversor

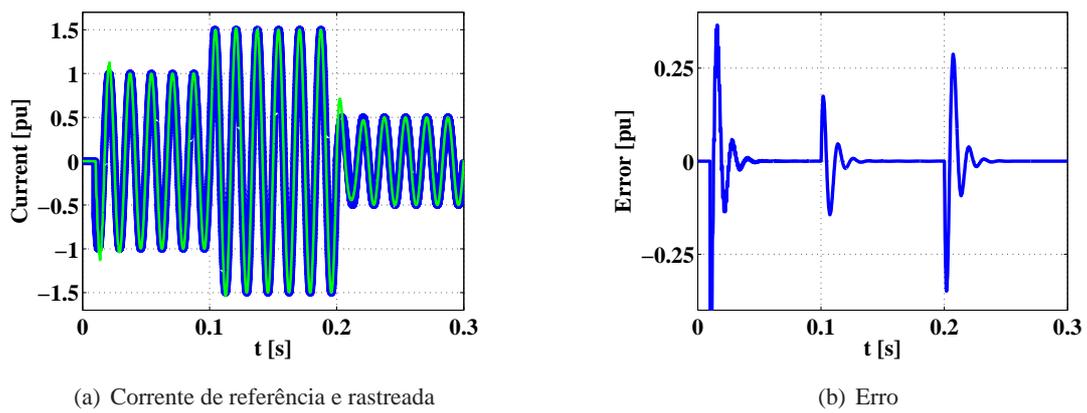


Figura 5.24: Capacidade de rastreamento de referência do controlador ressonante, no laço de controle de corrente com realimentação de corrente da rede

entre o capacitor do filtro e o indutor da rede, neste caso, 400 Hz aproximadamente. Logo, este controlador injetaria corrente com frequência fundamental, mais uma componente de baixa amplitude de 400 Hz. Os sinais de erro obtidos são mostrados nas Figuras 5.25(b) e 5.26(b).

Observa-se que quando o laço de controle de corrente é realimentado com a corrente da saída do conversor, na Figura 5.25, a rejeição ao ruído parece ser mais ruidosa, devido a que esta alternativa apresenta menos atenuação para altas frequências. O contrário acontece para a realimentação do laço de controle com a corrente da rede, na Figura 5.26, onde a atenuação de altas frequências é maior.

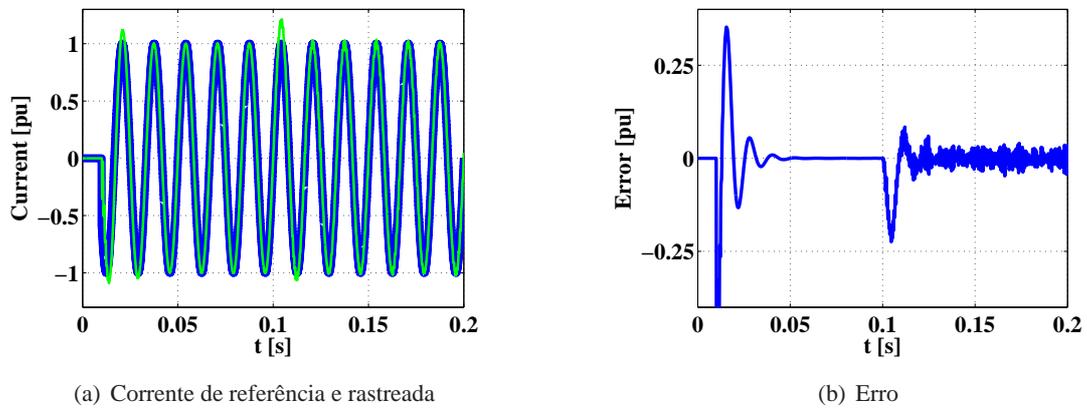


Figura 5.25: Capacidade de rejeição ao distúrbio, no laço de controle de corrente com realimentação de corrente do conversor

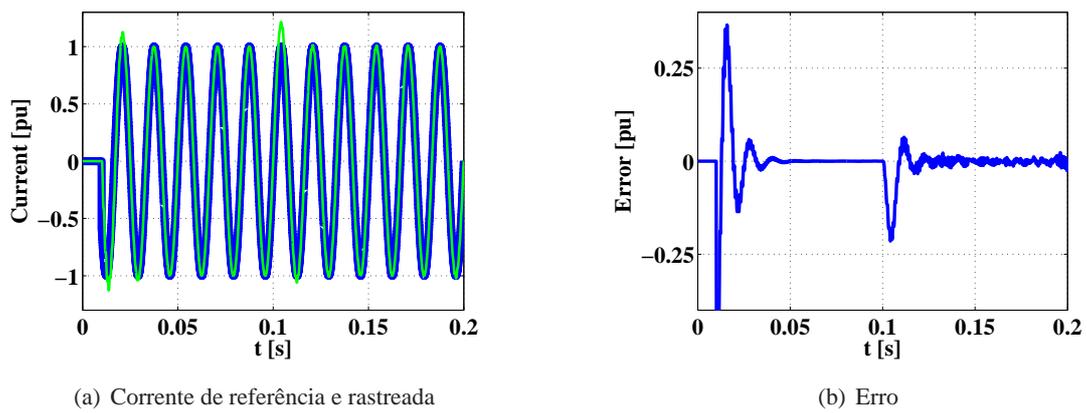


Figura 5.26: Capacidade de rejeição ao distúrbio, no laço de controle de corrente com realimentação de corrente da rede

5.5.2 Observações Gerais

Nos resultados de simulação apresentados, observou-se que o *overshoot* e tempo de resposta são similares independente da planta a controlar, que diferem são zeros complexos e um zero real. Isto é devido ao fato que estes zeros são de fase mínima e portanto não têm maior influência na dinâmica da planta.

Como foi dito anteriormente, a realimentação da corrente do conversor introduz um zero ressonante determinado pelo capacitor do filtro e a impedância da rede. Este zero representa uma impedância nula para estas frequências, logo este esquema injeta uma corrente de frequência fundamental, mais um componente harmônico não desejado de 400 Hz, aproximadamente. Este componente harmônico pode ocasionar problemas de ressonância, se as impedâncias harmônicas da mesma frequência estiverem presentes no espectro harmônico da rede. De acordo com a resposta

em frequência deste esquema, a atenuação produzida para altas frequências é menor que a produzida com o esquema de realimentação com a corrente de injeção na rede.

5.6 Resposta em frequência do controle de corrente

Na Figura 5.27 ilustra-se a resposta em frequência de malha aberta do laço de controle de corrente, com realimentação da corrente do conversor. Observa-se que o pólo de ressonância em $\omega_0 = 377$ rad/seg, corresponde ao controlador ressonante. Como foi dito anteriormente, a diminuição do ganho proporcional (kp) aumenta a estabilidade do sistema levando todos os pólos do sistema para o interior do círculo unitário. Porém, a diminuição deste parâmetro leva a diminuição da largura de banda do controlador, neste caso 610 rad/seg. Segundo [1], o ganho proporcional deve estar de acordo com a largura de banda do controlador, devendo ser maior que a última componente harmônica a ser compensada. Caso contrário as correntes da rede apresentarão alto conteúdo harmônico.

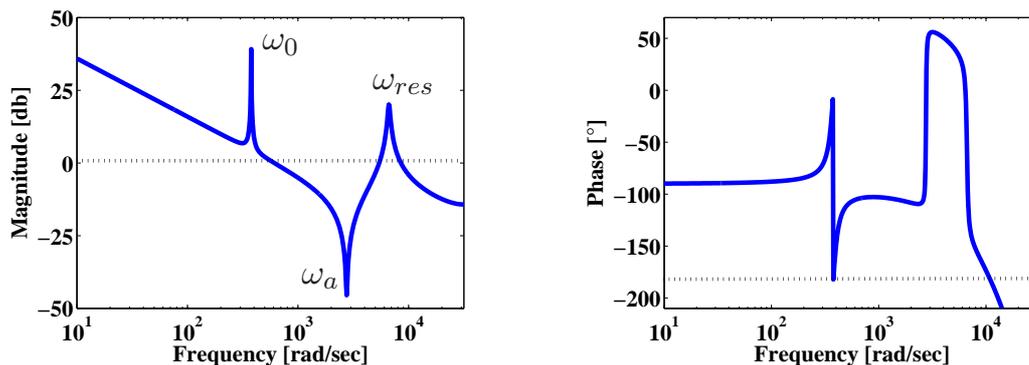


Figura 5.27: Resposta em frequência do controle de corrente com realimentação de corrente do conversor em malha aberta

A variação do ganho proporcional estabelece uma relação entre a largura de banda do controlador e a estabilidade do sistema, que pode ser complexa do ponto de vista da sintonização deste parâmetro, quando o objetivo é compensar mais de uma componente harmônica. Esta relação independe da planta do sistema de controle. O ganho do termo ressonante tem influência na seletividade do controlador e na estabilidade do sistema, mencionado anteriormente.

Os pólos e zeros de alta frequência, relativos ao filtro de chaveamento, geram diferenças nos diagramas de bode apresentados. A Figura 5.27 apresenta um zero (ω_a) e um pólo ressonante (ω_{res}), de acordo com a função de transferência (5.9). O zero ressonante permite injeção de corrente, além das frequências estabelecidas para compensação, de uma componente de alta frequência causada por uma ressonância entre o capacitor do filtro e o indutor da rede. Como foi visto anteriormente, variações no indutor da rede podem ocasionar o cancelamento do pólo com o zero ressonante, fazendo com que o filtro atue como indutor de comutação do conversor, com

uma inclinação de -60 dB/dec. A frequência de ressonância do filtro é calculada normalmente uma década abaixo (1 kHz) da frequência de chaveamento (10 kHz), obtendo-se ganho nulo para a frequência de chaveamento.

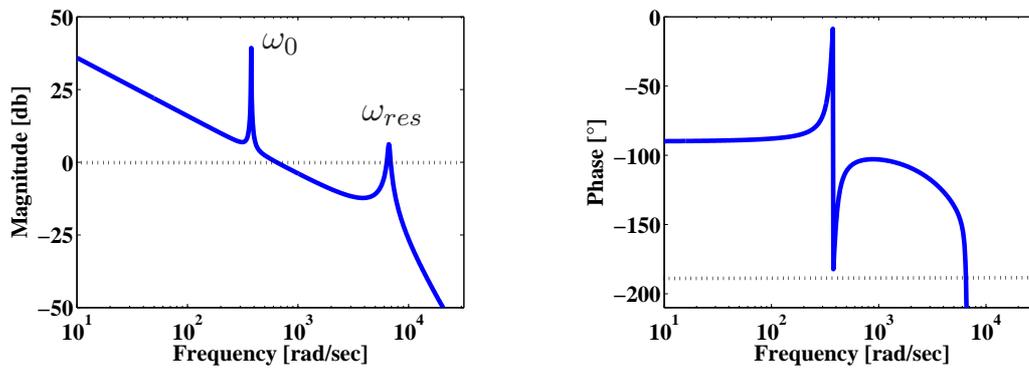


Figura 5.28: Resposta em frequência do controle de corrente com realimentação de corrente da rede em malha aberta

A Figura 5.28 representa a resposta em frequência, do sistema de controle representado pela função de transferência (5.17). Este não apresenta o zero ressonante mencionado anteriormente, o que é vantajoso do ponto de vista da ressonância, neste caso, a corrente injetada, idealmente, apresentará só uma componente fundamental. Também, existe maior atenuação para as componentes de alta frequência. Contudo, o pólo ressonante relativo à frequência de chaveamento prevalece.

Em ambas as representações em frequência dos sistemas de controle, a margem de fase foi de aproximadamente 80° , o que representa um índice aceitável de estabilidade.

6. Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação computacional e implementação experimental da nova estratégia de controle aplicada ao DSTATCOM. Estas novas modificações incluem o detector de seqüência positiva no controle principal e o controlador ressonante no laço de corrente, desta forma, o conversor acaba sendo completamente controlado por integradores generalizados.

Inicialmente, é feita uma breve descrição do sistema de potência experimental a ser simulado e da nova estratégia de controle usada. Em seguida, são apresentados e comparados os resultados das estratégias dos controles, obtidos através de simulação com o software PSCAD e na implementação em um protótipo experimental.

6.1 Circuito de potência do STATCOM

Na simulação, reproduziu-se um protótipo experimental de um DSTATCOM trifásico, tendo como valores base $V_{base} = 220$ V, $S_{base} = 25$ kVA, e conseqüentemente, $I_{base} = 65,6$ A.

Em relação ao filtro LC não aterrado, que pode ser visto na Figura 6.1, foi sintonizado em $f_t = f_{sw}/10 = 1$ kHz. Tendo como dado o indutor do filtro $L_i = 400\mu\text{H}$, obteve-se o capacitor do filtro $C_f = 1/((2\pi 1k)^2 L_i) \approx 63,3\mu\text{F}$. O resistor de amortecimento foi calculado segundo o fator de qualidade do filtro, ou seja, para uma sintonia fina do filtro $Q = R/(\omega L) = 0,02$, utiliza-se um resistor de $R_f = 0,5\Omega$.

O capacitor do lado contínuo foi estabelecido em $C = 4700\mu\text{F}$, segundo [65], e a tensão foi regulada em 500 V. Na Figura 6.1 é apresentado um diagrama unifilar simplificado da etapa de potência da simulação e implementação.

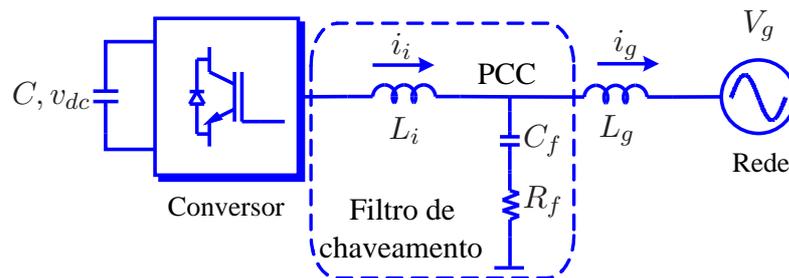
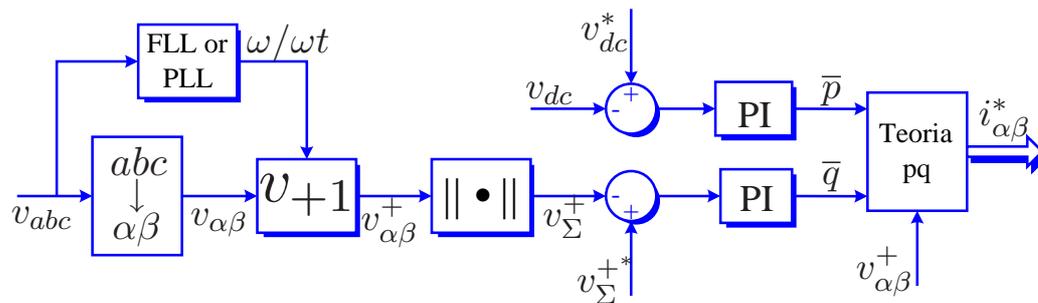


Figura 6.1: Diagrama unifilar da etapa de potência do DSTATCOM.

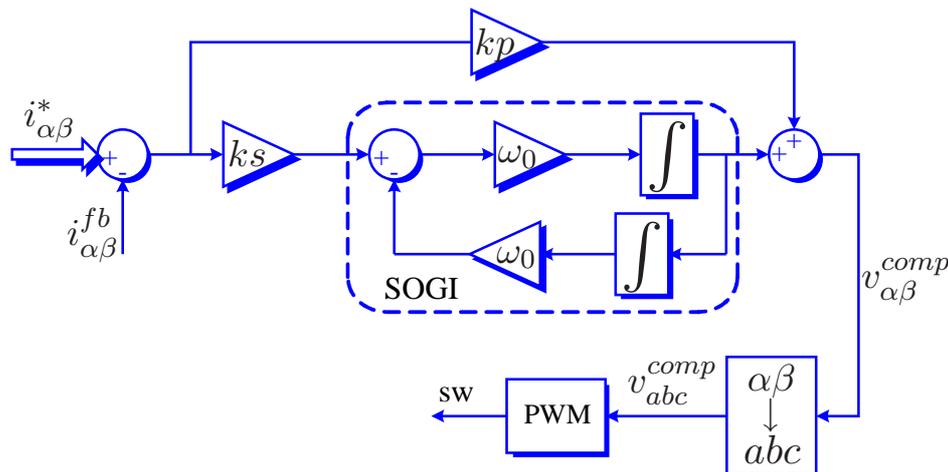
O diagrama ilustrado na Figura 6.1 é uma representação idealizada do esquema montado na bancada, onde não foram considerados efeitos resistivos dos cabos, capacitâncias parasitas e acoplamentos magnéticos. Outra das incertezas apresentadas foi o valor exato da indutância da rede, que neste caso foi estimado em $L_g = 2$ mH, o que representa aproximadamente 40% da impedância base do conversor.

6.2 Descrição da nova estratégia de controle

Nesta secção será explicada a nova estratégia de controle implementada no DSTATCOM, a Figura 6.2 mostra um diagrama completo deste sistema de controle.



(a) Controle principal



(b) Laço de controle de corrente

Figura 6.2: Diagrama de blocos do controle de tensão do DSTATCOM.

No diagrama de blocos podem-se apreciar principalmente duas etapas: o controle principal e o laço de controle de corrente, que serão detalhados a seguir.

O esquema de controle apresentado tem por objetivo controlar a tensão do PCC, porém para o controle do fator de potência basta trocar a referência de \bar{q} para o controle principal, de acordo ao proposto na Figura 3.19 do capítulo 3.

6.2.1 Controle principal

O controle principal, apresentada na Figura 6.2(a), tem por objetivo fundamental fornecer as correntes de referência para satisfazer o objetivo do controle, ou seja, manter a tensão do

barramento regulada ou compensar o fator de potência, em conjunto com um controle de v_{dc} para manter regulada a tensão dos capacitores. Os dois primeiros objetivos são controlados individualmente, ou seja, podem ser controlados um de cada vez. Esta limitação pode ser explicada pelo fato de que ambos dependem da potência imaginária \bar{q} . A tensão dos capacitores é regulada através da potência real \bar{p} .

A seguir, serão detalhadas duas possíveis opções de controle principal do DSTATCOM.

Regular a tensão do barramento: neste caso, é calculado o valor RMS da tensão de seqüência positiva do PCC, mediante o algoritmo apresentado na seção 3.2.2. Este valor é comparado com a referência desejada e gera uma referência de potência imaginária \bar{q} , através de um regulador, que atuará como variável de controle.

Compensar fator de potência: este objetivo é mais simples, já que está baseado no cálculo da potência reativa da carga, que será compensada pelo conversor. Esta conta é feita utilizando-se a teoria pq, onde é calculada a potência imaginária q e mediante um filtro passa baixas é obtida a parcela de potência reativa a ser compensada, \bar{q} . No capítulo 5, foi proposta outra forma de calcular a potência reativa da carga, a ser compensada pelo conversor.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 6.2 refere-se ao controle da tensão do barramento controlado. Com as parcelas de potências de compensação e as tensões de seqüência positiva do PCC, são calculadas as correntes de compensação de referência, segundo a formulação da teoria pq, apresentada no apêndice A. Independente da alternativa de regulação do conversor, a compensação é feita sempre sobre correntes de frequência fundamental de seqüência positiva.

6.2.2 Laço do controle de corrente

O diagrama de blocos, ilustrado na Figura 6.2(b), tem como entradas as correntes de referência fornecidas pela etapa de controle anterior ($i_{\alpha\beta}^*$). Este sinal é comparado com a corrente injetada na rede, e o erro gerado é transformado em um sinal de tensão, através de um controlador ressonante como foi apresentado no capítulo 5. Este sinal de tensão serve como entrada para o modulador seno triângulo, que fornece um conjunto de estados para as chaves do conversor.

6.3 Considerações sobre o controle clássico do DSTATCOM

Os resultados teóricos obtidos neste trabalho serão levados em conta para a implementação do controle clássico do STATCOM. A nova proposta de controle será comparada com o controle clássico apresentado em [5], porém, este vai ser implementada com uma modificação que será indicada a seguir.

6.3.1 Modificação na posição do sensor de corrente

Esta diz respeito à posição do sensor de medição de corrente, para realimentar o laço de controle PWM da corrente do conversor. A Figura 6.3 ilustra as correntes de injeção do conversor, quando o laço de corrente é realimentado com a corrente do conversor (Figura 6.3(a)) e da rede (Figura 6.3(b)).

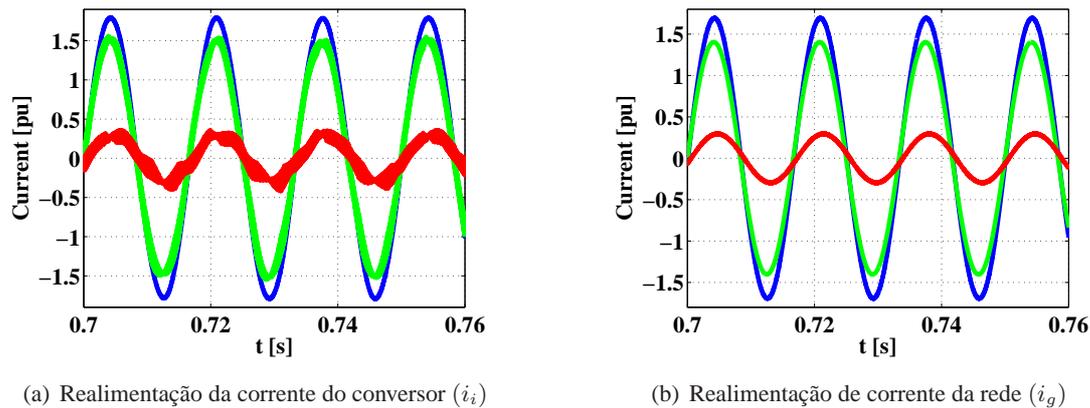


Figura 6.3: Corrente de referência \blacksquare , de realimentação \blacksquare e erro \blacksquare em eixo estacionário α .

Este resultado foi mostrado previamente no capítulo da análise do controle de corrente. Naquela análise, o controlador utilizado foi um ressonante, visando estudar a influência deste novo controlador neste laço. O controle clássico utiliza controladores PI somente, mas isto não faz diferença devido ao fato que a influência dos controladores, PI ou PR, é na parte baixa da resposta em frequência do sistema de controle. Logo a análise feita anteriormente para altas frequências é válida para este caso também.

Como foi discutido no capítulo 5, a realimentação da corrente do conversor apresenta dois problemas principais. O primeiro deles é que introduz correntes de compensação com uma componente fundamental acrescida de uma componente com frequência aproximadamente de 400 Hz, que poderia ocasionar ressonâncias indesejadas. O segundo problema é o que pode ser observado na Figura 6.3, a realimentação de corrente do conversor fornece uma planta para o laço de controle de corrente com uma atenuação baixa para altas frequências, em comparação com a medição no lado da rede. Isto explica-se pelo fato de que os filtros LC são normalmente sintonizados com frequência de corte uma década abaixo de frequência da chaveamento, sem considerar o indutor da rede, e este não apresenta uma atenuação adequada para altas frequências, e de fato, as oscilações em alta frequência observadas na corrente de injeção são em 10 kHz. Como foi mostrado na resposta em frequência do controle de corrente, este gera uma ressonância em 1 kHz, devido a frequência de corte estabelecida.

6.4 Simulação computacional

A seguir, são apresentados os resultados de simulação de ambos os algoritmos de controle aplicados ao DSTATCOM. Com o objetivo de comparar a dinâmica destas estratégias de controle, elas serão simuladas nas mesmas condições de operação.

6.4.1 Comparação das estratégias de controle

O tempo de simulação total é de 1,5 s, em $t=0,15$ s o conversor é ligado na rede. Até $t=0,6$ s o DSTATCOM regula a tensão do PCC em 1,0 p.u., entre $0,6 < t < 1$ s o conversor trabalha com características indutivas, baixando a tensão para ,9 p.u. De $t=1$ s até o final da simulação, o DSTATCOM trabalha gerando correntes capacitivas, elevando a tensão para 1,1 p.u.

A Figura 6.4 mostra uma das principais diferenças obtidas com esta nova proposta de controle no laço de corrente. Ilustra-se as correntes de referência, de realimentação do laço de controle e o erro entre elas. De acordo com os resultados apresentados nos capítulos anteriores, observa-se que quando é utilizado o controlador PI no laço de corrente (Figura 6.4(a)), o erro em regime permanente é oscilatório e nunca chega a zero. Porém, quando são usados os controladores ressonantes (Figura 6.4(b)) o erro é nulo em regime permanente, satisfazendo o objetivo básico de controle que é obter uma saída de acordo com a referência estabelecida.

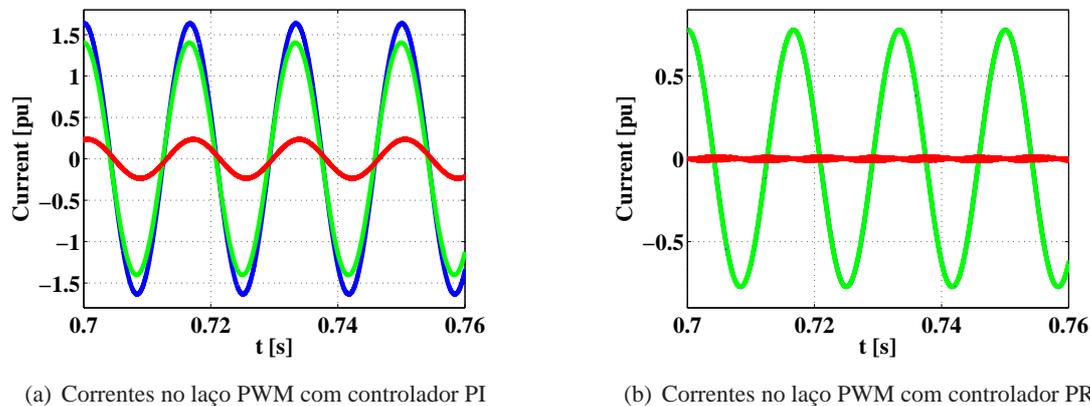


Figura 6.4: Correntes de referência i_{α}^* ■, de *feedback* i_{α}^{fb} ■ e erro ■ correspondentes ao laço de controle de corrente do conversor.

A Figura 6.5 apresenta a resposta do detector de seqüência positiva durante o período transiente do sistema. Quando o conversor não está ligado na rede, a tensão de pico do barramento é de 1,2 p.u., aproximadamente. Além disso, observa-se que o antigo detector de seqüência leva aproximadamente 10 ciclos para detectar a tensão desejada, enquanto o novo detector tem uma resposta muito rápida, 1 ciclo aproximadamente.

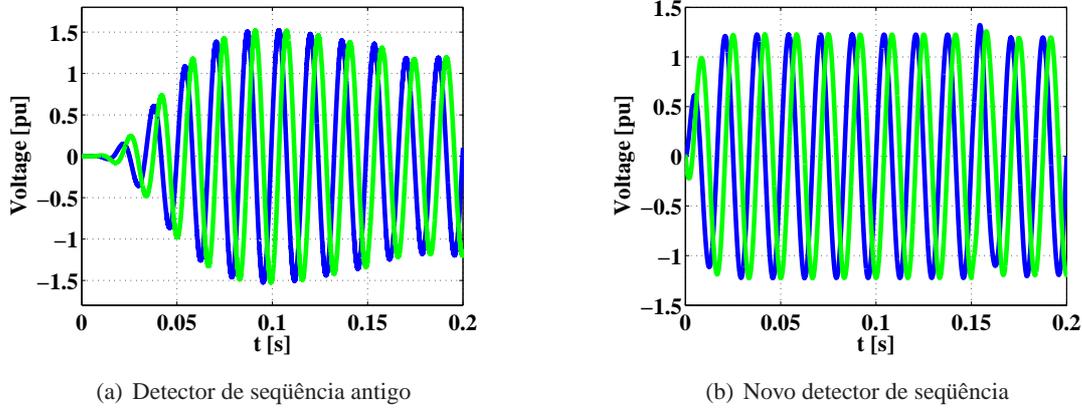


Figura 6.5: Detecção da tensão de seqüência positiva em v_α e v_β durante o transitório do sistema. O conversor ainda não é ligado na rede.

Na Figura 6.6 são mostradas as dinâmicas das variáveis envolvidas na regulação da tensão do PCC.

Observa-se que a resposta do novo detector de seqüência é mais rápida que a do antigo, fornecendo o valor da tensão RMS do PCC quase instantaneamente. Outra observação importante é que com o controle clássico, devido ao erro permanente da corrente gerada com relação a sua referência, por se tratar de um controle de regulação de tensão em malha fechada, a variável \bar{q} acaba por assumir valores maiores para compensar o erro introduzido no PWM. Para analisar este efeito, considere que o DSTATCOM está fazendo compensação puramente reativa, ou seja, não existe fluxo de energia entre o conversor e a rede. Com base nos diagramas fasoriais obtidos no capítulo 2, tem-se que:

$$|\dot{V}_g| = |\dot{V}_i| \pm |\dot{V}_L| = |\dot{V}_i| \pm |x_L||I| \Rightarrow |\dot{V}_i| = |\dot{V}_g| \mp |x_L||I|. \quad (6.1)$$

Como o conversor gera uma corrente puramente reativa, a expressão da variação da tensão do PCC em relação à variação da corrente é dada por:

$$\frac{\partial |\dot{V}_i|}{\partial |I|} = \mp |x_L| \approx \mp \omega L_g. \quad (6.2)$$

De maneira geral, a expressão (6.2) indica que as variações na tensão do PCC dependem da indutância equivalente de conexão entre o equipamento e o sistema (o sinal na expressão anterior indica se a compensação é capacitiva + ou indutiva -). Porém, a indutância de comutação do conversor é parâmetro de projeto, mas a indutância da rede é variável. Então, as variações de tensão da rede dependem da indutância da rede, ou seja, para redes fortes (baixos valores de L_g , tem-se altas potências de curto-circuito) grandes variações de reativos geram pequenas variações na tensão de PCC. O contrário é desejado para um adequado funcionamento do DSTATCOM. Para redes fracas (altos valores de L_g , têm-se baixas potências de curto-circuito) pequenas

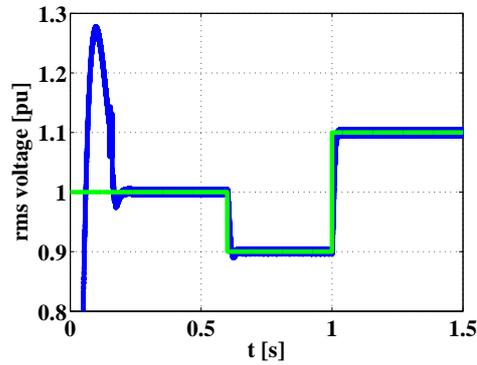
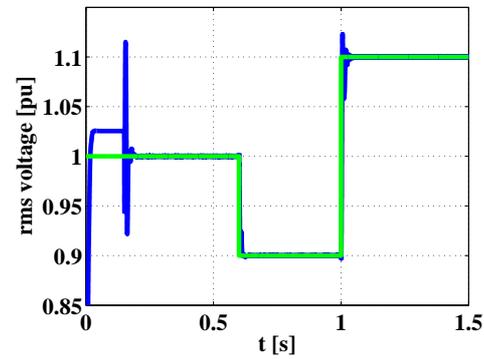
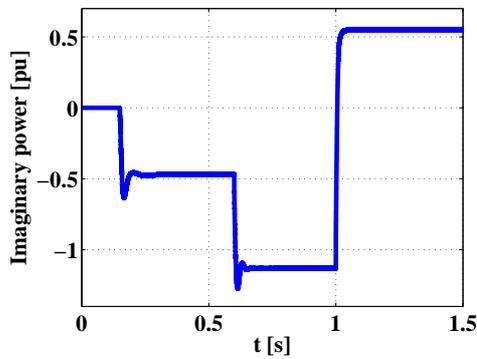
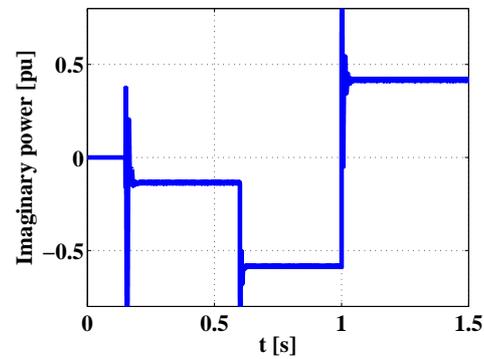
(a) v_{Σ}^{+*} e v_{Σ}^{+} com o controle clássico(b) v_{Σ}^{+*} e v_{Σ}^{+} com o controle proposto(c) \bar{q} com o controle clássico(d) \bar{q} com o controle proposto

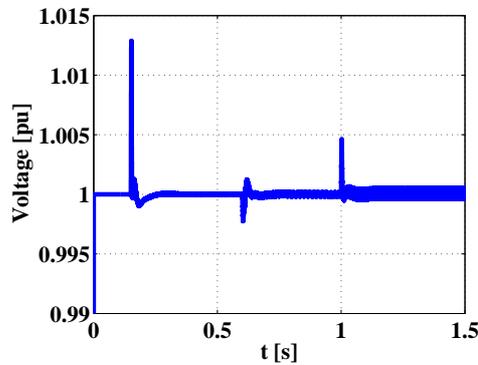
Figura 6.6: Variáveis envolvidas no controle da tensão RMS do PCC. Os gráficos superiores indicam a referência de tensão RMS (v_{Σ}^{+*}) — linha verde — e o valor de tensão real (v_{Σ}^{+}) — linha azul —. Os gráficos inferiores indicam a potência imaginária de compensação (\bar{q}) para manter o nível de tensão desejado.

variações de reativos provocam variações razoáveis na tensão do barramento.

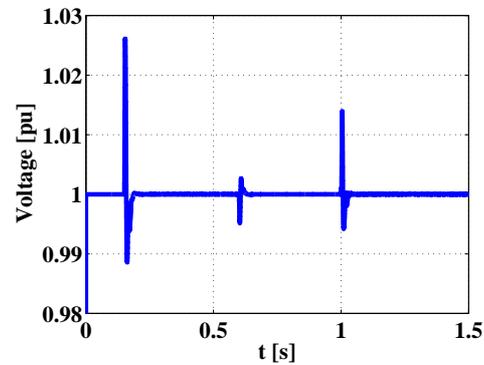
Conclui-se que no controle do DSTATCOM baseado em controle PWM ressonante é mais eficaz e evita que a variável \bar{q} no controle principal venha alcançar seus limites máximos indevidamente.

Isto deve-se ao fato de que o controle PWM clássico, conforme visto na Figura 6.4, a corrente de injeção é sempre menor que a corrente de referência. Logo, o laço de controle da tensão do PCC gerará um sinal \bar{q} de controle maior para suprir este erro de corrente. Por outro lado, quando utilizados os controladores ressonantes, que garantem erro nulo em regime permanente, o sinal \bar{q} é menor que no caso anterior, já que o controle da tensão do PCC não precisa suprir erros da malha de corrente. Evidentemente, a potência imaginária (\bar{q}) efetivamente gerada pelo STATCOM será a mesma nos dois casos.

Na Figura 6.7 são mostradas as variáveis envolvidas no laço de controle da tensão dos capacitores. As Figuras 6.7(a) e 6.7(b) ilustram a tensão dos capacitores, enquanto as Figuras 6.7(c) e 6.7(d) mostram os sinais de controle dentro do controlador principal, correspondentes à potência real necessária para controlá-lo. Quando utilizado o controle clássico, percebe-se que este sinal chega a quase 10%. Isto é devido a que em regime permanente o PI utilizado no laço PWM de controle de corrente gera erro em fase e amplitude, logo a corrente de saída do conversor não está completamente em quadratura com a tensão sintetizada pelo conversor, o que conseqüentemente gera um fluxo de energia indesejado. Com o sistema de controle proposto, os níveis de potência real são baixos ($< 1\%$), exclusivamente para suprir perdas do sistema de potência do conversor.



(a) Tensão dos capacitores com o controle clássico



(b) Tensão dos capacitores com o controle proposto

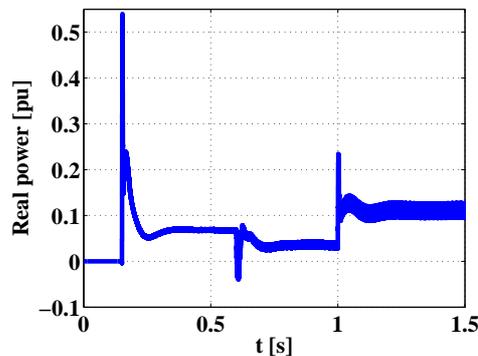
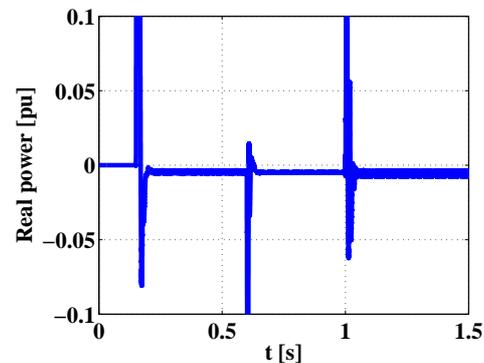
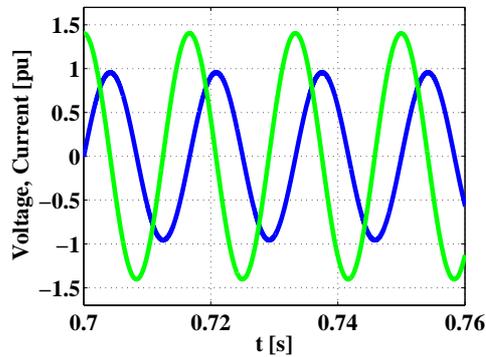
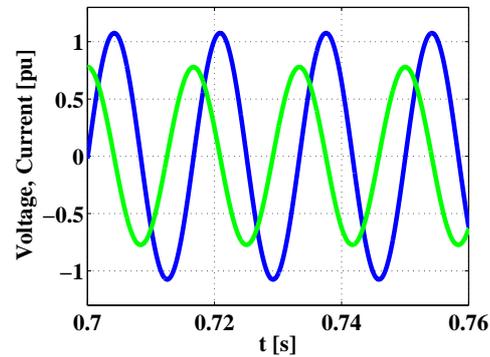
(c) Dinâmica da \bar{p} no controle clássico(d) Dinâmica da \bar{p} no controle proposto

Figura 6.7: Variáveis envolvidas no controle da tensão dos capacitores.

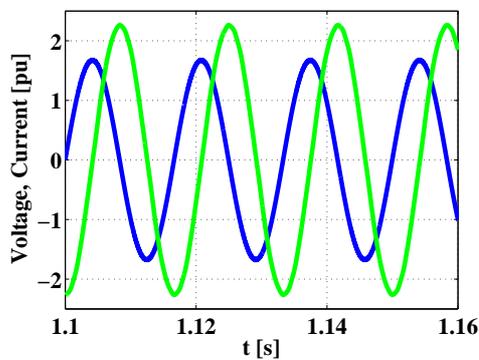
Os resultados apresentados na Figura 6.8 correspondem aos sinais de referência para os controles PWM clássico (PI) e o proposto (PR) de corrente no eixo α e a tensão no mesmo eixo para compensações capacitiva e indutiva. Observa-se que devido aos problemas de erros mencionados anteriormente, as referências de correntes reativas passam o valor 1 p.u., chegando quase ao dobro em amplitude. Isto não ocorre com o controle proposto, para satisfazer os mesmos objetivos de compensação, devido ao uso dos controladores ressonantes no laço PWM.



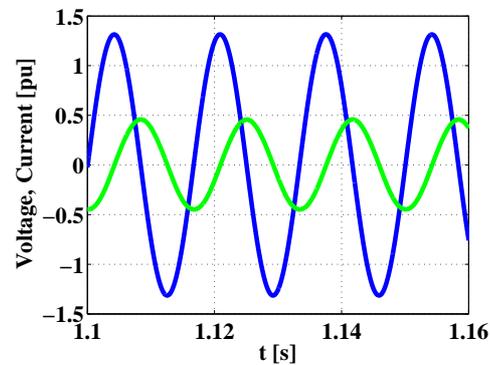
(a) Compensação capacitiva com controle clássico



(b) Compensação capacitiva com controle proposto



(c) Compensação indutiva com controle clássico



(d) Compensação indutiva com controle proposto

Figura 6.8: Esquema de correntes de referência (i_{α} ■) e tensões (v_{α} ■) de compensação em quadratura do DSTATCOM.

6.5 Resultados experimentais

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais da implementação dos controles do DSTATCOM em um protótipo experimental de 25 kVA. Objetivando comparar os resultados, foram implementados os dois algoritmos de controle com um DSP de ponto fixo da empresa FREESCALE modelo MC56F8323, sob as mesmas condições de operação.

6.5.1 Comparação das estratégias de controle na implementação

Na Figura 6.9 são apresentadas as correntes envolvidas no laço de controle de corrente do STATCOM, para o eixo α . Como foi comprovado na simulação, observa-se que o laço PWM, controlado por reguladores PI, não consegue eliminar o erro em regime permanente entre as correntes. No entanto, com o uso de controladores ressonantes a amplitude do erro é desprezível, podendo ser considerada nula.

Na Figura 6.10 são ilustradas as correntes trifásicas de compensação, operando em modo

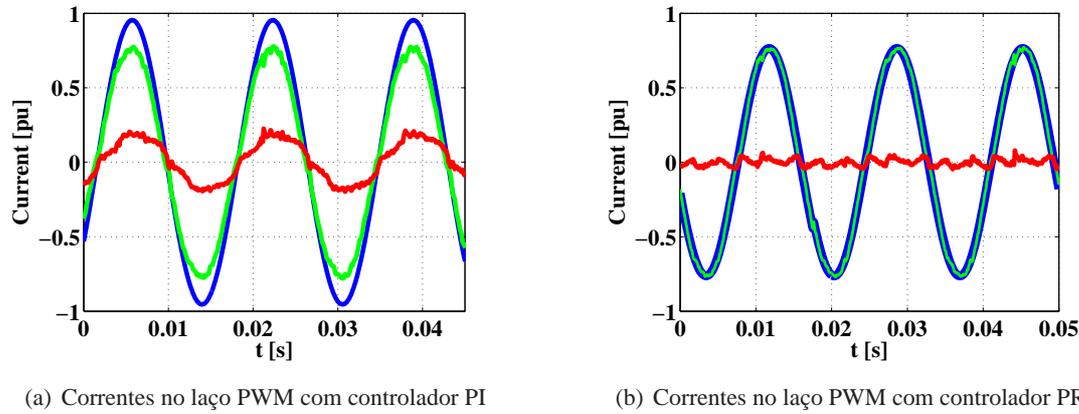


Figura 6.9: Correntes de referência i_{α}^* ■, de feedback i_{α}^{fb} ■ e erro ■ correspondentes ao laço de controle de corrente do conversor.

capacitivo e indutivo. De acordo com os esquemas fasoriais apresentados no capítulo 2, observa-se que quando a compensação é capacitiva, o equipamento tem que sintetizar uma tensão maior, conseqüentemente, maiores valores de potência imaginária e corrente de compensação. A Tabela 6.1 apresenta um resumo dos valores RMS das correntes.

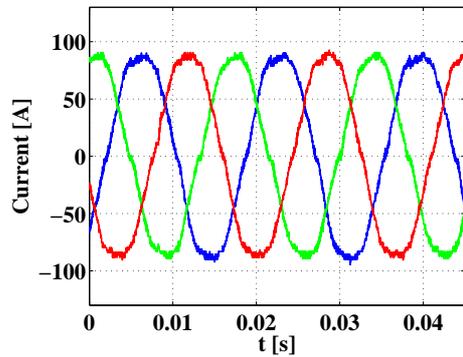
Variáveis	Indutivo		Capacitivo	
	Controle proposto	Controle clássico	Controle proposto	Controle clássico
Corrente RMS [A]	63,8	63,9	74,1	74,5

Tabela 6.1: Valor RMS das correntes de compensação do conversor.

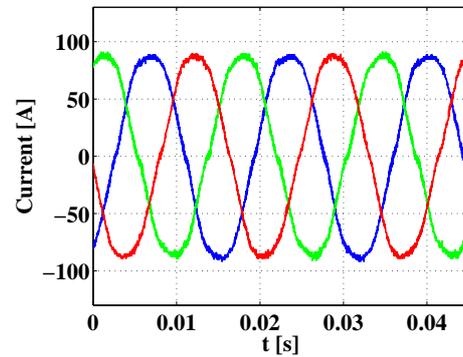
É observado na Tabela 6.1 que no caso do controle clássico e o controle proposta, as correntes de compensação são similares em valor RMS. O erro introduzido pelo controlador PI, reflete-se no sinal de potência reativa, errando o controle na geração da referência de corrente.

Na Figura 6.11 são apresentadas a corrente da fase a em conjunto com a tensão fase-fase bc . Tendo em vista que o controle utiliza a detecção de seqüência positiva, a corrente $I_a = I \angle -90^\circ$ tem que estar em fase com $v_{bc} = v_b - v_c = V \angle -120^\circ - V \angle 120^\circ = \sqrt{3}V \angle -90^\circ$, caso a compensação seja indutiva e defasada em 180° no caso capacitivo. Da mesma forma que no caso anterior, observou-se que, quando necessária a compensação capacitiva, a corrente injetada pelo conversor é maior, quando se utiliza o controle clássico. É importante destacar que a compensação capacitiva foi feita quando compensou-se o fator de potência.

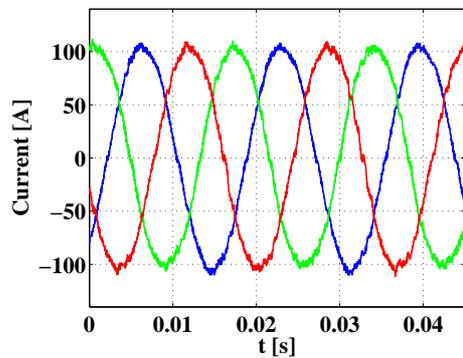
Finalmente, na Figura 6.12 são mostradas as tensões fase-neutro compensadas e a tensão



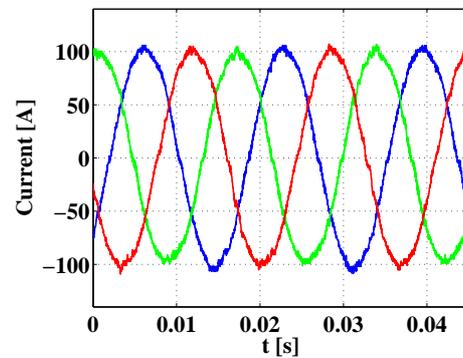
(a) Compensação indutiva com controle clássico



(b) Compensação indutiva com controle proposto



(c) Compensação capacitiva com controle clássico



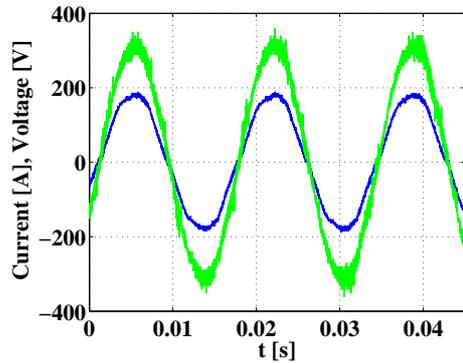
(d) Compensação capacitiva com controle proposto

Figura 6.10: Correntes trifásicas compensadas pelo conversor.

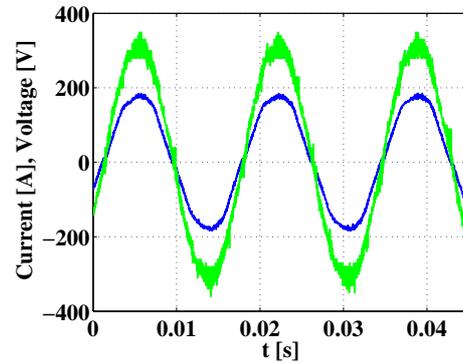
regulada dos capacitores em regime permanente. As formas de ondas obtidas evidenciam os resultados satisfatórios obtidos da implementação do sistema de controle proposto implementado no STATCOM. Na Tabela 6.2 são apresentadas as grandezas envolvidas no controle da tensão dos capacitores e tensão RMS, relacionadas com a melhoria no laço de corrente.

Variáveis	Indutivo		Capacitivo	
	Controle proposto	Controle clássico	Controle proposto	Controle clássico
Tensão dos capacitor [V]	500	500	509.7	510
Tensão RMS do PCC [V]	220,4	220,2	228,8	228,2
\bar{p} compensação [p.u.]	0,02	-0,1	0,025	-0,2
\bar{q} compensação [p.u.]	0,92	0,93	0,96	0,98

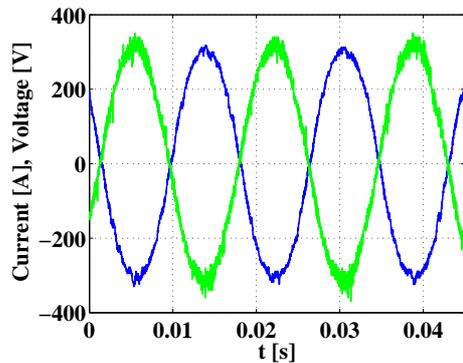
Tabela 6.2: Valores das variáveis envolvidas nos controles de tensão RMS do PCC e dos capacitores.



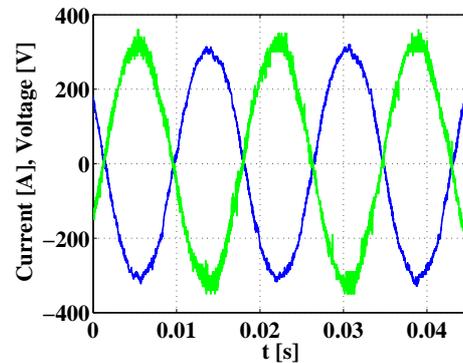
(a) Compensação indutiva com controle clássico, corrente de compensação ($2i_a$) e tensão sintetizada (v_{bc})



(b) Compensação indutiva com controle proposto, corrente de compensação ($2i_a$) e tensão sintetizada (v_{bc})



(c) Compensação capacitiva com controle clássico, corrente de compensação ($3i_a$) e tensão sintetizada (v_{bc})



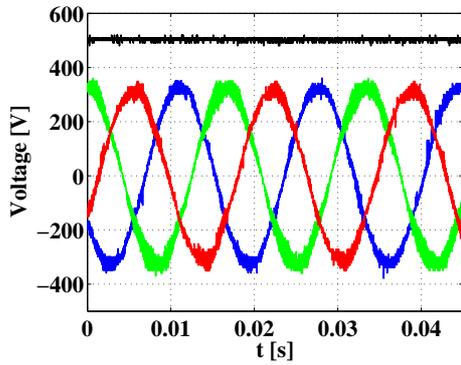
(d) Compensação capacitiva com controle proposto, corrente de compensação ($3i_a$) e tensão sintetizada (v_{bc})

Figura 6.11: Corrente na fase a injetada pelo conversor para controlar a tensão fase-fase bc .

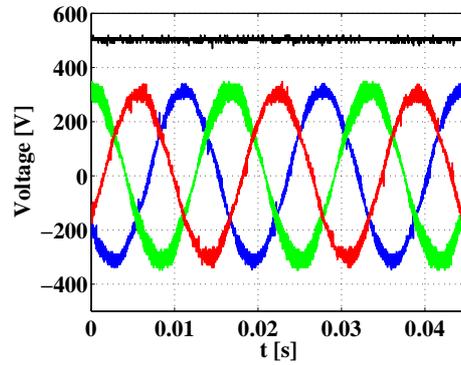
A Tabela 6.2 apresenta um resumo dos valores obtidos das tensões para compensação capacitiva e indutiva, assim como também algumas variáveis internas. As parcelas maiores de potência real são devidas à compensação dos erros de fase cometidos pelo laço PWM de controle de corrente, já mencionados.

Em relação à implementação do sistema de controle proposto no STATCOM, observou-se mais estabilidade e robustez nas diferentes condições de operação. Também foram medidos os tempos de execução dos algoritmos, tanto do detector de seqüência positiva antigo como no baseado em integradores generalizados, assim como também dos algoritmos completos em ambas as alternativas de controle. Estes resultados são apresentados na Tabela 6.3.

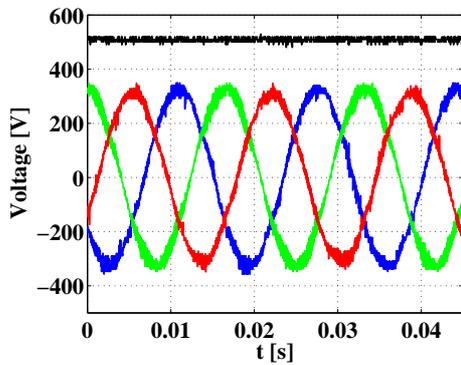
Observa-se que o controle baseado em integradores generalizados é mais rápido. O tempo restante, correspondente ao laço de controle de corrente, é similar, devido a não apresentar maiores



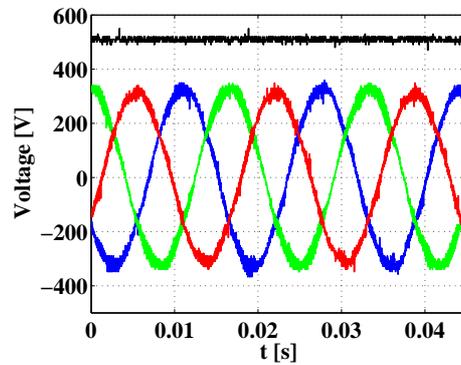
(a) Tensões fase-neutro e tensão dos capacitores para compensação indutiva com controle clássico



(b) Tensões fase-neutro e tensão dos capacitores para compensação indutiva com controle proposto



(c) Tensões fase-neutro e tensão dos capacitores para compensação capacitiva com controle clássico



(d) Tensões fase-neutro e tensão dos capacitores para compensação capacitiva com controle proposto

Figura 6.12: Tensões sintetizadas e tensão dos capacitores.

Variáveis	Detector v_{+1}		Completo	
	Controle proposto	Controle clássico	Controle proposto	Controle clássico
Tempos de execução [μs]	7	19	17	27

Tabela 6.3: Tempos de execução do detector de sequência positiva e controle completo do STATCOM, com ambos os controles com compensação indutiva.

diferenças em relação à estrutura. Neste caso, somente foram trocados os controladores PI por PR, acrescentando um integrador no laço de realimentação do termo ressonante.

7. Conclusões gerais

Este trabalho tratou da análise de controladores clássicos, assim como de uma nova proposta de algoritmo de controle para o STATCOM operando em redes de distribuição.

Inicialmente foram expostos os requisitos dos conversores de potência, quando utilizados para conectar fontes de energia renováveis ao sistema de distribuição. Além disso, foi apontado que numerosas análises têm sido feitas para os conversores, cujo objetivo principal é controlar a potência fornecida por estas fontes alternativas. Porém, carece-se de estudos dos equipamentos que visam melhorar a qualidade de energia, neste caso específico, o STATCOM.

Como solução aos problemas apresentados, foram feitos estudos deste equipamento tanto na etapa de controle como na etapa de conexão com a rede. Como contribuição principal do trabalho, foi proposta uma nova estratégia de controle para o STATCOM a qual é mais robusta e satisfaz os objetivos de controle da filosofia básica de compensação de reativos.

Foram estudados os controles atuais do STATCOM, tanto em eixos rotativos como estacionários e, desta comparação, concluiu-se que o controle em eixos estacionários é mais robusto por não ser realimentado pela fase da seqüência positiva da tensão da rede, a qual apresenta um comportamento mais dinâmico frente a qualquer tipo de contingência no sistema de potência. Adotando como estratégia padrão o controle em eixos estacionários, expôs-se sucintamente a teoria de potências instantâneas, base do controle escolhido. Foi também apresentado o controle clássico do STATCOM e propôs-se uma nova estratégia.

A estratégia de controle proposta satisfaz as características de robustez, precisão e velocidade. Apresentou-se um novo algoritmo de detecção de seqüência positiva baseado em integradores generalizados. Estes são basicamente circuitos ressonantes sintonizados na freqüência desejada, que para este caso é a freqüência fundamental da rede. Foram mostrados os problemas que ocorriam quando existem incertezas na sintonização da freqüência de ressonância e, para solucioná-los, sugeriu-se a adição de uma característica mais robusta ao circuito ressonante, tornando-o adaptativo em freqüência, muito simples de implementar e que não requer esforço computacional adicional.

A detecção da freqüência da rede foi feita mediante um novo algoritmo não linear muito simples, baseado em um integrador e algumas operações algébricas. Também foi proposta uma solução para enfrentar problemas da medição, devido a níveis contínuos presentes na leitura das tensões, os quais geram componentes de seqüências negativas virtuais. Como conseqüência disto são obtidos valores RMS de tensão oscilatórios em $2\omega_0$, o que é indesejado quando se pretende compensar reativos na rede. As melhorias propostas fornecem um controle robusto capaz de enfrentar qualquer contingência da rede e satisfazer as exigências impostas para conexão de conversores à rede elétrica.

Foi feita uma análise do controle de corrente, o qual é a última etapa de controle do conversor. Previamente, foi apresentado o controlador ressonante que é fundamental para o desempenho desta malha de controle. Estudos das variações da resposta em frequência, devido a modificações dos parâmetros, foram expostos. Com este controlador solucionou-se o problema de erro oscilatório em regime permanente entre a corrente de referência estabelecida pelo controle principal e a leitura da corrente injetada na rede.

Além disto, foram feitas diversas análises em relação à planta deste sistema de controle, composta pelo filtro de chaveamento e a impedância da rede. Desta etapa foram obtidos resultados importantes, os quais devem ser levados em conta ao ligar conversores à rede elétrica. Um deles é a alocação dos sensores de corrente para realimentar o laço de controle PWM. Observou-se que esta alocação do sensor modifica a planta do laço de corrente, o que apresenta diferenças em relação à atenuação das altas frequências pelo filtro de chaveamento. Outras análises envolveram o indutor da rede, o qual apresenta forte acoplamento na resposta do controlador proporcional ressonante e na sua resposta em frequência. Além, foram feitos diversos estudos de sensibilidade das frequências de ressonância do filtro e amortecimento, com variação dos parâmetros críticos da planta, tais como o resistor de amortecimento do filtro e a indutância da rede.

Finalmente, foram apresentados resultados de simulações computacionais desenvolvidas no PSCAD, assim como resultados experimentais da implementação destes algoritmos de controle em um conversor de potência de 25 kVA, operando como compensador estático de reativos. Os resultados obtidos da implementação da nova estratégia de controle foram satisfatórios, comprovando experimentalmente a rapidez, robustez e precisão do novo controle.

Referências Bibliográficas

- [1] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-Connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 263–272, 2006.
- [2] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Stability of grid-connected PV inverters with large grid impedance variation,” *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, 2004.
- [3] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, “A new method of on-line grid impedance estimation for PV inverter,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC 04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 3, 2004.
- [4] D. Zmood, D. Holmes, and G. Bode, “Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 601–610, 2001.
- [5] A. J. Ortiz, E. L. V. Emmerik, M. Aredes, and L. Rolim, “An Adaptive Resonant Controller Applied To The Statcom,” *COBEP, Blumenau, Brazil*, 2007.
- [6] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits,” *IPEC*, vol. 83, pp. 1375–1386, 1983.
- [7] N. Hingorani and L. Syugyi, *Understanding FACTS; Piscataway NJ*. IEEE Press (ISBN 0-7803-3464-7), 2000.
- [8] G. Taylor, “Power Quality Hardware Solutions for Distribution Systems: Custom Power,” *IEE North Eastern Centre Power Section Symposium on the Reliability, Security and Power Quality of Distribution Systems*, pp. 11–19, 1995.
- [9] Y. Sumi, Y. Harumoto, T. Hasegawa, M. Yano, K. Ikeda, and T. Matsuura, “New Static Var Control Using Force-Commutated Inverters,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, pp. 4216–4224, 1981.
- [10] C. Edwards, K. Mattern, E. Stacey, P. Nannery, and J. Gubernick, “Advanced state VAR generator employing GTO thyristors,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, no. 4, pp. 1622–1627, 1988.
- [11] T. Hasegawa, T. Betsui, S. Ohnishi, M. Takeda, M. Seto, S. Murakami, and T. Kohan, “Development of a large-capacity state var generator using self-commutated inverters for improving power transmission system stability,” *Electrical Engineering in Japan (English translation of Denki Gakkai Ronbunshi)*, vol. 113, no. 1, pp. 80–97, 1993.
- [12] L. Gyugyi and B. Mehraban, “Development and Application of Self-Commutated Converters for Power Transmission Control,” *IEEE PES Winter Meeting, Singapore, January*, 2000.
- [13] N. Hingorani, “Introducing custom power,” *Spectrum, IEEE*, vol. 32, no. 6, pp. 41–48, 1995.

- [14] J. Hill, “A practical example of the use of distribution static compensator (D-STATCOM) to reduce voltage fluctuations,” *Power Electronics for Renewable Energy (Digest No: 1997/170), IEE Colloquium on*, p. 7, 1997.
- [15] S. Ramsay, P. Cronin, R. Nelson, J. Bian, and F. Menendez, “Using distribution static compensators (D-STATCOMs) to extend the capability of voltage-limited distribution feeders,” *Rural Electric Power Conference, 1996. Papers Presented at the 39th Annual Conference*, p. A4, 1996.
- [16] W. Freitas, A. Morelato, W. Xu, and F. Sato, “Impacts of AC Generators and DSTATCOM Devices on the Dynamic Performance of Distribution Systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 1493–1501, 2005.
- [17] V. Blasko and V. Kaura, “A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No. 2, March/April 1997.
- [18] V. Blasko, V. Kaura, S. Div, R. Autom, and W. Mequen, “A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 116–123, 1997.
- [19] P. Lehn and M. Iravani, “Experimental evaluation of STATCOM closed loop dynamics,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 4, pp. 1378–1384, 1998.
- [20] P. Garica-Gonzalez and A. Garcia-Cerrada, “Control system for a PWM-based STATCOM,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 4, pp. 1252–1257, 2000.
- [21] S. Fukuda and R. Iamamura, “Application of a Sinusoidal Internal Model to Current Control of Three-Phase Utility-Interface Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 420–426, 2005.
- [22] D. Zmood and D. Holmes, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, 2003.
- [23] P. Mattavelli, “A closed-loop selective harmonic compensation for active filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 81–89, 2001.
- [24] M. Aredes, *Active power line conditioners*. PhD thesis, Technischen Universität Berlin, 1996.
- [25] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, Z. Chen, and M. Liserre, “Power Converters and Control of Renewable Energy System,” *II Jornadas Internacionales de Innovación Energética, Barcelona, España*, 2005.

- [26] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and M. Liserre, "Proportional-Resonant Controllers. A New Breed of Controllers Suitable for Grid-Connected Voltage-Source Converters," *Proc. of OPTIM 04*, vol. 3, pp. 9–14, 2004.
- [27] J. Nielsen, M. Newman, H. Nielsen, F. Blaabjerg, V. Syst, and D. Ringrobing, "Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 806–813, 2004.
- [28] P. Stefanov and A. Stankovic, "Modeling of UPFC operation under unbalanced conditions with dynamic phasors," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 17, no. 2, pp. 395–403, 2002.
- [29] V. Kaura, V. Blasko, R. Autom, A. Co, and W. Mequon, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, 1997.
- [30] S. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, 2000.
- [31] S. Lee, J. Kang, and S. Sul, "A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system," *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 4, 1999.
- [32] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions," in *ISIE, Montreal, Canada*, 2006.
- [33] P. Anderson, *Analysis of faulted power systems*. Iowa State University Press Ames, 1973.
- [34] G. Paap, "Symmetrical components in the time domain and their application to power network calculations," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, no. 2, pp. 522–528, 2000.
- [35] S. Lee, J. Kang, and S. Sul, "A new phase detecting method for power conversion systems-considering distorted conditions in power system," *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 4, 1999.
- [36] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, 2002.
- [37] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions," *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on*, pp. 5173–5178, 2006.

- [38] G. Goodwin, S. Graebe, and M. Salgado, *Control system design*. Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [39] M. Karimi-Ghatermani, M. Mojiri, and A. Bakhshai, “A technique for extracting time-varying harmonics based on an adaptive Notch filter,” *IEEE Conference on Control Applications, Toronto, Canada, August 28-31, 2005*.
- [40] B. Stott and O. Alsac, “Fast Decoupled Load Flow,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, pp. 859–869, 1974.
- [41] J. Grainger and W. Stevenson, *Power system analysis*. McGraw-Hill New York, 1994.
- [42] H. Nagase, Y. Matsuda, K. Ohnishi, H. Nimomiya, and T. Koike, “High-performance induction motor drive system using a PWM inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, no. 6, pp. 1482–1489, 1984.
- [43] D. Brod and D. Novotny, “Current Control of VSI-PWM Inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 562–570, 1985.
- [44] S. Fukuda and T. Yoda, “A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 3, pp. 888–895, 2001.
- [45] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer, 2001.
- [46] R. Zhang, M. Cardinal, P. Szczesny, M. Dame, G. Center, and N. Niskayuna, “A grid simulator with control of single-phase power converters in DQ rotating frame,” *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 3, 2002.
- [47] J. Salaet, S. Alepuz, A. Gilabert, and J. Bordonau, “Comparison between two methods of DQ transformation for single phase converters control. Application to a 3-level boost rectifier,” *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 1, 2004.
- [48] B. Lathi, *Linear Systems and Signals*. Oxford University Press New York, 2005.
- [49] E. Bueno, *Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica*. PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2005.
- [50] N. Mohan, T. Undeland, and W. R. P., *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2 ed, 1995.
- [51] M. Liserre, *Innovative control techniques of power converters for industrial automation*. PhD thesis, Politecnico di Bari, 2001.
- [52] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics. Selected Problems*. Academic Press, 2002.

- [53] G. Holmes, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE, 2003.
- [54] M. Liserre, F. Blaabjerg, and R. Teodorescu, “Grid impedance detection via excitation of LCL-filter resonance,” *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 2, 2005.
- [55] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, “A digital controlled PV-inverter with grid impedance estimation for ENS detection,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, pp. 1480–1490, 2005.
- [56] A. Nabae, H. Nakano, and Y. Okamura, “A novel control strategy of the inverter with sinusoidal voltage and current outputs,” *PESC*, vol. 94, pp. 154–159, 1994.
- [57] M. Chandrokar, D. Divan, and B. Banerjee, “Control of distributed UPS systems,” *Power Electronics Specialists Conference, PESC 94 Record., 25th Annual IEEE*, pp. 197–204, 1994.
- [58] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell Aquila, “A stable three phase LCL filter based active rectifier without damping,” *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting.*, vol. 3, pp. 1552–1557, 2003.
- [59] M. Liserre, A. Aquila, and F. Blaabjerg, “Genetic Algorithm-Based Design of the Active Damping for an LCL-Filter Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 76–86, 2004.
- [60] E. Wu and P. Lehn, “Digital Current Control of a Voltage Source Converter with Active Damping of LCL Resonance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1364–1373, 2006.
- [61] P. Dahono, “A method to damp oscillations on the input LC filter of current-type AC-DC PWM converters by using a virtual resistor,” *Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC’03. The 25th International*, pp. 757–761, 2003.
- [62] J. Ollila, “A PWM-rectifier without current measurement,” *EPE Journal*, vol. 4, no. 2, pp. 14–19, 1994.
- [63] M. Lindgren and J. Svensson, “Connecting fast switching voltage-source converters to the grid- harmonic distortion and its reduction,” *CHALMERS TEKNISKA HOGSKOLA, GOTE-BORG, (SWEDEN)*, p. 1998, 1998.
- [64] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator,” *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC’06. 37th IEEE*, pp. 1–6, 2006.
- [65] F. da Costa Lopes, “Análise de desempenho de STATCOM quasi 24 pulsos,” Master’s thesis, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2006.

A. Matrizes e algoritmos utilizados no controle de conversores

As transformações apresentadas neste apêndice são comumente usadas no controle de conversores e garantem invariância na potência. De maneira genérica \dot{X} representará uma grandeza fasorial de tensão ou corrente e x no tempo.

A.1 Componentes simétricas instantâneas

O estudo dos sistemas trifásicos equilibrados e balanceados é muito simples, pelo fato de que tudo pode ser analisado monofasicamente. Porém, quando o sistema é desequilibrado esta suposição já não é válida e é preciso usar o método de componentes de seqüências. Neste caso o problema se reduz a decompor o sistema desequilibrado em 3 sistemas equilibrados: seqüência positiva, negativa e zero. Logo, mediante superposição é possível obter a análise total do problema, como a soma parcial de cada um dos sistemas equilibrados [33].

Suponha um conjunto de grandezas trifásicas desequilibradas x_{abc} e das componentes de seqüência positiva, negativa e zero x_{0+-} , respectivamente. Além disso, define-se o operador $\alpha = e^{j120^\circ}$; $\alpha^* = \alpha^{-1} = \alpha^2$; $\alpha^{-2} = \alpha$. Logo a relação entre estes componentes é apresentada nas equações (A.1) e (A.4).

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix}}_{[S]} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_+ \\ x_- \end{bmatrix} \quad (x_{abc} = [S] x_{0+-}), \quad (\text{A.1})$$

com $[S]^{-1} = [S]^T$, de esta forma $x_{0+-} = [S]^{-1} x_{abc}$.

Observações:

- As transformações acima valem para regime transitório e permanente.
- x_0 sempre será número real, mas x_{+-} serão números complexos.

A seguir serão considerada uma grandeza elétrica desequilibrada, porém senoidais, ou seja, contem seqüência zero, positiva e negativa apenas numa dada freqüência ω . Assim, o conceito de fasores pode ser aplicado e indiretamente obtida a transformação em componentes simétricas fasoriais, mais conhecida e aplicada do que a anterior. Seja:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}X_a \cos(\omega t + \phi_a) \\ \sqrt{2}X_b \cos(\omega t + \phi_b) \\ \sqrt{2}X_c \cos(\omega t + \phi_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}X_a \frac{e^{j\phi_a} e^{j\omega t} + e^{-j\phi_a} e^{-j\omega t}}{2} \\ \sqrt{2}X_b \frac{e^{j\phi_b} e^{j\omega t} + e^{-j\phi_b} e^{-j\omega t}}{2} \\ \sqrt{2}X_c \frac{e^{j\phi_c} e^{j\omega t} + e^{-j\phi_c} e^{-j\omega t}}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

donde se obtém os seguintes fasores:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_a \\ \dot{X}_b \\ \dot{X}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_a e^{j\phi_a} \\ X_b e^{j\phi_b} \\ X_c e^{j\phi_c} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{X}_a^* \\ \dot{X}_b^* \\ \dot{X}_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_a e^{-j\phi_a} \\ X_b e^{-j\phi_b} \\ X_c e^{-j\phi_c} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.3})$$

portanto

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} \dot{X}_a e^{j\omega t} + \dot{X}_a^* e^{-j\omega t} \\ \dot{X}_b e^{j\omega t} + \dot{X}_b^* e^{-j\omega t} \\ \dot{X}_c e^{j\omega t} + \dot{X}_c^* e^{-j\omega t} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

Substituindo x_{abc} dada por (A.4) em (A.1) vem que:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_+ \\ x_- \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{X}_a e^{j\omega t} + \dot{X}_a^* e^{-j\omega t} \\ \dot{X}_b e^{j\omega t} + \dot{X}_b^* e^{-j\omega t} \\ \dot{X}_c e^{j\omega t} + \dot{X}_c^* e^{-j\omega t} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.5})$$

As componentes fasoriais de seqüência zero, positiva e negativa são definidas como sendo:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_0 \\ \dot{X}_+ \\ \dot{X}_- \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{X}_a \\ \dot{X}_b \\ \dot{X}_c \end{bmatrix} \iff \begin{bmatrix} \dot{X}_0 \\ \dot{X}_+ \\ \dot{X}_- \end{bmatrix} = [S]^{-1} \begin{bmatrix} \dot{X}_a \\ \dot{X}_b \\ \dot{X}_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.6})$$

o que equivale a dizer, em termo de componentes simétricas fasoriais que:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_+ \\ x_- \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} \dot{X}_0 e^{j\omega t} + \dot{X}_0^* e^{-j\omega t} \\ \dot{X}_+ e^{j\omega t} + \dot{X}_+^* e^{-j\omega t} \\ \dot{X}_- e^{j\omega t} + \dot{X}_-^* e^{-j\omega t} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.7})$$

Como era de se esperar, x_0 continua sendo número real e x_{+-} números complexos. Contudo, agora se pode concluir que a seqüência negativa instantânea é o conjugado da seqüência positiva instantânea e vice-versa. Se por um lado o cálculo da seqüência negativa instantânea é supérflua, a componente fasorial de seqüência negativa não é, pois seu cálculo é totalmente independente das outras componentes fasoriais de seqüência positiva e zero.

Para determinação da seqüência positiva contida numa tensão trifásica qualquer, deve anular em $[S]^{-1}$ as linhas correspondentes à seqüência zero e negativa, ou seja:

$$[S_p]^{-1} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.8})$$

assim,

$$\begin{bmatrix} 0 \\ x_+ \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.9})$$

Substituindo (A.10) em (A.1), tem-se:

$$\begin{bmatrix} x_{+a} \\ x_{+b} \\ x_{+c} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \implies \begin{bmatrix} x_{+a} \\ x_{+b} \\ x_{+c} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.10})$$

analogamente, para o cálculo instantânea da seqüência negativa usa-se:

$$[S_n]^{-1} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix}, \quad (\text{A.11})$$

e o resultado é dado por:

$$\begin{bmatrix} x_{-a} \\ x_{-b} \\ x_{-c} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} x_{-a} \\ x_{-b} \\ x_{-c} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.12})$$

A.2 Transformada de Clarke

Esta é uma transformada algébrica que muda a referência de grandezas elétricas, do eixo trifásico abc , para um bifásico $\alpha\beta$ e vice versa. A seguir são apresentadas as principais matrizes de transformação utilizadas e uma modificação dela para sistemas de 3 fios.

A.2.1 $abc \longleftrightarrow \alpha\beta 0$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{[C]} \begin{bmatrix} \dot{X}_\alpha \\ \dot{X}_\beta \\ \dot{X}_0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.13})$$

com $[C]^{-1} = [C]^T$.

A.2.2 $ab, bc \longrightarrow \alpha\beta$

Pelo fato de ser um sistema a 3 fios, vamos considerar que o sistema não tem componente de seqüência zero, ou seja:

$$\dot{V}_a + \dot{V}_b + \dot{V}_c = 0 \quad (\text{A.14})$$

e

$$\dot{V}_{ab} + \dot{V}_{bc} + \dot{V}_{ca} = 0. \quad (\text{A.15})$$

Com objetivo de escrever as tensões fase-fase em função das tensões fase-neutro, vai-se arbitrar duas tensões fase-fase:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ab} &= -\dot{V}_{bc} - \dot{V}_{ca} \\ &= -\dot{V}_b + \dot{V}_c - \dot{V}_c + \dot{V}_a \\ &= -\dot{V}_b + \dot{V}_a \\ &= -2\dot{V}_b - \dot{V}_c \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

e

$$\begin{aligned}
\dot{V}_{bc} &= -\dot{V}_{ab} - \dot{V}_{ca} \\
&= -\dot{V}_a + \dot{V}_b - \dot{V}_c + \dot{V}_a \\
&= \dot{V}_b - \dot{V}_c \\
&= -\dot{V}_a - 2\dot{V}_c.
\end{aligned} \tag{A.17}$$

Escrevendo um sistema de equações com (A.14) e as equações apresentadas em (A.16) e (A.17), com \dot{V}_{abc} variáveis desconhecidas e $\dot{V}_{ab,bc}$ conhecidas, obtém-se o seguinte:

$$\begin{bmatrix} 0 & -2 & -1 \\ -1 & 0 & -2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{ab} \\ \dot{V}_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \implies \begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{ab} \\ \dot{V}_{bc} \end{bmatrix}. \tag{A.18}$$

Utilizando a transformação de $abc \rightarrow \alpha\beta$ e a relação (A.18) é possível obter as tensões em componentes simétricas a partir de 2 tensões fase-fase, como é ilustrado a seguir:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_\alpha \\ \dot{X}_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{ab} \\ \dot{V}_{bc} \end{bmatrix}. \tag{A.19}$$

Esta transformação apresenta uma vantagem quando trata-se de controle de conversores a 3 fios, já que são utilizados 2 sensores de tensão.

A.3 Transformada de Park

A.3.1 $\alpha\beta 0 \longleftrightarrow dq0$

A transformação dos eixos de referência síncronos $dq0$ para os eixos estacionários $\alpha\beta 0$, consiste em converter as componentes em eixos estacionários que giram à frequência angular ωt , em grandezas invariantes no tempo mediante a multiplicação do vetor $\alpha\beta 0$ pela velocidade de giro.

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \omega t & -\sin \omega t \\ 0 & \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix}}_{[A]} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix}, \tag{A.20}$$

com $[A]^{-1} = [A]^T$.

A transformada de Park ($[P]$), $0dq$ para abc , é o produto da transformada de Clarke ($[C]$), uma transformação dos modos $0\alpha\beta$ para as fases abc , por uma transformação de ângulo ($[A]$), $0dq$ para $0\alpha\beta$.

$$[P] = [C] [A] \tag{A.21}$$

e $[P]^{-1} = [P]^T$.

Assim, a transformada de Park é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [C] [A] \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} \iff \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Logo:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_{0dq} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.23})$$

Na Figura A.1 será apresentado uma diagrama explicativo que relacionam os eixos mencionados anteriormente.

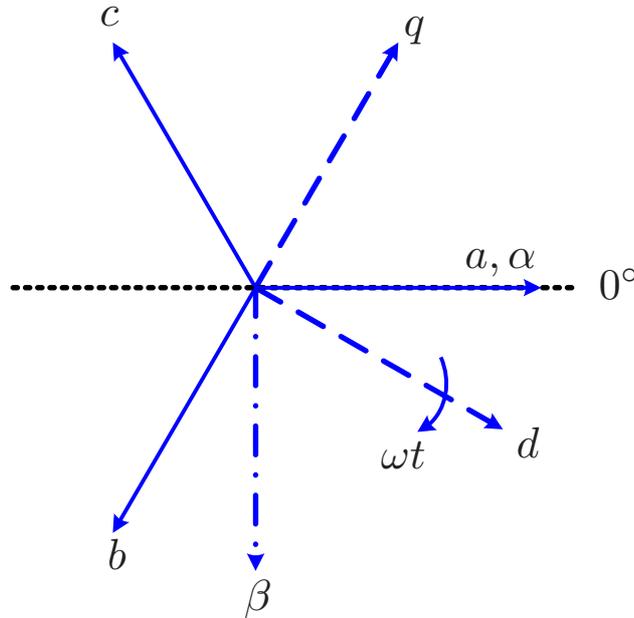


Figura A.1: Diagrama dos eixos coordenados

As observações referentes a este diagrama e as transformações apresentadas acima são apresentadas a seguir:

- A transformada de Clarke define o eixo b no mesmo sentido que β e o eixo a paralelo a α .
- A aritmética complexa define que $e^{j\omega t}$ gira do eixo real α para o eixo imaginário β .
- Dado que a transformação $0\alpha\beta \rightarrow 0dq$ em (A.20) graficamente esclarece que o eixo q esta avançado de 90° com relação ao eixo d e que os eixos dq giram solidariamente de α para β .
- Assim, a transformada de Park, que é o produto da transformada de Clarke ($[C]$) pela transformação angular ($[A]$) é uma transformação $0dq \rightarrow abc$ com o eixo d apontando para os

eixos α e a e o eixo q apontando para os β e b . Ou seja, os eixos dq giram solidariamente no sentido $a \rightarrow b \rightarrow c$

A.4 Cálculos da seqüência positiva referidos aos eixos $\alpha\beta$

Com o objetivo de determinar as componentes instantâneas de seqüência positiva e negativa, a transformação de Clarke pode ser simplificada, desprezando o cálculo da componente de seqüência zero. Por conveniência (A.10) é transcrito embaixo:

$$\begin{bmatrix} x_{+a} \\ x_{+b} \\ x_{+c} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_+]} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.24})$$

Em (A.24), pode-se aplicar a transformada de Clarke inversa ($abc \rightarrow \alpha\beta$) dada em A.13, porém desprezando a componente de seqüência zero:

$$\begin{bmatrix} x_{+\alpha} \\ x_{+\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{[C_{\alpha\beta}^{-1}]} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (\text{A.25})$$

De (A.24) e (A.25) vem que:

$$v_{+\alpha\beta} = [C_{\alpha\beta}]^{-1} v_{+abc} = [C_{\alpha\beta}]^{-1} [T_+] v_{abc}. \quad (\text{A.26})$$

Por outro lado, v_{abc} pode ser substituído pela transformada de Clarke ($\alpha \rightarrow abc$), dada em (A.13), porém desprezando-se a componente de seqüência zero:

$$v_{abc} = [C_{\alpha\beta}] v_{\alpha\beta} \iff \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (\text{A.27})$$

Substituindo (A.27) em (A.26) vem:

$$v_{+\alpha\beta} = [C_{\alpha\beta}]^{-1} [T_+] [C_{\alpha\beta}] v_{\alpha\beta}. \quad (\text{A.28})$$

O produto matricial acima se reduz em:

$$v_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.29})$$

e de maneira análoga:

$$v_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta}. \quad (\text{A.30})$$

Obtendo-se as componentes instantâneas de seqüência positiva e negativa.

A.5 Equações da teoria pq

Em [6] foram propostos novos conceitos de potência ativa e reativa instantânea para qualquer tipo de forma de onda de tensão ou corrente.

Com auxílio da transformada de Clarke, apresentada em (A.2), podem ser transformadas correntes i_{abc} e tensões v_{abc} de um sistema trifásico arbitrário em um sistema de eixos estacionários $\alpha\beta 0$. A vantagem desta transformada é que fornece a componente de seqüência zero desacoplada dos eixos estacionários (v_0 e i_0).

As potências instantâneas definidas em $\alpha\beta 0$ são a potência real p , imaginária q e a de seqüência zero p_0 , definidas por:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ v_\beta & -v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.31})$$

Com o auxílio da transformada (A.13) é possível escrever a potência trifásica em eixos estacionários da seguinte forma:

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0. \quad (\text{A.32})$$

Observando que a potência instantânea ativa é sempre igual à soma da potência real com a de seqüência zero. Usando o processo contrário é possível obter a potência imaginária de (A.31) em termo das variáveis de fase:

$$q_{3\phi} = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}}[(v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b]. \quad (\text{A.33})$$

O autor em [6] sugere uma nova unidade para a potência imaginária q , chamada IVA (*Imaginary Voltage Ampere*).

A partir de (A.31) é possível obter um novo algoritmo para calcular as correntes instantâneas de compensação, de acordo com as necessidades de controle. No capítulo do controle principal do STATCOM foi mostrado que as potências real e imaginária podem ser separadas em parcelas oscilatórias e valores médios. No caso do STATCOM \bar{q} é utilizada para o controle da tensão RMS do PCC e \bar{p} para o controle da tensão dos capacitores. Logo, as correntes reativas de compensação em $\alpha\beta$ são calculadas em função de \bar{q} , \bar{p} e $v_{\alpha\beta}^+$ da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^{+2} + v_\beta^{+2}} \begin{bmatrix} v_{\alpha+} & v_{\beta+} \\ v_{\beta+} & -v_{\alpha+} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.34})$$