

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Implementação de um Controle Digital para o
Compensador Regenerativo de Potência Ativa”**

BRUNO MOREIRA NASCIMENTO

Orientador: Prof. Dr. Dionízio Paschoareli Júnior

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia - UNESP – Campus de Ilha
Solteira, para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Automação.

Ilha Solteira – SP
maio/2009

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

N244i Nascimento, Bruno Moreira.
Implementação de um controle digital para o compensador regenerativo de potência ativa / Bruno Moreira Nascimento. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2009. 137 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2009

Orientador: Dionízio Paschoareli Júnior
Bibliografia: p. 110-114

1. Processamento de sinais - Técnicas digitais. 2. Compensação de potência ativa. 3. Modulação vetorial espacial.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Implementação de um Controle Digital para o Compensador Regenerativo de Potência Ativa

AUTOR: BRUNO MOREIRA NASCIMENTO

ORIENTADOR: Prof. Dr. DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de MESTRE em ENGENHARIA ELÉTRICA, Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. HARI BRUNO MOHR

Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Santa Catarina

Data da realização: 28 de maio de 2009.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente minha família, meus pais Sidney e Aida e minha irmã Tatiana, por todo o apoio e incentivos sem limites para que eu pudesse superar mais esta etapa em minha vida.

Ao Prof. Dr. Dionízio Paschoareli Júnior por ter confiado em mim e sempre estar disposto a ajudar e discutir novas idéias.

Ao meu amigo Leonardo, o qual fez importantes contribuições durante o decorrer deste trabalho. E a muitos outros amigos que, direta ou indiretamente, também contribuíram.

E por fim, ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – CNPq, pelo apoio financeiro deste trabalho.

Resumo

A tendência dos sistemas de energia elétrica é uma operação cada vez mais próxima de seus limites operacionais. A presença de equipamentos que utilizam a eletrônica de potência, no controle e condicionamento da energia, é cada vez mais freqüente.

A utilização de conversores como fonte de tensão, associados a elementos armazenadores de energia como, por exemplo, a bateria de sódio-enxofre, com alta densidade de energia, alta eficiência na carga e descarga e ainda um longo ciclo de vida, é a configuração básica de um Compensador Regenerativo de Potência Ativa.

Compensação regenerativa de potência é um conceito que permite o armazenamento de energia em períodos favoráveis sob o ponto de vista dos custos da energia elétrica. Este conceito de compensação baseia-se no armazenamento da energia excedente ao longo do dia, nos períodos de menor tarifação, para utilizá-la nos horários de ponta (sobre-tarifa), aproveitando-se as vantagens contratuais de consumo de energia fora de ponta e promovendo-se uma melhor equalização de consumo, permitindo uma redução no contrato de demanda. Portanto, na compensação regenerativa de potência ativa, os períodos de consumo de energia são deslocados, com o objetivo de se obter redução na tarifa. Este conceito mostra-se interessante em sistemas com tarifação do tipo horo-sazonal, como é o caso brasileiro.

Com o objetivo de se verificar tal troca de potência ativa, um modelo trifásico foi implementado e simulado. Os controles da potência ativa trocada entre o compensador e o sistema e da tensão na barra na qual o mesmo está instalado são realizados independentes e por controladores do tipo PID.

Os sinais de controle dos interruptores semicondutores que compõe o conversor como fonte de tensão são gerados a partir do DSP TMS320F2808 da Texas Instruments, o que está embarcado no módulo didático eZdsp F2808 da Spectrum Digital.

Palavras Chaves: Compensação de potência ativa, Modulação Vetorial Espacial e DSP.

Abstract

Nowadays, electric power systems are expected to work closer to their operating limits. Power electronics based controllers, such as voltage sourced converters, are increasingly present in power systems. Electronic devices are often used to energy controlling and conditioning.

The use of voltage sourced converters, associated to high-density storage elements, is the basic configuration of a Regenerative Active Power Compensator.

Regenerative Active Power Compensator is a concept which proposes the energy storage as a possibility for revaluation of electrical energy cost with demand contracts. This concept is based on storing energy surplus during off peak periods, when the energy cost is cheaper, and injecting it back to the system during the overpriced peak periods. This procedure allows a better equalization of energy consumption and a reduction in electric power demand contracts. Therefore, using regenerative active power compensation, the consumption is dislocated from peak periods, resulting in a reduction of energy costs for the consumer. This concept is especially attractive for countries that use hour-seasonal fees police, as in the Brazilian case.

This work proposes a three-phase model simulation with digital signal processor controller to investigate the active power flow control between the power system and the compensator, using a proportional-integral-derivative control strategy.

The control signals are generate using the Texas Instruments DSP TMS320F2808, witch is embedded into the eZdsp F2808 didactic module, from Spectrum Digital.

Keywords: Active Power Compensation, Space Vector PWM and DSP

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Diagrama unifilar do STATCOM.	21
Figura 2.2 – Modelo simplificado do VSC.	22
Figura 2.3 – Potências, ativa e reativa, trocadas entre o compensador e o sistema.....	23
Figura 2.4 – VSC conectado em derivação.	24
Figura 2.5 – Diagramas fasoriais para a troca de potência entre o VSC e o sistema.	24
Figura 2.6 – Diagramas fasoriais para cada um dos tipos de compensação: (a) capacitiva e (b) indutiva.....	26
Figura 2.7 – Diagramas fasoriais para: (a) compensador absorvendo potência ativa e (b) compensador fornecendo potência ativa.....	27
Figura 3.1 – Representação do vetor espacial.	30
Figura 3.2 – Vetores de estado de chaveamento.	31
Figura 3.3 – Representação dos setores.....	32
Figura 3.4 – Sinais de gatilho para as chaves superiores do VSC.....	34
Figura 4.1 – Representações gráficas: (a) Transformação de Clarke e (b) Transformação Inversa de Clarke.	39
Figura 4.2 – Significado físico das potências ativa e reativa instantâneas.	42
Figura 5.1 – Estrutura de uma bateria NaS.....	47
Figura 5.2. - Perfil de demanda e limites de contrato no mês de dezembro de 2004.....	51
Figura 5.3 – Perfil de demanda e limites de contrato.	51
Figura 5.4 – Análise da Compensação Regenerativa de Potência Ativa.....	52
Figura 6.1 – Diagrama de blocos do eZdsp F2808.....	56
Figura 6.2 – Múltiplos módulos ePWM.	57
Figura 6.3 – Sub-módulos de um módulo ePWM.....	59
Figura 6.4 – Diagrama de blocos dos sub-módulos do módulo ePWM.....	59
Figura 6.5 – Período e frequência para os métodos de contagem.	61
Figura 6.6 – Forma de onda no modo de contagem crescente.	63
Figura 6.7 – Forma de onda no modo de contagem decrescente.....	63
Figura 6.8 – Forma de onda no modo de contagem crescente-decrescente.	64
Figura 6.9 – Entradas e saídas do sub-módulo AQ.	65
Figura 6.10 – Formas de onda geradas pelo sub-módulo DB.	67
Figura 6.11 – Programação do dsp realizada em Matlab/Simulink.....	74

Figura 6.12 – Símbolo do amp op.	75
Figura 6.13 – O circuito somador.	76
Figura 7.1 – Esquema simplificado do modelo analisado.	80
Figura 7.2 – Circuito para o equacionamento do modelo proposto.	80
Figura 7.3 – Representação do plano girante.	86
Figura 7.4 – Modelo, com o gerador shunt ideal, implementado em Matlab/Simulink.	90
Figura 7.5 – Controles propostos para o modelo idealizado.	91
Figura 7.6 – Controlador PID para o módulo da tensão na barra.	92
Figura 7.7 – Controlador PID para a potência ativa trocada com o sistema.	92
Figura 7.8 – Modelo implementado usando o VSC.	93
Figura 7.9 – VSC realizado em Matlab/Simulink.	93
Figura 7.10 – Filtro passivo passa-baixas RC.	94
Figura 7.11 – Reconstrução do sinal de referencia para a SVM.	95
Figura 7.12 – Geração do sinal na saída de áudio do computador.	95
Figura 8.1 – Módulo da tensão na barra, modelo ideal.	98
Figura 8.2 – Potências trocadas com o sistema, modelo ideal.	98
Figura 8.3 – Módulo da tensão na barra, modelo com VSC.	100
Figura 8.4 – Potências trocadas com o sistema, modelo com o VSC.	100
Figura 8.5 – Módulo da tensão de referência para a SVM.	102
Figura 8.6 – Defasagem angular da tensão de referência para a SVM.	102
Figura 8.7 – Sinais de controle superiores do compensador.	103
Figura 8.8 – Sinais de controle inferiores do compensador.	104
Figura 8.9 – Sinais pwm filtrados.	105
Figura A.1 – Vetores de estado representados no domínio do espaço.	117
Figura A.2 – Representação trifásica senoidal pra o setor I.	119
Figura A.3 – Áreas moduladas pelo SVPWM.	121
Figura A.4 – Área externa à tensão senoidal (áreas nulas).	123
Figura A.5 – Representação dos períodos nulos no domínio do espaço.	124
Figura A.6 – Representação em estrela dos períodos ativos e nulos.	126
Figura A.7 – Pulso de tensão cc produzido pelo SVM, para o setor I.	127
Figura C1 – Sinal da Chave.	133
Figura C2 – Transformação de Clarke.	134
Figura C3 – Transformação Inversa de Clarke.	134
Figura C4 – Transformação de Park.	135

Figura C5 – Transformação Inversa de Park.....	135
Figura C6 – Potências Instantâneas.....	136
Figura C7 – Amplitude para a senóide gerada na saída de áudio.....	136
Figura C8 – Fase para a senóide gerada na saída de áudio.....	137

Lista de Tabelas

Tabela 5.1 – Intervalos de armazenamento e injeção de potência.....	53
Tabela 6.1 – Ações possíveis em um evento de trip.....	69
Tabela 7.1 – Valores das referências de tensão (valor de pico) e potência ativa.	92
Tabela 8.1 – Ganhos dos controladores, modelo ideal.	97
Tabela 8.2 – Controle de potência nos quatro quadrantes, modelo ideral.....	99
Tabela 8.3 – Ganhos dos controladores, modelo com o VSC.	99
Tabela 8.4 – Controle de potência nos quatro quadrantes, modelo com o VSC.	101
Tabela C1 – Valores de saída do bloco Sinal da Chave.	133

Sumário

Capítulo 1 – Introdução e Estado da Arte	13
1.1. Introdução.....	13
1.2. Estado da Arte	14
1.3. Apresentação da Dissertação	16
Capítulo 2 – Compensador Estático Síncrono	18
2.1. Introdução.....	18
2.2. FACTS Avançados.....	20
2.2.1. STATCOM.....	20
2.3. Princípios de Funcionamento do VSC	22
2.4. O Controle da Tensão.....	26
2.5. O Controle da Potência Ativa.....	26
2.6. Conclusão	28
Capítulo 3 – Modulação Vetorial Espacial	29
3.1. Introdução.....	29
3.2. Representação do vetor espacial.....	30
3.3. Os vetores de estado	31
3.4. Determinação dos setores	32
3.5. Construção dos pulsos	33
3.6. Conclusão	35
Capítulo 4 – A Teoria da Potência Instantânea	36
4.1. Introdução.....	36
4.2. A Teoria p-q	37
4.2.1. A Transformação de Clarke.....	37
4.3. Potência Ativa Instantânea Trifásica em Termos das Componentes de Clarke	40
3.4. As Potências Instantâneas da Teoria p-q.....	41
4.5. A Teoria p-q em Sistemas Trifásicos de Três Fios.....	41
4.6. Conclusão	43
Capítulo 5 – Compensação Regenerativa de Potência Ativa	44
5.1. Introdução.....	44
5.2. Armazenadores de Energia.....	45
5.3. A Bateria NaS.....	46

5.4. A Compensação Regenerativa de Potência Ativa	48
5.6. Estudo de Caso para a Compensação Regenerativa de Potência Ativa.....	50
5.7. O compensador Regenerativo de Potência Ativa	51
5.8. Conclusão	54
Capítulo 6 – O Módulo Didático eZdspF2808	55
6.1. Introdução.....	55
6.2. Características do Módulo eZdspF2808	55
6.3. O Módulo Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM)	56
6.3.1. Os sub-módulos ePWM.....	59
6.3.2. O sub-módulo Time-base (TB)	60
6.3.2.1. Calculando o período e a frequência do PWM.....	60
6.3.3. O sub-módulo Counter-Compare (CC)	62
6.3.4. O sub-módulo Action-Qualifier (AQ).....	64
6.3.5. O Sub-módulo Dead-Band (DB).....	66
6.3.6. O Sub-Módulo PWM-Chopper (PC).....	68
6.3.7. O Sub-Módulo Trip-Zone (TZ).....	68
6.3.8. O Sub-Módulo Event-Trigger (ET).....	70
6.4. O módulo Conversor Analógico Digital (ADC)	71
6.4.1. Características.....	71
6.4.2. Princípios de operação do Sequenciador de Auto-Conversão.....	73
6.5. Programação do dsp	73
6.6. O Circuito Somador.....	75
6.6.1. Introdução.....	75
6.6.2. O Circuito Somador.....	76
6.7. Conclusão	77
Capítulo 7 – Implementação Computacional do Modelo Proposto	79
7.1. Introdução.....	79
7.2. Equacionamento do modelo proposto	80
7.3. Metodologia de Controle Proposta	85
7.3.1. A Transformação de Park.....	85
7.3.2. O Controle da Tensão na Barra	87
7.3.3. O Controle da Potência Ativa.....	88
7.4. Modelagem Computacional.....	89

7.5. Geração do Sinal de Referência para o Cálculo da SVM.....	94
7.6. Conclusão	95
Capítulo 8 – Apresentação dos Resultados	97
8.1. Introdução.....	97
8.2. Resultados das Simulações.....	97
8.3. Resultados Experimentais	101
8.4. Conclusão	105
Capítulo 9 – Conclusão e Trabalhos Futuros	107
9.1. Conclusão	107
9.2. Trabalhos Futuros.....	109
Referências	110
Apêndice A – Modulação Vetorial Espacial Passo a Passo	115
Apêndice B – Programa para Cálculo da SVM	128
Apêndice C – Blocos Implementados em Matlab/Simulink.....	133

Capítulo 1

Introdução e Estado da Arte

1.1. Introdução

Os sistemas de energia elétrica possuem margens de operação cada vez menores. Com isso, há um crescente aumento da presença de elementos da eletrônica de potência no controle e no condicionamento da energia.

Entretanto, a utilização de controladores eletrônicos não se restringe aos sistemas de transmissão. Cada vez mais há interesse no controle de parâmetros dos sistemas de distribuição da energia, seja em sistemas industriais, seja para concessionárias de energia elétrica.

Compensação regenerativa de potência ativa é um conceito que propõe a compensação de potência ativa como forma de reavaliação de contratos de demanda de energia elétrica (PASCHOARELI, 1999).

Este novo conceito de compensação baseia-se no armazenamento da energia excedente ao longo do dia, nos períodos de menor tarifação, para utilizá-la nos horários de ponta (sobretarifa), aproveitando-se as vantagens contratuais de consumo de energia fora de ponta e promovendo-se uma melhor equalização de consumo, permitindo uma redução no contrato de demanda. Portanto, na compensação regenerativa de potência ativa, os períodos de consumo de energia são deslocados, com o objetivo de obter vantagens durante os períodos de tarifas mais baixas.

Esta compensação só é possível quando conversores como fonte de tensão são utilizados associados a elementos armazenadores de energia, tais como baterias ou capacitores com grande capacidade de armazenamento de energia.

Os conversores estáticos, compostos por componentes semicondutores de potência, podem ser utilizados como fontes de tensão síncrona, em particular quando utilizam interruptores de tecnologia “*turn-off*”, modulados por largura de pulso. Deste modo, as tensões de saída do conversor são totalmente controladas em amplitude e ângulo de fase, fornecendo assim um controle tanto na potência ativa quanto na potência reativa gerada e/ou absorvida pelo conversor.

Este trabalho tem por objetivo propor a modelagem computacional, realizada em Matlab/Simulink, para um compensador regenerativo de potência ativa modulado por largura de pulso usando vetor espacial. O Matlab foi escolhido por apresentar diversas ferramentas (*Toolboxes*) que facilitam a programação em processadores digitais de sinais, mais particularmente com os da família C2000 da Texas Instruments.

1.2. Estado da Arte

Conversores como fonte de tensão inseridos nos sistemas de transmissão em alta tensão podem promover tanto o controle do fluxo de potências como também o controle da tensão ca, em regime transitório ou em regime permanente.

Conversores como fonte de tensão, como conversores de ca para cc e de cc para ca, possuem uma capacidade única de controle rápido das potências ativa e reativa. Esta característica oferece poderosos meios de melhorar o desempenho dos sistemas de energia elétrica, tanto nos níveis de transmissão como nos de distribuição. Atualmente, o número de aplicações para conversores como fonte de tensão é pequeno, porém, crescente.

Considerando os conversores como fonte de tensão em aplicações específicas em sistemas de transmissão, o desempenho do sistema de energia deve ser avaliado considerando o custo total da aplicação, uma vez que há soluções mais economicamente viáveis para a melhora do desempenho de sistemas elétricos que a aplicação de tais conversores.

Em suas aplicações, os conversores como fonte de tensão possuem diversas topologias, tais como, conversores de seis e doze pulsos, multi-níveis, etc. Já em relação ao conversor conectado ao sistema de energia elétrica, eles podem ser conectados em série ou em derivação (BILODEAU; MEHRABAN, 2007, DOUANGSYLA et al., 2004).

Nos últimos anos, aspectos relacionados com a qualidade de energia elétrica nos sistemas de distribuição tornaram-se o foco de discussões e ações por parte concessionárias, centro de pesquisas e órgãos reguladores. Tais problemas têm sido tratados com implantação de todas as correções possíveis, porém, nem sempre produzindo resultados eficazes. Deste modo, há a necessidade de se utilizar novas tecnologias para a correção de problemas que, geralmente, trazem prejuízos aos consumidores.

Dentre os diversos problemas existentes no setor elétrico, a afundamento de tensão mostra-se muito importante, dada a sua natureza e ao impacto nos equipamentos eletrônicos, podendo causar grandes prejuízos para os consumidores em geral. Uma das soluções encontradas para resolver esse problema é a implantação de um Restaurador Dinâmico de Tensão (*Dinamic Voltage Restorer – DVR*). Na literatura, diversos trabalhos tratam de DVRs (BORMIO et al., 2008, BIANCHIN et al., 2008, COSTA JUNIOR, 2003).

A teoria da potência ativa e reativa convencional é aplicada na análise, estudos e projetos de sistemas elétricas há praticamente um século e, na grande maioria dos casos, é válida, assim, há um consenso entre a maioria dos engenheiros eletricista. Entretanto, uma análise detalhada desta teoria comprova que sua validade física só é confirmada em sistemas trifásicos balanceados e sem distorção e ainda no regime permanente.

Com o uso de retificadores e conversores baseados em interruptores semicondutores tem aumentado a quantidade de cargas, que além de gerarem correntes com alto conteúdo harmônico, geram também desequilíbrios entre fases e corrente de neutro. Com o intuito de desenvolver uma teoria para filtros ativos de potência em 1984, Akagi, Kanazawa e Nabae, propuseram a teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984).

Esta teoria mostra-se mais geral que a teoria convencional de potência e permita o controle correto e também o entendimento físico adequado dos problemas encontrados em sistemas balanceados e desbalanceados, com ou sem distorção. Estudos aprofundados sobre a teoria da potência ativa e reativa instantânea podem ser encontrados em (DIONÍZIO, 1999, AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984, AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

Atualmente, na prática, para realizar o controle dos interruptores semicondutores que compõe o VSC e diversos outros dispositivos da eletrônica de potência são usados Processadores Digitais de Sinais (*Digital Signal Processors* – DSP). O DSP é, basicamente, um dispositivo programável que possui seu próprio código fonte e cada empresa que fabrica um determinado processador fornece também um ambiente de desenvolvimento próprio. Com isso, a manipulação do microprocessador se torna muito mais rápida e fácil.

Diversos trabalhos que incluem a introdução aos DSPs e também a implementação de controles voltados à dispositivos de eletrônica de potência podem ser encontrados, por exemplo, em (PISCCIONI; OLIVEIRA, 2002, NUNES et al., 2006, COSTA JUNIOR, 2003, PILLAI, 2006).

Um dos principais aspectos na teoria de compensação regenerativa de potência ativa é o fator dos armazenadores de energia, uma vez que neste conceito de compensação, a energia é armazenada em determinados horários e posteriormente devolvida. Trabalhos publicados atualmente nesta área mostram o estado atual de pesquisa em armazenadores de energia em uso ou não, como, por exemplo, os discutidos em (ALAMPI FILHO 2006, XIE; ÄNGQUIST, 2006, ROBERTS, 2006, MIWA et al., 2007).

1.3. Apresentação da Dissertação

O trabalho aqui apresentado está dividido em nove capítulos.

No capítulo um, uma breve introdução é discutida bem como o estado da arte para esta pesquisa.

No capítulo dois é apresentado o compensador estático síncrono. Neste capítulo, é discutido o STATCOM bem como conversor como fonte de tensão, é apresentado seu princípio de funcionamento e também o conversor funcionando como controlador de tensão e potência ativa.

No capítulo três é tratada a modulação por largura de pulso usando vetor espacial é discutido. Para maiores detalhes sobre cálculo desta modulação passo a passo vide Anexo A e para o programa, implementado em Matlab/Simulink, pode ser visto no Anexo C.

No capítulo quatro, é comentada a Teoria da Potência Instantânea, bem como as ferramentas matemáticas utilizados para o correto entendimento desta teoria.

No capítulo cinco é apresentado o conceito e a justificativa da Compensação Regenerativa de Potência Ativa. Neste capítulo ainda são discutidos os principais aspectos deste tipo de compensador.

No capítulo seis o módulo didático eZdsp F2808 é discutido, que é uma módulo fornecido pelo *Spectrum Digital* e tem como coração o DSP TMS320F2808 da *Texas Instruments*, onde são apresentadas suas principais características bem como o funcionamentos de seus principais módulos, tais como o ePWM e o ADC.

No capítulo sete, são apresentadas a modelagem computacional proposta para o compensador regenerativo de potência ativa e o tipo de controlador utilizado. Detalhes construtivos dos blocos implementados em Matlab/Simulink, podem ser observados no Anexo B.

No capítulo oito são apresentados e discutidos os resultados obtidos através das simulações realizadas em Matlab/Simulink, bem como os resultados para a programação do DSP, ou seja, os sinais de controle para os interruptores semicondutores que compõe o compensador.

Por fim, no capítulo nove são apresentadas as conclusões mais relevantes e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Compensador Estático Síncrono

2.1. Introdução

Flexibilização de sistemas se deu a partir do final dos anos 60, porém, a nomenclatura FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission Systems*) só foi utilizada a partir de 1988 através de Hingorani (HINGORANI, 1988).

O conceito de FACTS baseia-se na utilização de dispositivos de eletrônica de potência em sistemas elétricos, permitindo maior flexibilidade e controle a tais sistemas. Flexibilidade é entendida como a capacidade de rápida e contínua alteração dos parâmetros (nível de tensão, impedâncias de transferência e ângulo de transmissão) que controlam a dinâmica de funcionamento de um sistema elétrico (ALAMPI FILHO, 2006).

As compensações que podem ser realizadas utilizando FACTS são divididas em dois grupos, são eles: Compensação de Sistemas e Compensação de Carga. Em cada um podem-se destacar as seguintes compensações:

Compensação de Sistemas:

- Regulação de tensão em sistemas elétricos fracos;
- Redução de perdas na transmissão;
- Aumento da capacidade de transmissão;
- Aumento dos limites de estabilidade transitória;
- Amortecimento de oscilações;

- Suporte dinâmico de tensões;

Compensação de Cargas:

- Estabilização do nível de tensão nos terminais de linhas longas;
- Redução do consumo de potência reativa;
- Compensação de assimetria de correntes;
- Redução de perdas globais;
- Redução das flutuações de tensão, flicker, harmônicas e outras distorções.

Os controladores FACTS podem ser conectados de três diferentes maneiras, são elas: em série, em derivação (shunt) ou em ambos (unificados). Tais controladores ainda podem ser divididos em gerações, que são:

Primeira geração: controladores FACTS baseados em tiristores e interruptores semicondutores.

Segunda geração: equipamentos baseados em comutadores do tipo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) ou GTO (*Gate Turn Off Thyristor*).

Terceira geração: integração de equipamentos conectados em série e em derivação em uma mesma linha, por exemplo, o UPFC (*Unified Power Flow Controller*), que é a combinação do SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*) com o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*).

Quarta geração: integração dos controladores conectados em série e em derivação em linhas diferentes, por exemplo, o IPFC (*Interline Power Flow Controller*) entre outros.

Com relação à função exercida pelos componentes eletrônicos, os controladores FACTS podem ser divididos em três grupos: Chaveados, Controlados e Avançados. Apenas o grupo dos controladores avançados será detalhado, mais particularmente o STATCOM, uma vez que o compensador regenerativo de potência ativa possui um princípio de funcionamento análogo ao STATCOM, porém na compensação regenerativa de potência ativa existe a troca

de potência ativa entre o compensador e o sistema de energia, o que não acontece com o STATCOM.

2.2. FACTS Avançados

Os controladores FACTS avançados baseiam-se na utilização de conversores como fonte de tensão (*Voltage Sourced Converters - VSC*) para realizar a compensação de potência reativa, uma alternativa aos tradicionais elementos passivos como reatores e capacitores. Dentre os controladores FACTS avançados destacam-se o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*), o SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*) e o UPFC (*Unified Power Flow Controller*). Conforme já citado, apenas o STATCOM será detalhado.

2.2.1. STATCOM

O Compensador Estático Síncrono (STATCOM) é conectado em derivação com o sistema de energia. Ele é constituído a partir de um conversor como fonte de tensão e realiza apenas a compensação de reativos (indutiva ou capacitiva), tal compensação se dá através da comparação entre a amplitude da tensão na barra na qual o STATCOM está instalado e a amplitude de tensão da saída do compensador.

O diagrama unifilar do STATCOM pode ser observado na Figura 2.1.

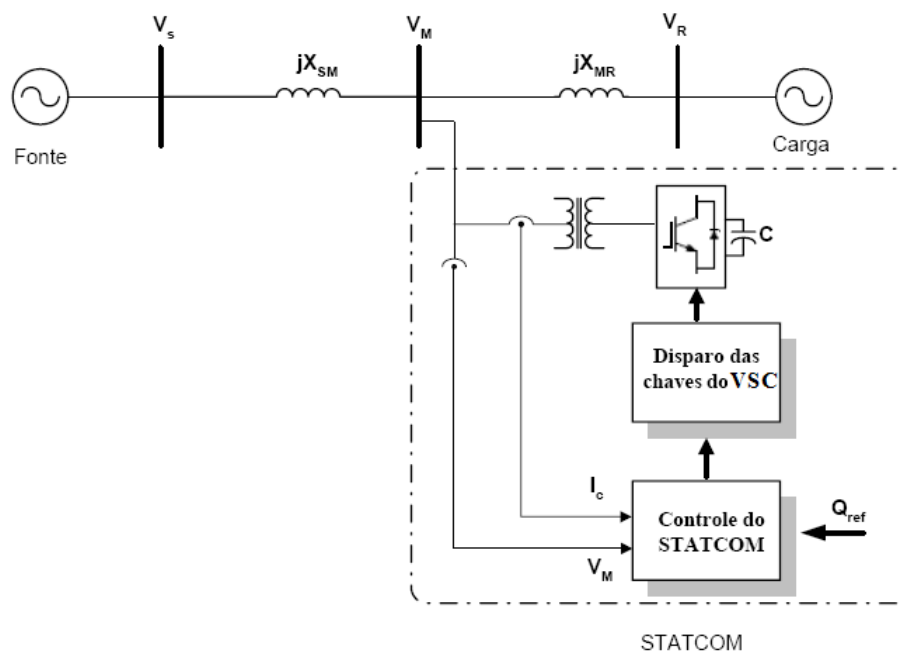


Figura 2.1 – Diagrama unifilar do STATCOM.

Analisando a Figura 2.1, pode-se notar que a configuração básica do STATCOM é dada por um VSC, com seu lado cc conectado a um capacitor, cuja função é fornecer uma tensão contínua para que o conversor, no lado ca, possa modular uma tensão alternada composta por pulsos.

O STATCOM é utilizado para realizar o controle do fator de potência, ou a regulação da tensão na barra onde ele está conectado ou ainda melhorar a estabilidade dinâmica do sistema de energia. Através da literatura disponível, verifica-se que o comportamento desejado do STATCOM se dá em sistemas de energia balanceados, entretanto, seu comportamento é prejudicado quando utilizado em sistemas desbalanceados, isto é devido ao aparecimento das componentes de seqüência negativa.

Este controlador ainda apresenta características de funcionalidade desejáveis, como por exemplo, injeção de correntes capacitivas altas em períodos transitórios de subtensão do sistema de energia. Diferentemente dos compensadores passivos, que possuem um tempo de resposta muito lento, baixa impedância e manutenções freqüentes, o STATCOM atende aos requisitos modernos de flexibilidade no controle dinâmico de fluxo de potência, dentro dos novos conceitos de sistemas flexíveis (PIN, 2004).

Controladores FACTS, tais como o STATCOM e o UPFC, utilizam conversores como fonte de tensão (*Voltage Source Converters – VSC*) para realizar os controles do fluxo de potência e níveis de tensão em determinadas barras do sistema de energia. Sendo assim necessário o entendimento das características e princípios de funcionamento do VSC.

2.3. Princípios de Funcionamento do VSC

Para a implementação de um compensador regenerativo de potência ativa deve-se primeiro entender o princípio de funcionamento de um conversor como fonte de tensão (VSC). Um modelo simplificado de um VSC está ilustrado na Figura 2.2.

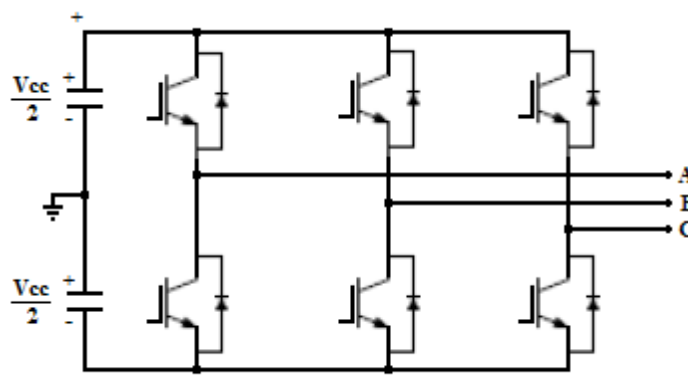


Figura 2.2 – Modelo simplificado do VSC.

O VSC é baseado em semicondutores que podem ser chaveados em “on” e “off” por um sinal de controle e assim então controlar a potência ativa e reativa trocada com o sistema de energia, seu principal objetivo é transformar uma tensão contínua, do lado cc, em uma tensão alternada, senoidal e síncrona com a rede, do lado ca ou vice-versa.

Existem diversas técnicas para realizar o controle do chaveamento das chaves que compõe o VSC, tal como a Modulação por Portadora Triangular e a Modulação Vetorial Espacial (*Space Vector Modulation – SVM*), entre outras.

Como a tensão no lado ca é controlada em amplitude e ângulo de fase pode-se obter uma troca de potência ativa e/ou reativa, gerada ou absorvida, entre o compensador e o sistema de energia nos quatro quadrantes de potência. Conforme a Figura 2.3.

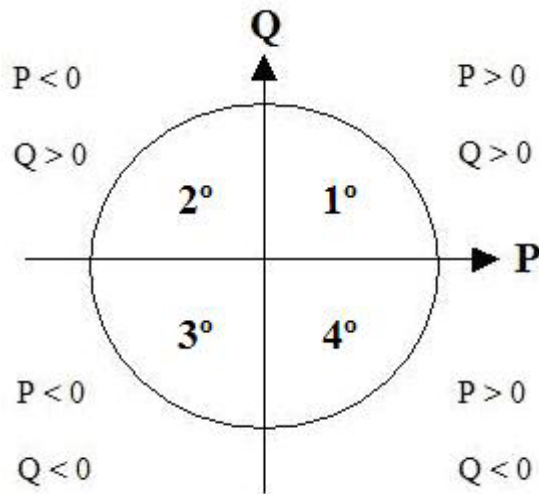


Figura 2.3 – Potências, ativa e reativa, trocadas entre o compensador e o sistema.

A partir da Figura 2.3, pode-se então perceber que em todos os quatro quadrantes consegue-se controlar as potências trocadas entre o VSC e o sistema de energia (controle de potência em quatro quadrantes).

Assim com o STATCOM, o VSC é conectado em derivação ao sistema ca, conforme ilustrado na Figura 2.4.

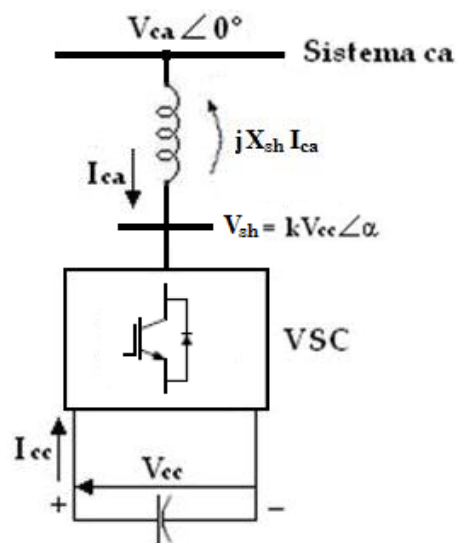


Figura 2.4 – VSC conectado em derivação.

Para cada um desses quadrantes, ilustrados na Figura 2.3, pode-se encontrar um respectivo diagrama fasorial, os quais estão mostrados na Figura 2.5.

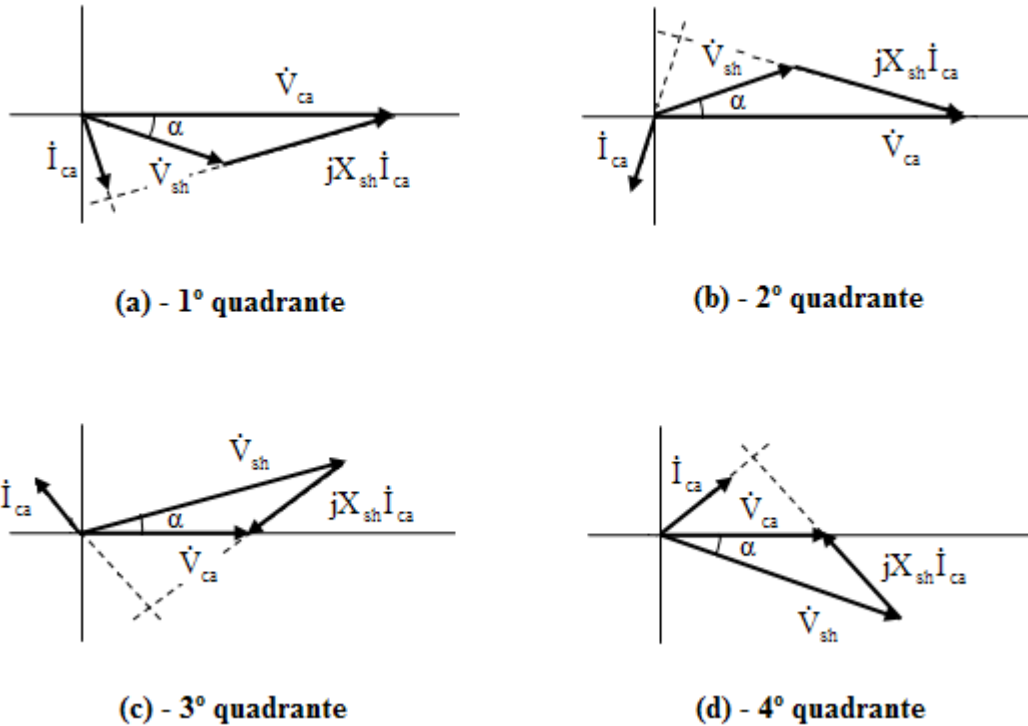


Figura 2.5 – Diagramas fasoriais para a troca de potência entre o VSC e o sistema.

Analisando o diagrama fasorial representado pela Figura 2.5(a) tem-se que a tensão de saída do VSC (\dot{V}_{sh}) está atrasada (de um ângulo α) e possui menor amplitude que a tensão do sistema (\dot{V}_{ca}). Neste caso temos que o VSC está tanto absorvendo potência ativa ($P > 0$) quanto potência reativa ($Q > 0$), ou seja, o sistema está operando no primeiro quadrante.

Na Figura 2.5(b) tem-se que a tensão de saída do VSC (\dot{V}_{sh}) está adiantada (de um ângulo α) e possui menor amplitude que a tensão do sistema (\dot{V}_{ca}). Neste caso temos que o VSC está fornecendo tanto potência ativa ($P < 0$) e absorvendo potência reativa ($Q > 0$), desta forma o sistema está operando no segundo quadrante.

Na Figura 2.5(c) tem-se que a tensão de saída do VSC (\dot{V}_{sh}) está adiantada (de um ângulo α) e possui maior amplitude que a tensão do sistema (\dot{V}_{ca}). Neste caso temos que o

VSC está fornecendo tanto potência ativa ($P < 0$) quanto potência reativa ($Q < 0$), ou seja, o sistema está operando no terceiro quadrante.

Na Figura 2.5(d) tem-se que a tensão de saída do VSC (\dot{V}_{sh}) está atrasada (de um ângulo α) e possui maior amplitude que a tensão do sistema (\dot{V}_{ca}). Neste caso temos que o VSC está absorvendo potência ativa ($P > 0$) e fornecendo potência reativa ($Q < 0$), ou seja, o sistema está operando no quarto quadrante.

Portanto, a partir das análises dos diagramas fasoriais representados na Figura 2.5, pode-se afirmar então que o controle da potência utilizando um VSC se dá nos quatro quadrantes (Figura 2.3).

Deste modo, resumi-se controle de potência em quatro quadrantes da seguinte forma: o VSC fornece potência ativa ($P < 0$) quando o ângulo de fase da tensão de saída estiver adiantado em relação ao ângulo de fase da tensão do sistema de energia, caso contrário, o VSC absorve potência ativa ($P > 0$); o VSC fornece potência reativa ($Q < 0$) quando sua tensão de saída possui uma amplitude maior que a tensão do sistema de energia, caso contrário, o VSC absorve potência reativa ($Q > 0$).

Em todas as análises realizadas foi adotada a convenção que o sentido da corrente no ramo onde o VSC está conectado é considerado saindo da barra e chegando ao conversor, isto é, o VSC possui característica de carga e as potências são consideradas positivas quando as mesmas estão sendo consumidas, ou absorvidas.

É importante ressaltar que o VSC possui a capacidade de trocar potência ativa bidirecional com o sistema de energia, ou seja, ele tem a capacidade de quando necessário, absorver energia do sistema e fornecer ao elemento armazenador (por exemplo, capacitor) e em outro momento reverter este processo, fornecendo assim potência ativa proveniente do elemento armazenador.

Desta forma, completam-se os quatro modos possíveis de operação do VSC, no que se refere à troca de potência com o sistema ca.

2.4. O Controle da Tensão

A amplitude da tensão de saída do VSC é a variável de interesse para o controle da tensão do sistema ca. Para o caso ideal (sem perdas) a tensão do sistema ca é dada pela equação 2.1.

$$\dot{V}_{ca} = \dot{V}_{sh} + (x_{sh} \cdot \dot{I}_{ca}) \quad (2.1)$$

Dependendo da amplitude da tensão de saída do VSC em relação à tensão do sistema ca pode-se ter um tipo de compensação. Caso a amplitude da tensão de saída do VSC seja maior que a tensão do sistema tem-se a compensação capacitiva, caso contrário, ou seja, a amplitude da tensão de saída do VSC seja menor que a tensão do sistema ca, tem-se a compensação indutiva. Para cada um dos tipos de compensação existe um respectivo diagrama fasorial, os quais estão mostrados na Figura 2.6.

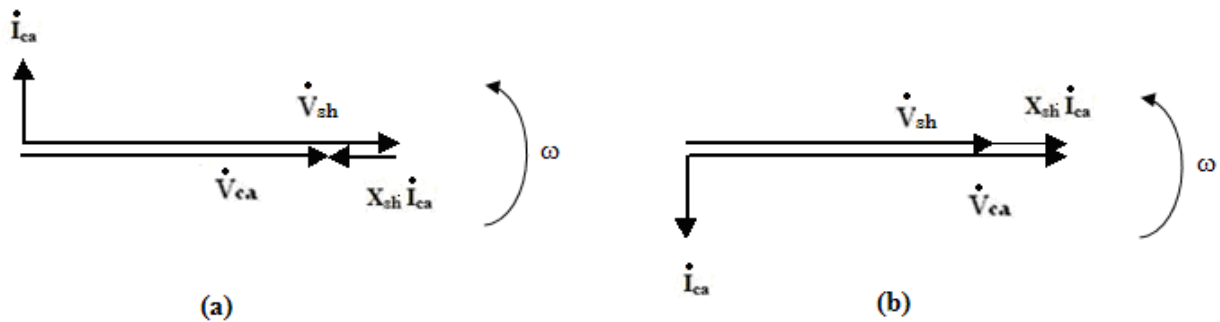


Figura 2.6 – Diagramas fasoriais para cada um dos tipos de compensação: (a) capacitiva e (b) indutiva.

2.5. O Controle da Potência Ativa

O ângulo da tensão de saída do compensador em relação ao ângulo da tensão na barra na qual o compensador está acoplado é a variável chave no controle da potência ativa trocada entre o compensador e o sistema de energia.

O fluxo da potência ativa entre o compensador e o sistema pode ser resumido como: se o ângulo da tensão de saída do compensador estiver adiantado em relação ao ângulo da tensão

da barra, a potência flui do compensador para o sistema, caso contrário, se o ângulo da tensão do compensador estiver atrasado em relação à tensão da barra, a potência ativa flui do sistema para o compensador.

Os diagramas fasoriais para ambos os casos possíveis para o fluxo de potência ativa estão representados na Figura 2.7.

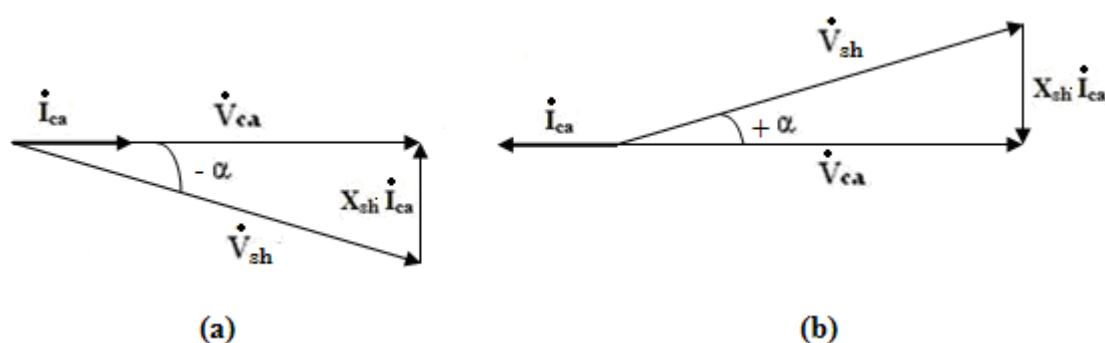


Figura 2.7 – Diagramas fasoriais para: (a) compensador absorvendo potência ativa e (b) compensador fornecendo potência ativa.

Portanto, o compensador pode tanto fornecer quanto absorver potência ativa do sistema de energia. Pode-se notar que esta troca de potência ativa, fornecida ou absorvida, é controlada pela fase da tensão do compensador em relação à fase da tensão na barra de acoplamento.

Para realizar a troca de potência ativa entre o conversor e o sistema de energia, é necessária uma fonte de energia no lado de corrente contínua, lado cc. Esta fonte de energia pode ser um gerador ou um elemento armazenador de energia, conforme (PIN, 2004, ALAMPI FILHO, 2006).

Uma vez entendido o funcionamento do VSC, pode-se então estudar a técnica de modulação usando vetor espacial, utilizadas neste trabalho no controle das chaves eletrônicas que compõe o VSC.

2.6. Conclusão

Foi apresentado o Compensador Estático Síncrono (STATCOM) bem como a operação de um conversor como fonte de tensão. Para este compensador foi analisado o princípio de funcionamento bem como ele operando como controlador de tensão e potência.

O controle de potência em quatro quadrantes utilizando um VSC foi estudado, tal controle só é possível uma vez que nos terminais de saída do VSC (lado ca) é gerada uma tensão totalmente controlada em amplitude e ângulo de fase.

A partir dos diagramas fasoriais apresentados para cada um dos quadrantes de potência, pode-se resumir controle de potência em quatro quadrantes da seguinte forma: o VSC fornece potência ativa ($P < 0$) quando o ângulo de fase da tensão de saída estiver adiantado em relação ao ângulo de fase da tensão do sistema de energia, caso contrário, o VSC absorve potência ativa ($P > 0$); o VSC fornece potência reativa ($Q < 0$) quando sua tensão de saída possuir uma amplitude maior que a tensão do sistema de energia, caso contrário, o VSC absorve potência reativa ($Q > 0$).

Estudo o princípio de operação do conversor como fonte de tensão pode notas que este pode ser usado na compensação regenerativa de potência, uma vez utilizado um armazenador de energia apropriado.

Capítulo 3

Modulação Vetorial Espacial

3.1. Introdução

Conforme Paschoareli (1999) a Modulação Vetorial Espacial (*Space Vector Modulation* – SVM) baseia-se na determinação dos períodos em que os interruptores do conversor permanecem nos estados ligado (“*on*”) ou desligado (“*off*”), em função da posição instantânea do vetor espacial. Para realizar tal modulação é necessária uma referência trifásica, a qual pode ser obtida de um sinal de tensão, ou corrente, no processo de controle.

Dentre as principais vantagens da utilização da SVM destacam-se a redução do número de comutações dos interruptores, diminuindo assim o conteúdo harmônico na saída do conversor, possibilidade de modulação senoidal, baixa distorção harmônica, utilização de equações algébricas para o cálculo dos períodos de chaveamento, a saída do conversor apresenta uma modulação trifásica e equilibrada, entre outras.

Neste capítulo, apenas um breve resumo do cálculo da SVM será apresentado, uma vez que este não é o foco principal do trabalho. Para maiores detalhes, pode-se verificar, passo a passo, a modulação SVM no Apêndice A.

3.2. Representação do vetor espacial

Os valores instantâneos das variáveis trifásicas são indicados no eixo trifásico estacionário (deslocados 120° uns dos outros). Um conjunto de eixos complexos ortogonais é superposto à representação trifásica. O vetor \hat{u} (referência para a SVM) é definido como tendo sua origem na intersecção dos eixos ortogonais e tendo seu módulo limitado pela intersecção das projeções ortogonais dos valores instantâneos trifásicos. O vetor \hat{u} gira com uma velocidade síncrona e é deslocado de um ângulo θ em relação ao eixo direto. O vetor \hat{u} pode ser representado por componentes nos dois eixos ortogonais, conforme ilustrado na Figura 3.1.

No plano complexo, a componente $u_d(t)$ é a projeção de \hat{u} no eixo real e a componente $u_q(t)$ é a projeção de \hat{u} no eixo imaginário, ou seja:

$$\hat{u} = u_d(t) + ju_q(t) \quad (3.1)$$

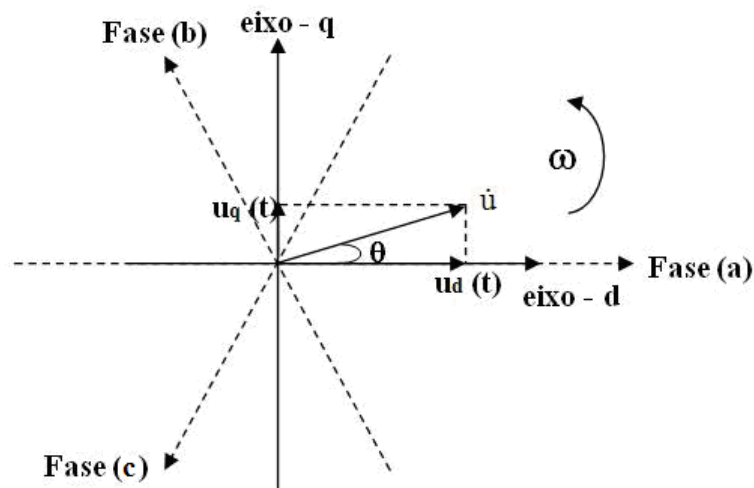


Figura 3.1 – Representação do vetor espacial.

A transformação matemática para representar as variáveis instantâneas no conjunto de eixos ortogonais é dada pelas equações:

$$u_d(t) = \frac{2}{3} \cdot \left[u_a(t) - \frac{u_b(t)}{2} - \frac{u_c(t)}{2} \right] \quad (3.2)$$

$$u_q(t) = [u_b(t) - u_c(t)]/\sqrt{3} \tag{3.3}$$

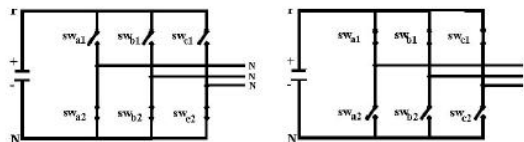
$$u_o(t) = [u_a(t) + u_b(t) + u_c(t)]/3 \tag{3.4}$$

3.3. Os vetores de estado

Considere o VSC descrito anteriormente (Figura 2.2). Cada fase deste conversor pode assumir um valor igual a $+V_{cc}/2$ (polaridade positiva, P) ou $-V_{cc}/2$ (polaridade negativa, N), dependendo das posições (ou estados) dos interruptores que compõe o conversor.

Existem oito possíveis combinações para os interruptores do conversor trifásico. Cada posição é chamada de vetor de estado de chaveamento, na Figura 3.2 estão ilustradas todas as combinações de chaveamento.

Combinações de chaveamento para os estados nulos



Combinações de chaveamento para os estados ativos

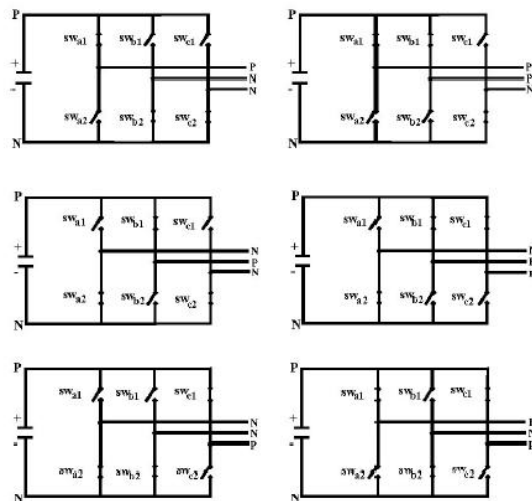


Figura 3.2 – Vetores de estado de chaveamento.

Observa-se que na Figura 3.2 dois dos vetores de estado de chaveamento representam todas as saídas do conversor conectadas ao mesmo potencial (tanto positivo, PPP, quanto negativo, NNN). Tais vetores são chamados “vetores de estado nulos”, uma vez que a tensão cc não contribui para a corrente no lado ca.

3.4. Determinação dos setores

Considere tensões senoidais trifásicas equilibradas, conforme ilustra a Figura 3.3.

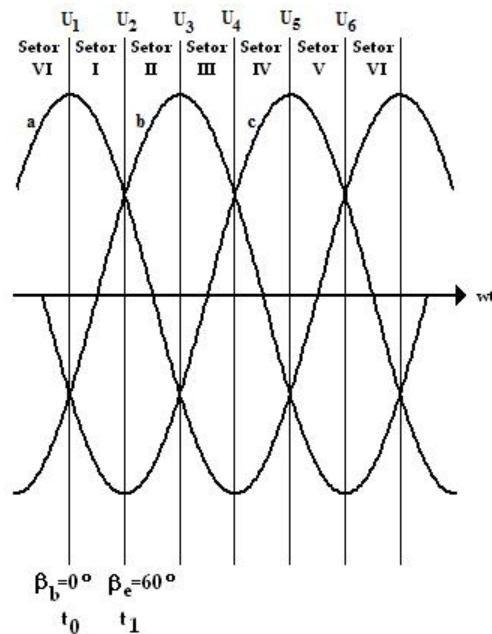


Figura 3.3 – Representação dos setores.

Existem seis pontos de cruzamento durante um ciclo completo e pode-se verificar que estes cruzamentos estão espaçados 60° uns dos outros. Os pontos de cruzamento das tensões estabelecem o começo e o final de um determinado intervalo, chamado de “setor”. Cada ponto de cruzamento é associado a um vetor de estado.

Conforme dito anteriormente, a SVM baseia-se na determinação dos períodos em que as chaves eletrônicas do conversor permanecem nos estados “on” e “off” em função da posição instantânea do vetor espacial, tem-se que para cada setor estes períodos variam. Tais períodos são dados pelas equações (3.5), (3.6), (3.7) e (3.8).

$$\tau_1 = \tau \cdot \frac{3}{2} \cdot V_{cc} \cdot (kk_1 \cdot u_d(t) + kk_2 \cdot u_q(t)) \quad (3.5)$$

$$\tau_2 = \tau \cdot \frac{3}{2} \cdot V_{cc} \cdot (kk_3 \cdot u_d(t) + kk_4 \cdot u_q(t)) \quad (3.6)$$

$$\tau_N = \left(1 - \frac{2 \cdot |\vec{u}(t)|}{V_{cc}} \cdot \cos(\theta - \beta_b) \right) \cdot \tau \quad (3.7)$$

$$\tau_P = \left(1 - \frac{2 \cdot |\vec{u}(t)|}{V_{cc}} \cdot \cos(\beta_e - \theta) \right) \cdot \tau \quad (3.8)$$

sendo,

τ_1 : período de tempo em que o vetor de referência está próximo do vetor de estado do início do setor;

τ_2 : período de tempo em que o vetor de referência está próximo do vetor de estado do final do setor;

τ_N : período nulo (vetor de estado NNN);

τ_P : período nulo (vetor de estado PPP);

τ : período de chaveamento;

V_{cc} : tensão do lado cc do VSC;

u_d : projeção do vetor de referência no eixo direto (eixo d);

u_q : projeção do vetor de referência no eixo de quadratura (eixo q);

kk_x ($x=1,2,3$ e 4): constantes, diferentes dependendo do setor aonde está o vetor de referência;

θ : posição angular do vetor de referência, em relação ao eixo direto (eixo d);

β_b : ângulo inicial de um determinado setor, em relação ao eixo direto (eixo d);

β_e : ângulo final de um determinado setor, em relação ao eixo direto (eixo d).

3.5. Construção dos pulsos

Uma vez calculado todos os períodos (ativos e nulos) para um período de chaveamento em um determinado setor é possível criar simultaneamente um sinal de gatilho

para cada um dos interruptores semicondutores que compõe o conversor. Na Figura 3.4 estão ilustrados os sinais de gatilho para as chaves superiores das fases a, b e c.

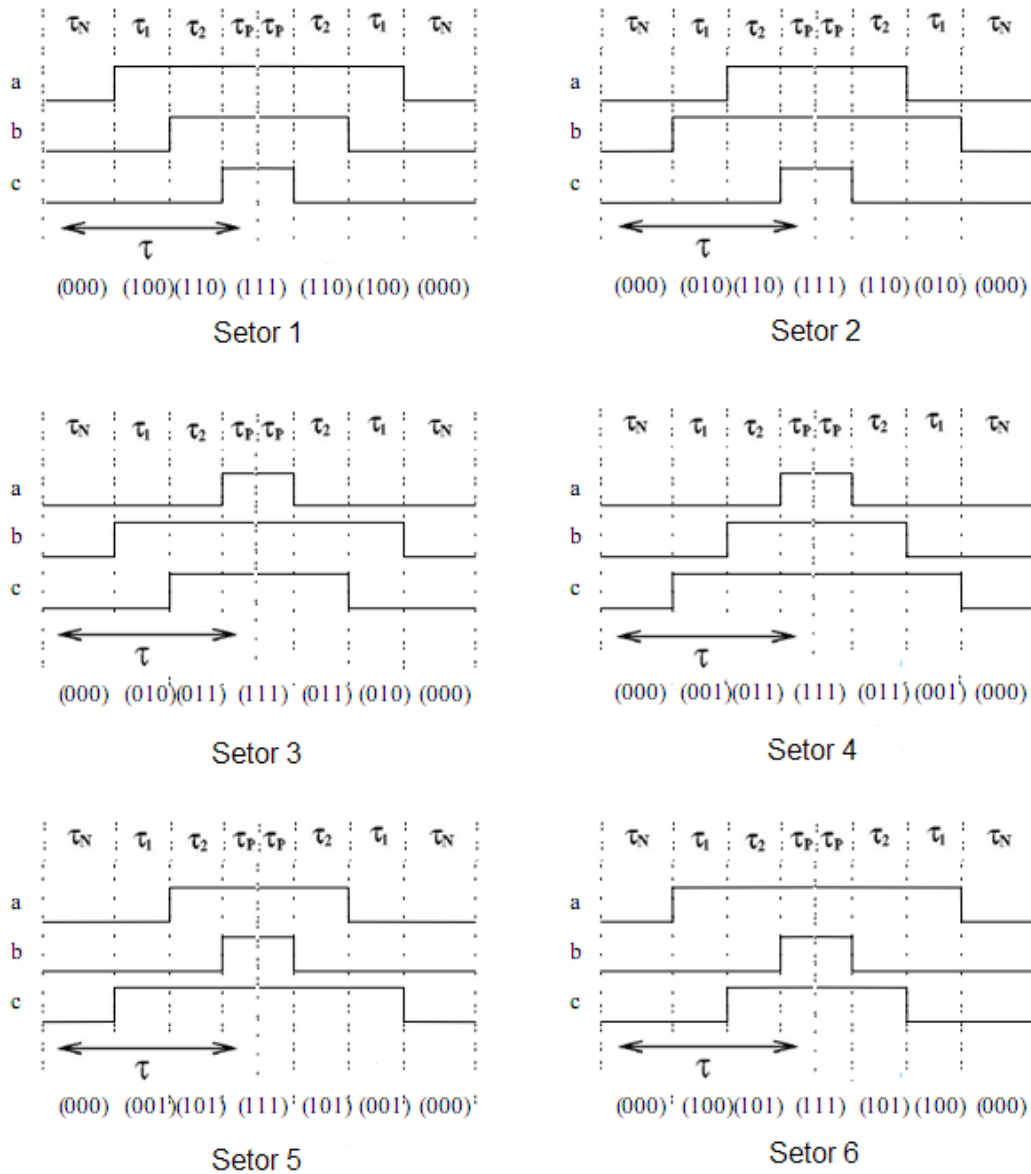


Figura 3.4 – Sinais de gatilho para as chaves superiores do VSC.

Para realização desta modulação será utilizado o DSP da Texas Instruments TMS320F2808 o qual está embarcado na placa eZdsp Starter Kit F2808 da Spectrum Digital.

3.6. Conclusão

Neste capítulo a Modulação Vetorial Espacial (SVM) foi apresentada. Nesta modulação são definidos todos os períodos ativos e nulos e assim então determinar uma relação entre a forma de onda senoidal trifásica e a seqüência dos pulsos gerados pela SVM. Esta modulação será usada para gerar os sinais de controle dos interruptores semicondutores do Compensador Regenerativo de Potência Ativa.

O uso desta modulação permite reduzir o numero de comutações das chaves eletrônicas do conversor como fonte de tensão (VSC), reduzindo assim as perdas de comutação e o conteúdo harmônico injetado no sistema de energia.

Para o cálculo dos períodos de chaveamento é tomada como base a posição instantânea do vetor espacial usado como referência em relação aos vetores estacionários. Pode-se verificar que apenas são utilizadas equações algébricas para o cálculo dos períodos de chaveamento e que, para a realização desta modulação é necessário apenas um sinal de referencia trifásico.

Capítulo 4

A Teoria da Potência Instantânea

4.1. Introdução

A pesquisa no cálculo e no entendimento físico do fluxo de energia em circuitos elétricos vem desde a década de 20. Podem-se encontrar excelentes trabalhos tratando de aspectos importantes desde fluxo de energia, entretanto, a preocupação básica era relacionada com os valores médios ou rms das tensões e correntes.

Com o desenvolvimento de dispositivos de eletrônica de potência e seus conversores, apareceram novas condições de contorno ao problema de fluxo de energia. Isto se deve não ao fato do problema ser novo e sim, porque esses dispositivos se comportam como cargas não lineares e representam uma significativa quantidade de potência quando comparados com outras cargas lineares tradicionais.

O tempo de resposta desses conversores e o modo como geram potência reativa e componentes harmônicos deixou claro que a teoria convencional para analisar o fluxo de energia não seria suficiente nos termos dos valores médios e rms das variáveis. Deste modo, a análise no domínio do tempo mostrou-se uma nova maneira de entender e analisar o fluxo de energia em circuitos não lineares.

As teorias que tratam de potência instantânea podem ser classificadas em dois grupos. O primeiro é baseado na transformação das fases *abc* para três eixos ortogonais, chamado de

Teoria $p-q$. O segundo é baseado diretamente nas fases abc , chamado de Teoria abc . Neste trabalho será apresentada apenas a Teoria $p-q$.

4.2. A Teoria $p-q$

Conforme Akagi et al. (1984) a Teoria $p-q$ é baseada nas potências instantâneas definidas no domínio do tempo. Não é imposta nenhuma restrição para as formas de onda de tensão ou corrente e ela pode ser aplicada em sistemas trifásicos. Deste modo, ela é válida não apenas no regime permanente, mas também no transitório. Esta teoria mostra-se muito eficiente e flexível no desenvolvimento de controladores para condicionadores de potência baseados em dispositivos de eletrônica de potência.

A Teoria $p-q$ primeiro transforma tensões e correntes das coordenadas abc para as coordenadas $\alpha\beta 0$ e então define potências instantâneas nessas coordenadas. Deste modo, a Teoria $p-q$ considera o sistema trifásico com unidade e não como superposição ou soma de três sistemas monofásicos como na teoria de potência convencional.

4.2.1. A Transformação de Clarke

A transformação $\alpha\beta 0$ ou a transformação de Clarke mapeia as tensões trifásicas instantâneas nas coordenadas abc , $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$, nas tensões instantâneas nas coordenadas $\alpha\beta 0$, $v_\alpha(t)$, $v_\beta(t)$ e $v_0(t)$.

A Transformação de Clarke e sua inversa para um sistema trifásico genérico de tensões são dadas pelas equações (4.1) e (4.2).

$$\begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

A mesma transformação é válida para os valores instantâneos das correntes trifásicas nas coordenadas abc , $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$, resultando nas componentes, $i_\alpha(t)$, $i_\beta(t)$ e $i_0(t)$, nas coordenadas $\alpha\beta 0$, expressas pelas equações (4.3) e (4.4).

$$\begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Uma vantagem em se aplicar a transformação de Clarke é separar a componente de seqüência zero das componentes trifásicas abc . Os eixos α e β não contribuem para a componente de seqüência zero. Caso as tensões trifásicas são balanceadas, então se pode eliminar a componente v_0 nas equações (4.1) e (4.2). Então, a transformação de Clarke torna-se:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Equações similares existem para as correntes trifásicas, a componente i_0 também é eliminada uma vez que ela não existe em sistemas trifásicos de três fios.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

As equações (4.3) e (4.4) representam uma transformação de eixos conforme ilustrado pela Figura 4.1.

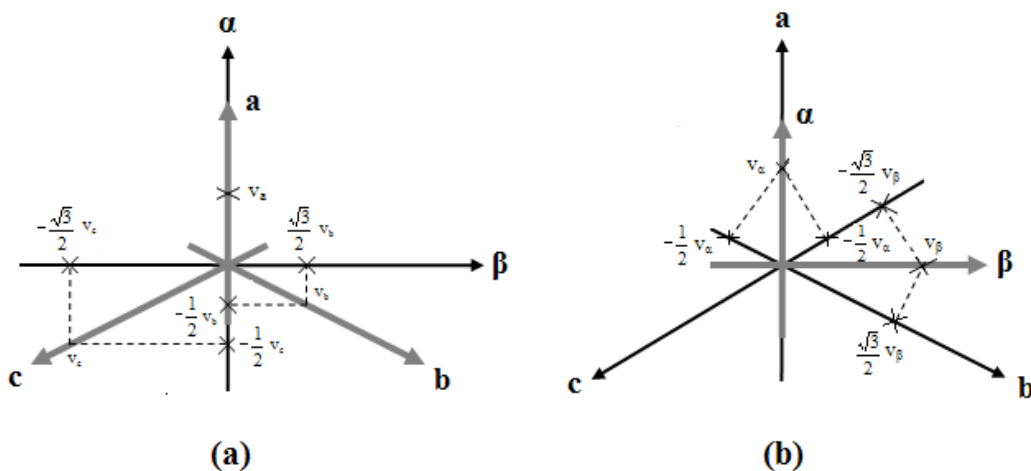


Figura 4.1 – Representações gráficas: (a) Transformação de Clarke e (b) Transformação Inversa de Clarke.

Os diagramas ilustrados na Figura 4.1 são eixos e não devem ser confundidos com o conceito de fasores de tensão e corrente. Os eixos a , b e c são defasados de $2\pi/3$ rad entre eles, enquanto que os eixos α e β são ortogonais. Os eixos a e α são paralelos. A direção do eixo β é escolhida de modo que se os vetores de tensão ou corrente nas coordenadas abc giram na seqüência abc , então eles devem girar na seqüência $\alpha\beta$ nas coordenadas $\alpha\beta$.

4.3. Potência Ativa Instantânea Trifásica em Termos das Componentes de Clarke

Uma propriedade da Transformação de Clarke e sua inversa é não apresentar variação no cálculo da potência. Isto é muito útil quando é analisada a potência instantânea em sistemas trifásicos. A potência ativa instantânea trifásica possui um significado físico universalmente aceito e é válido em regime transitório, diferentemente do conceito tradicional de potência ativa que supõe o sistema em regime permanente.

Por definição, temos que: em um sistema trifásico, com ou sem o condutor neutro, no regime permanente ou transitório, a potência ativa instantânea trifásica $p_{3\phi}(t)$ descreve a energia instantânea total fluindo por segundo entre dois subsistemas.

A equação (4.9) expressa o cálculo, a partir dos valores de fase das tensões e correntes, da potência instantânea trifásica.

$$p_{3\phi}(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \Rightarrow p_{3\phi}(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (4.9)$$

A potência ativa instantânea trifásica pode ser calculada nos termos da transformação de Clarke, apenas substituindo a equação (4.2) e (4.4) em (4.9). Assim,

$$p_{3\phi}(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \Leftrightarrow p_{3\phi}(t) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (4.10)$$

3.4. As Potências Instantâneas da Teoria p-q

A Teoria p - q é definida em sistemas trifásicos com ou sem o condutor neutro (AKAGI et al., 1984, 2007). As potências instantâneas (potência instantânea da seqüência zero, p_0 , a potência instantânea ativa, p e a potência instantânea reativa, q) são definidas a partir dos valores instantâneos das tensões e correntes de fase no eixo $\alpha\beta 0$ como:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Não existe a componente de seqüência zero na corrente em um sistema trifásico de três fios. Neste caso, apenas as potências instantâneas definidas no eixo $\alpha\beta$ existem, uma vez que o produto $v_0 i_0$ na equação (4.10) é igual à zero. Assim, a equação (4.11) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

4.5. A Teoria p-q em Sistemas Trifásicos de Três Fios

Uma outra maneira de explicar a Teoria p-q para sistemas trifásicos de três fios é utilizando os valores instantâneos dos vetores de tensão e correntes definidos como:

$$\mathbf{e} = v_\alpha + jv_\beta \quad (4.13)$$

$$\mathbf{i} = i_\alpha + ji_\beta \quad (4.14)$$

O conceito original para o cálculo da potência complexa usa o fasor da tensão e o fasor conjugado da corrente, deste modo, este conceito é valido apenas para o regime permanente e com uma freqüência constante. Uma nova definição de potência instantânea complexa é possível usando os vetores instantâneos das tensões e correntes.

A potência instantânea complexa é definida como:

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} \cdot \mathbf{i}^* = (v_\alpha + jv_\beta) \cdot (i_\alpha - ji_\beta) = \underbrace{(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)}_p + j \underbrace{(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)}_q \quad (4.15)$$

As potências ativa e reativa instantâneas definidas em (4.12) são parte da potência complexa instantânea, \mathbf{s} , definida em (4.15).

É importante ressaltar que a potência instantânea reativa q não possui um significado físico tradicional, uma vez que ela é definida como sendo proporcional à quantidade de energia trocada entre as fases do sistema. A Figura 4.2 ilustra as potências ativa e reativa instantâneas.

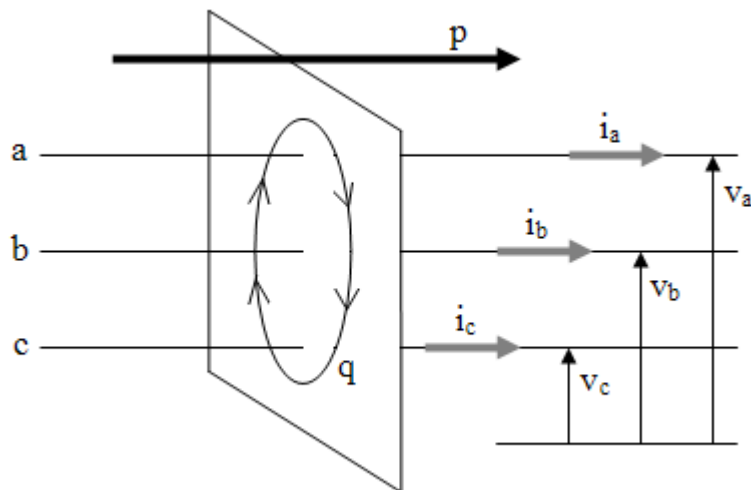


Figura 4.2 – Significado físico das potências ativa e reativa instantâneas.

Na Figura 4.2, \mathbf{p} é a energia instantânea total fluindo por unidade de tempo, e \mathbf{q} é a energia trocada entre as fases do sistema sem transferência de energia.

É importante notar que na teoria convencional de potência a potência reativa é definida como um componente da potência ativa instantânea, o qual possui valor médio igual à zero. Na Teoria p - q não é assim, a potência reativa instantânea é a soma de produtos de tensões e correntes trifásicos instantâneos, a qual não contribui, em qualquer momento, com a energia transferida entre dois subsistemas.

Estudado o conceito da potência instantânea, pode-se então introduzir a idéia da compensação regenerativa de potência ativa.

4.6. Conclusão

Um breve resumo sobre a Teoria da Potência Instantânea, ou Teoria $p-q$ foi apresentado. Nesta teoria as potências instantâneas são definidas no domínio do tempo, nenhuma restrição é imposta para as formas de onda de tensão, ou corrente, e ela é aplicada em sistemas trifásicos, tornando esta teoria válida não apenas para o regime permanente, mas também para o regime transitório.

Esta teoria mostra-se bastante eficiente e flexível no desenvolvimento de controladores para condicionadores de potência baseados em dispositivos de eletrônica de potência.

A Teoria $p-q$ primeira transforma tensões e correntes das coordenadas abc para as coordenadas $\alpha\beta 0$ e então define potências instantâneas, nessas novas coordenadas. Deste modo, o sistema trifásico é considerado como unidade e não como superposição ou soma de três sistemas monofásicos, como na teoria de potência convencional.

Fisicamente, a potência instantânea \mathbf{p} é a energia instantânea total fluindo por unidade de tempo, e \mathbf{q} é a energia trocada entre as fases do sistema sem transferência de energia.

Esta teoria foi usada no cálculo das potências trocadas entre o Compensador Regenerativo de Potência Ativa e o sistema de energia.

Capítulo 5

Compensação Regenerativa de Potência Ativa

5.1. Introdução

Nos sistemas elétricos modernos existe a necessidade de operação e planejamento com margens operacionais cada vez menores. Na geração, na transmissão, na distribuição e na utilização final da energia, métodos e processos são implementados com objetivo de levar os sistemas a atuar o mais próximo possível de seus limites, com isso adiando e otimizando os investimentos e a utilização dos sistemas.

Para realizar a modernização de sistemas de energia estão sendo cada vez mais utilizados componentes da eletrônica de potência. Tais componentes funcionam como interruptores semicondutores e são usados no controle e no condicionamento de energia. Um crescente aumento na utilização destes componentes nos sistemas elétricos vem ocorrendo, uma vez que as capacidades operacionais dos mesmos têm aumentado no que se refere à tensão, corrente e frequência de chaveamento. Quando estes componentes são usados na flexibilização de sistema elétricos de transmissão eles são denominados Controladores FACTS (FACTS – *Flexible AC Transmission System* ou Sistemas Flexíveis na Transmissão em Corrente Alternada). Porém, não se restringe apenas aos sistemas de transmissão a utilização destes componentes. Em sistemas de distribuição, há uma crescente aplicação destes controladores, seja nas concessionárias, seja em sistemas industriais.

Em sistemas industriais, os custos da energia elétrica em conjunto com os contratos, incentivam o consumo em certos horários do dia e períodos do ano. Com isso, há a necessidade de monitorar e controlar tal consumo. Com a prática de armazenamento de energia e da utilização proporcional da mesma em conjunto com a fornecida pela concessionária resulta em uma diminuição nos custos com energia e de multas relacionadas com a ultrapassagem da demanda contratada em certos horários do dia e períodos do ano. Uma solução alternativa ao problema de mudança do perfil de consumo e instalação de grupos geradores é o uso de controladores eletrônicos em conjunto a elementos armazenadores de energia possibilitando a disponibilidade de potência por períodos pré-definidos, alternando entre a aquisição de energia do sistema elétrico e a utilização da energia armazenada.

Um controlador eletrônico, baseado na utilização de um conversor como fonte de tensão associado a um elemento armazenador de energia (do lado de corrente contínua), pode operar nos quatro quadrantes do fluxo de potência (ALAMPI FILHO, 2004). Com isso, o compensador está habilitado a promover o controle simultâneo de diversos parâmetros do sistema, como fator de potência, nível de tensão e, evidentemente, do fluxo de potência ativa entre o conversor e o sistema armazenador de corrente contínua (PASCHOARELI, 2007).

A idéia da compensação regenerativa de potência ativa está baseada da utilização de conversores como fonte de tensão, associados aos armazenadores de energia. A metodologia proposta é a mesma que nos compensadores avançados, mais particularmente com o STATCOM, a principal diferença é que enquanto o STATCOM troca somente potência reativa com o sistema de energia, o compensador regenerativo promove também a troca de potência ativa com o sistema, necessitando assim um armazenador de energia.

5.2. Armazenadores de Energia

Um elemento fundamental para o funcionamento do compensador regenerativo de potência é o armazenador de energia. Para se escolher o elemento armazenador deve-se considerar, entre outros parâmetros, a característica de carga e descarga, o nível de tensão, a quantidade de energia a ser armazenada, a relação entre volume e energia armazenada e, evidentemente, os custos (PASCHOARELI, 2007).

Diversos tipos de armazenadores de energia para casos específicos têm sido analisados, entretanto, para armazenar grandes quantidades de energia, a custos competitivos, os armazenadores mais utilizados são as baterias. Entre as baterias, as mais aplicadas são as de chumbo-ácido.

Embora haja restrições para a utilização de baterias de chumbo-ácido, tais como a baixa densidade de armazenamento de energia, estes armazenadores têm sido bastante utilizados em sistemas de potência, quando é requerido grande volume de energia armazenada.

Diversas tecnologias de baterias mostram-se promissoras para aplicações estacionárias de armazenamento de energia, algumas com potencialidades de densidade de energia mais elevadas do que as baterias de chumbo-ácido. Entretanto, não são competitivas, ainda, em relação às custos e apresentam limitações para aplicações em potências elevadas. Algumas das principais tecnologias disponíveis incluem baterias híbridas de níquel-metal, baterias de níquel-cádmio e baterias de lítio-iodo.

Até pouco tempo, devido a problemas construtivos, baterias não eram muito usadas em elevados níveis de potência por períodos muito longos de tempo. Descargas rápidas podem reduzir a vida útil da bateria, devido ao aquecimento elevado. Com o avanço da tecnologia, um tipo de bateria que vem sendo aplicado para armazenamento de energia em larga escala é o do tipo sódio-enxofre (NaS). Baterias deste tipo já estão em operação no Japão e Estado Unidos (ROBERTS, 2006, MIWA et al., 2007).

Existem ainda também interesses ambientais relacionados ao armazenamento de energia em baterias, uma vez que há geração de gases tóxicos durante a carga e descarga. A eliminação de materiais poluentes também resulta em problemas ambientais na hora do descarte dessas baterias.

5.3. A Bateria NaS

A bateria de sódio-enxofre (NaS) é um tipo de bateria construída a partir dos elementos químicos sódio (Na) e enxofre (S). Essa bateria possui uma alta densidade de

energia, alta eficiência na carga e descarga (de 89 a 92%) e ainda um longo ciclo de vida, além de ser construída a partir de materiais não muito caros. Devido a temperaturas de operação na faixa de 300 a 350°C, e ainda à natureza altamente corrosiva dos materiais empregados na construção de tais baterias, as mesmas são mais susceptíveis a aplicações estacionárias e em larga escala tais como armazenamento de energia para redes de energia elétrica.

A bateria NaS é construída a partir de uma configuração cilíndrica alta, e é protegida, da corrosão interior, por uma “casca” de metal, usualmente cromo ou molibdênio. Detalhes de sua construção podem ser vistos na Figura 5.1.

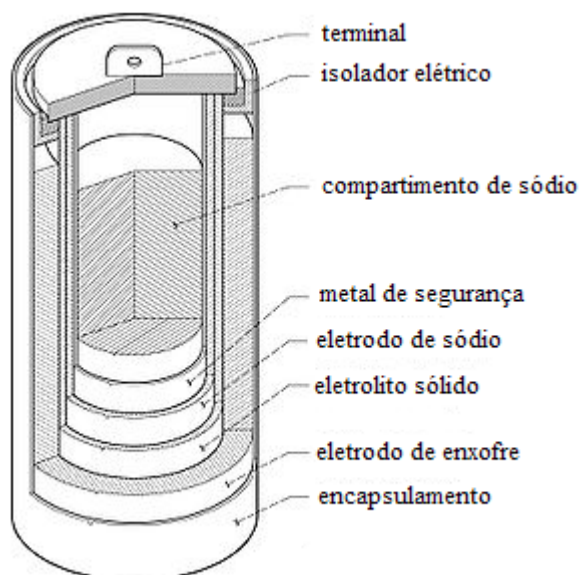


Figura 5.1 – Estrutura de uma bateria NaS.

O invólucro exterior da bateria serve como eletrodo positivo, enquanto que o sódio líquido atua como eletrodo negativo. Alguns detalhes sobre o princípio de funcionamento desta bateria podem ser vistos em (MIWA, 2007), uma vez que isso não é o foco do trabalho.

Esta bateria torna-se mais econômica à medida que seu tamanho aumenta. Em aplicações comerciais estas baterias são organizadas em blocos para melhor conservação do calor e são armazenadas em caixas com isolamento a vácuo.

A primeira aplicação em larga escala de baterias NaS foi no veículo da Ford “Ecostar”, um protótipo de veículo elétrico em 1991. Entretanto, devido a sua alta temperatura de operação a bateria NaS mostrou-se inviável em aplicações automotivas.

Baterias NaS mostram-se uma possível aplicação para armazenamento de energia em fontes alternativas de energia, especialmente na energia eólica e solar. No caso da energia eólica, a bateria armazenaria energia durante tempo de muito vento, porém pouca demanda. Esta energia armazenada pode então ser descarregada da bateria durante períodos de pico de carga.

Inspirado neste conceito de armazenamento de energia para o caso da energia eólica é que a idéia da Compensação Regenerativa de Potência Ativa é proposta. Essa compensação será apresentada a seguir.

5.4. A Compensação Regenerativa de Potência Ativa

A associação de um conversor como fonte de tensão e armazenadores de grandes quantidades de energia permite que se armazene energia em determinados períodos, para utilizá-la em períodos mais favoráveis. Isto é particularmente interessante em um sistema de tarifação horo-sazonal, como é o caso brasileiro (PASCHOARELI, 2007).

Conforme mencionado, uma das motivações para se desenvolver tal compensador está no modelo tarifário do sistema elétrico brasileiro.

O modelo tarifário do sistema elétrico brasileiro, até 1981, era o chamado convencional. Tal modelo não fazia diferenciação dos preços da energia elétrica consumida durante as diferentes horas do dia e períodos do ano. Deste modo, o perfil do consumo refletia uma tendência natural, vinculada exclusivamente aos hábitos de consumo e as características do mercado para uma determinada região.

A partir então do ano de 1981, surgiu a Tarifação Horo-Sazonal (THS). Neste modelo, grandes consumidores passariam a ser tarifados segundo os períodos do ano e horários do dia.

Resumidamente, a THS possui as seguintes características:

- **Horário de ponta:** corresponde ao intervalo de três horas consecutivas, definido por cada concessionária local, compreendido entre as 17h00min e 22h00min, de segunda a sexta-feira.
- **Horário fora de ponta:** correspondem as horas complementares as relativas ao horário de ponta, acrescido do total de horas dos sábados e domingos.
- **Período seco:** corresponde ao intervalo situado entre os fornecimentos abrangidos pelas leituras nos meses de maio a novembro de cada ano.
- **Período úmido:** corresponde ao intervalo situado entre os fornecimentos abrangidos pelas leituras dos meses de dezembro de um ano a abril do ano seguinte.

Nos consumidores enquadrados na tarifação horo-sazonal (THS), as concessionárias utilizam medidores eletrônicos com saídas para o consumidor. Neste caso, as informações de consumo ativo e reativo são fornecidos por medidores ou registradores das próprias concessionárias de energia. Estes medidores são padronizados por normas da ABNT, inclusive no tocante aos sinais disponibilizados para os consumidores.

Os segmentos horo-sazonais são as combinações dos intervalos de ponta e fora de ponta com os períodos seco e úmido. Desta maneira, torna-se possível equalizar a demanda de energia ao longo do dia, minimizando assim os custos com os contratos de energia.

Grandes indústrias têm evitado essa ultrapassagem de contrato de consumo nos horários de ponta instalando grupos de geradores. Entretanto, tal solução requer grandes áreas para a instalação do gerador, armazenamento de combustível, manutenção entre outras necessidades estruturais, sem contar os problemas de estabilidade do sistema. Para a concessionária esta não é uma boa solução uma vez que ela deixa de vender energia para o consumidor.

Para exemplificar o potencial da Compensação Regenerativa de Potência Ativa será apresentado um estudo de caso.

5.6. Estudo de Caso para a Compensação Regenerativa de Potência Ativa

Conforme (ALAMPI, 2006), em uma indústria, o consumo deve ser monitorado, por um gerenciador de energia, a partir de medições realizadas em diversos setores da uma instalação. No modelo considerado, um microprocessador concentra as leituras, processa as informações e comanda as saídas e envia todas as informações para a estação de supervisão e controle.

Na estação de supervisão e controle, o operador deve ter acesso às grandezas elétricas em diversos pontos de medição: correntes nas três fases, tensões nas três fases, frequência da rede, fator de potência instantâneo, potência ativa, potência reativa, potência aparente, consumo ativo acumulado e consumo reativo acumulado. Para o envio desses dados as soluções mais modernas utilizam o protocolo TCP/IP (*Transmission Control Protocol/Internet Protocol*), sendo a internet o veículo de transmissão e manipulação de dados.

O caso considerado neste estudo refere-se ao consumo de energia de uma empresa do ramo de hipermercados, levando em conta o comportamento da demanda mensal e diária. O período de trabalho é integral (24 horas), com contrato de tarifação do tipo A4 - AZUL, tensão de fornecimento igual a 13,8 kV, cabine de medição no padrão CPFL com dois transformadores, um de 750KVA, com tensão secundária de 220/127V, que atende a parte administrativa e a loja, e outro de 500 kVA, com tensão secundária de 380/220V, que atende ao sistema de ar condicionado central (ALAMPI, 2006). A demanda contratada para horários fora de ponta é de 1075 kW e a demanda contratada para os horários de ponta igual a 850 kW.

Através de medições realizadas nota-se que o período de maior carga é referente ao mês de dezembro de 2004. O comportamento da demanda para este mês pode ser visto na Figura 5.2.

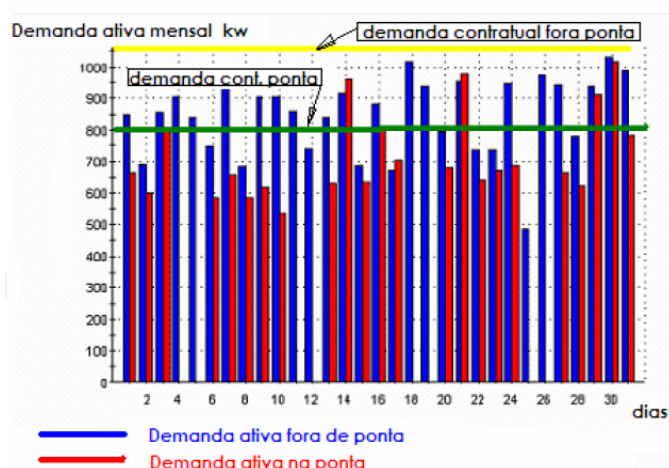


Figura 5.2. - Perfil de demanda e limites de contrato no mês de dezembro de 2004.

Na Figura 5.3 pode-se observar os valores limites das demandas contratadas para os horários de ponta e fora de ponta (entre 18 – 21 horas). O limite máximo de ultrapassagem é igual a 100 kW superior ao contratado (neste caso, 1150 kW), durante todo o dia, acima desse valor é cobrada uma multa por ultrapassagem.

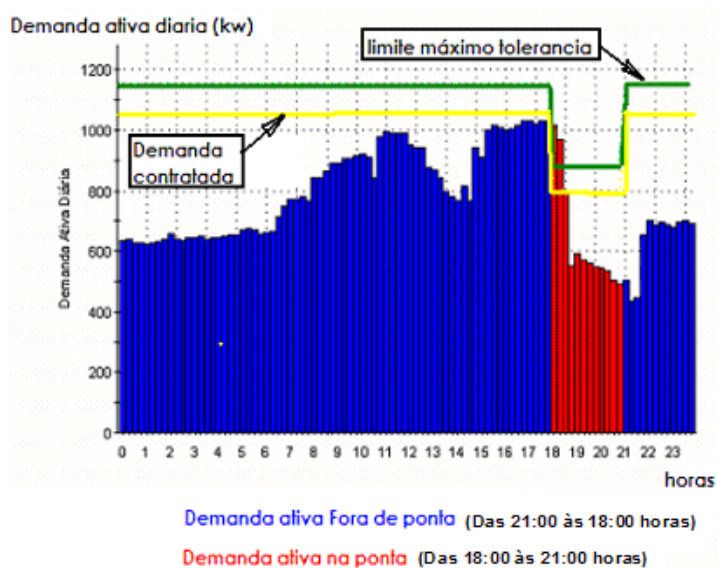


Figura 5.3 – Perfil de demanda e limites de contrato.

Analisando o perfil de consumo (Figura 5.3), é observada a ultrapassagem de demanda contratada no horário de ponta (entre 18:00 e 18:30 horas). Ainda nota-se que esta ultrapassagem é maior que a permitida, assim, esta empresa é sujeita à multa de ultrapassagem.

Aplicando a idéia da Compensação Regenerativa de Potência Ativa pode-se conseguir um novo contrato de demanda, diferente do apresentado na Figura 5.3, o qual pode ser visto na Figura 5.4.

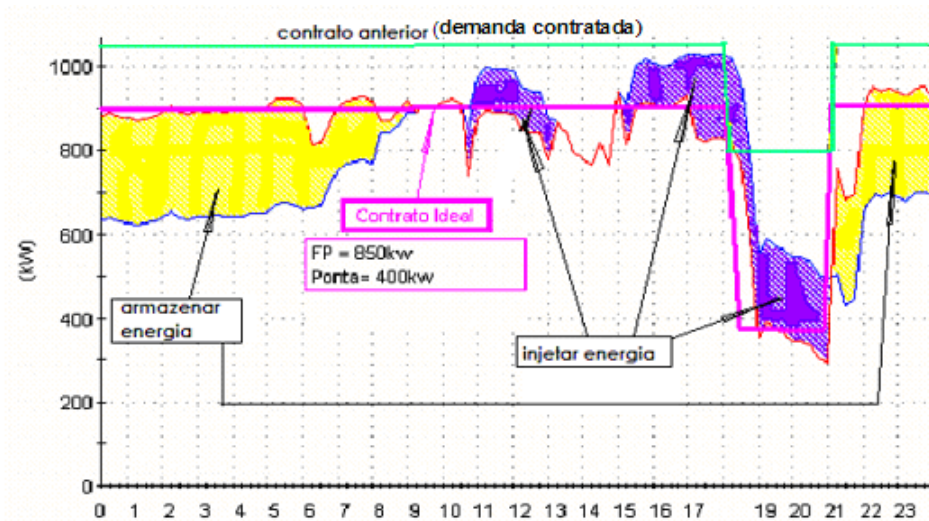


Figura 5.4 – Análise da Compensação Regenerativa de Potência Ativa.

Na Figura 5.4 observa-se um contrato de demanda em um valor muito inferior ao inicial, sendo o contrato fora de ponta de 850 kW e, durante o período de ponta, de 400 kW. Nota-se ainda uma área destacada entre o valor da demanda contratada e a potência efetivamente consumida (representada pela envoltória dos valores médios em cada hora do dia). Assim, a área (energia) abaixo da linha da demanda contratada pode ser armazenada para ser injetada no sistema nos períodos em que a área de consumo está acima da linha da demanda contratada.

A Tabela 5.1 representa os intervalos de armazenamento e de injeção de potência ativa, de acordo com o perfil de consumo apresentado na Figura 5.2.

Tabela 5.1 - Intervalos de armazenamento e injeção de potência.

Dia: 30/12/2004					
HORARIOS E QUANTIDADES DE CARGAS ARMAZENADAS E INJETADAS					
H.Início (hh:mm)	H.Fim (hh:mm)	Carga / Capacitor	Potência	F.Potencia	Injeta/Armazena
00:00	06:00	carga	250	1	armazenar
06:00	08:00	carga	150	1	armazenar
08:00	09:00	carga	30	1	armazenar
10:30	13:00	carga	-100	1	injetar
17:00	18:00	carga	-200	1	injetar
18:00	21:00	carga	-200	1	injetar
21:00	23:59	carga	250	1	armazenar
15:00	17:00	carga	-100	1	injetar

Portanto, o compensador deve ser dimensionado para armazenar e disponibilizar o nível de energia necessário, levando em consideração o nível de potência e o tempo de troca de energia com o sistema, de modo a manter, pelo maior período possível, o perfil de consumo abaixo do valor contratado.

Este e outros estudos de caso, bem como as análises econômicas dos mesmos, podem ser encontrados, mais detalhados, em (ALAMPI, 2006).

5.7. O Compensador Regenerativo de Potência Ativa

O compensador regenerativo de potência ativa vem no sentido de buscar soluções alternativas aos geradores, fazendo com que o consumidor armazene energia que é contratada, porém não utilizada (nos horários fora de ponta), e então nos horários de ponta, utilizar tal energia. Esta solução é ideal para ambos os lados, uma vez que a concessionária não estará deixando de vender energia ao consumidor, e o consumidor estará pagando menos pela energia consumida (fora do horário de ponta).

A Figura 2.2 (Capítulo 2) ilustra um diagrama simplificado de um compensador regenerativo de potência ativa composto por um conversor como fonte de tensão (VSC) e por um elemento armazenador de energia (representado por uma fonte de tensão contínua).

Utilizando-se um adequado armazenador de energia no lado cc, o compensador pode realizar a compensação em quatro quadrantes, caracterizado pelo controle bidirecional do fluxo e potência ativa e reativa entre o conversor e o sistema ca.

Idealmente, o conversor (modulado por largura de pulso) é capaz de produzir em sua saída uma tensão alternada e totalmente controlada em amplitude e ângulo de fase. Através do controle da amplitude da tensão de saída do conversor em relação à tensão do sistema ca, consegue-se uma compensação de reativos. Já através do controle do ângulo de fase da tensão de saída do conversor em relação à tensão do sistema ca, consegue-se a compensação de potência ativa.

5.8. Conclusão

A idéia da compensação regenerativa de potência ativa foi apresentada. Neste idéia, o compensador é responsável por promover a troca de potência ativa como sistema de energia, bem como também controlar o módulo da tensão da barra do sistema na qual ele está instalado. Este procedimento só é possível uma vez que o conversor como fonte de tensão que compõe o compensador possa trocar energia bi-direcionalmente com o sistema.

Este compensador associado com o modelo tarifário brasileiro pode vir a ser uma ferramenta muito importante, pois possibilita uma equalização no consumo de energia elétrica e difere dos sistemas independentes de geração de energia uma vez que o consumidor não deixa de comprar energia elétrica da concessionária.

Foi apresentado um estudo de caso para esta idéia de compensação. Com este estudo pode-se verificar a redução do valor de demanda contratada e os períodos do dia em que o compensador está injetando ou absorvendo energia.

Outro fator analisado foi o dos armazenadores de energia, com destaque a bateria de sódio-enxofre, a qual mostra uma tecnologia bem promissora em armazenamento de energia em larga escala.

Capítulo 6

O Módulo Didático eZdspF2808

6.1. Introdução

O eZdsp F2808 é um módulo *stand-alone* que permite desenvolvedores avaliar se o processador de sinal digital (DSP) TMS320F2808 satisfaz, ou não, as necessidades de uma determinada aplicação. Além disso, o módulo é uma excelente plataforma para desenvolver e executar programas para este o processador.

Este módulo é fabricado pela Spectrum Digital e é fornecido com o DSP TMS320F2808 da Texas Instruments e permite alta velocidade de verificação do código para este DSP. Conectores de expansão são fornecidos caso seja necessária qualquer avaliação de circuito não fornecido na configuração original.

Para simplificar o desenvolvimento do código fonte e encurtar o tempo de depuração, um *driver* (C2000 Tool) para o *Code Composer* é fornecido. Em adição, um conector onboard JTAG fornece interface para emuladores, operando em conjunto com outros depuradores para prover linguagem *assembly* e “C”.

6.2. Características do Módulo eZdspF2808

As principais características deste módulo estão citadas a seguir:

- DSP TMS320F2808;
- Velocidade de operação de 100 MIPS;
- 18k de palavras na SARAM;
- 64k de palavras na memória Flash;
- *Clock* de 20MHz;
- Conectores de expansão (analógico, E/S);
- Conector *onboard* JTAG IEEE 1149.1;
- Alimentação de 5 Volts;
- Conectores *onboard* de emulação JTAG;
- 2 canais SCI UART;
- 2 canais eCAN.

Um diagrama de blocos ilustrando a configuração básica do módulo eZdsp F2808 pode ser visto na Figura 6.1.

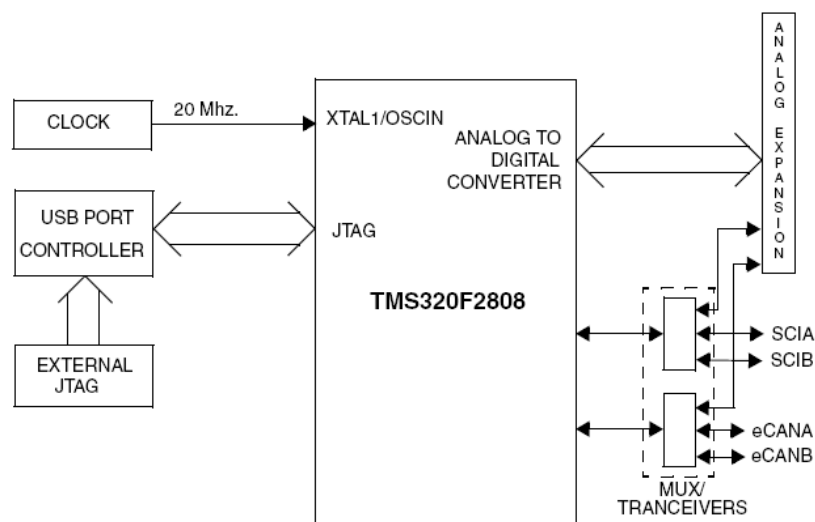


Figura 6.1 – Diagrama de blocos do eZdsp F2808.

6.3. O Módulo *Enhanced Pulse Width Modulator* (ePWM)

Por ser o módulo principal na presente aplicação será apresentada uma visão geral do Módulo *Enhanced Pulse Width Modulator* (ePWM). Com isso, todos os sub-módulos que constituem este módulo serão descritos.

- Uma saída PWM independente com operação assimétrica dual-edge
- Controle assíncrono dos sinais PWM através de software.
- Controle de fase para operações de defasamento em relação a outros módulos ePWM.
- Relação de fase sincronizada via hardware na base ciclo por ciclo.
- Geração de tempo-morto com atrasos de bordas .
- Alocação de Zona de Trip Programável de ambas as condições de falta de trip ciclo por ciclo e trip “tiro único”.
- Uma condição de trip pode forçar tanto sinais lógicos alto, baixo ou alta impedância nas saídas PWM.
- Todos os eventos podem ativar tanto interrupções de CPU quanto início de conversão do ADC.
- Eventos programáveis minimizam a sobrecarga da CPU em interrupções.
- PWM chopping por sinais portadores, de alta frequência, são úteis em pulse transformer gate drives.

Cada módulo ePWM é composto por sete sub-módulos, são eles:

- Módulo Time-base (TB)
- Módulo Counter-compare (CC)
- Módulo Action-qualifier (AQ)
- Módulo Dead-band (DB)
- Módulo PWM-chopper (PC)
- Módulo Event-trigger (ET)
- Módulo Trip-zone (TZ)

Os sub-módulos e conexões dos sinais em cada módulo ePWM estão ilustrados na Figura 6.3.

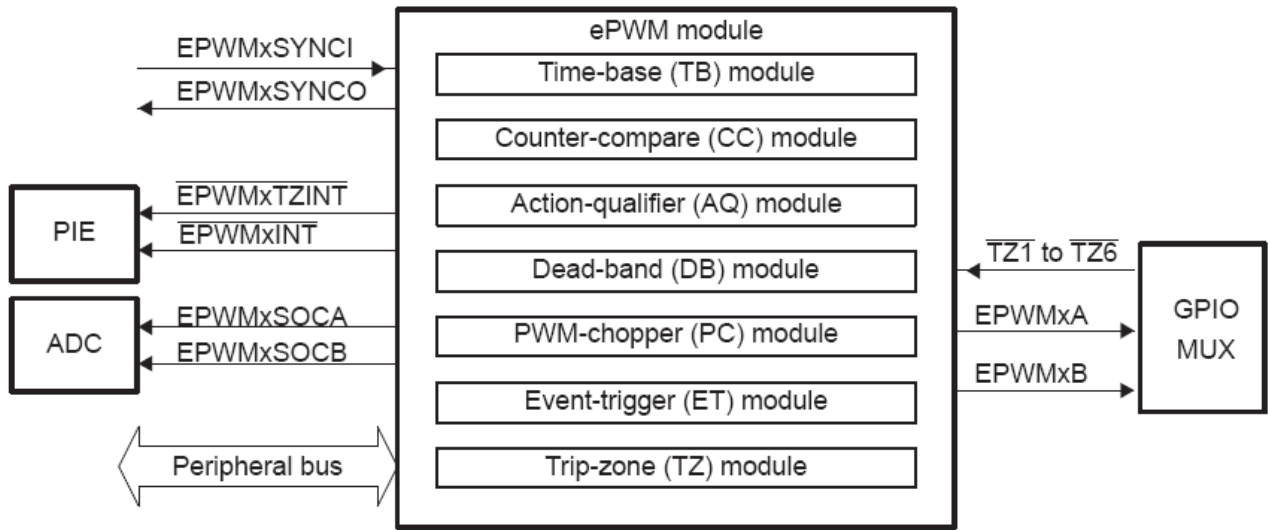


Figura 6.3 – Sub-módulos de um módulo ePWM.

6.3.1. Os sub-módulos ePWM

Como citado anteriormente, o módulo ePWM é composto por sete sub-módulos, e cada um é responsável por realizar tarefas específicas, as quais podem ser configuradas via software.

A seguir será apresentada uma breve descrição de cada um desses sub-módulos. O diagrama de blocos destes sub-módulos está apresentado na Figura 6.4.

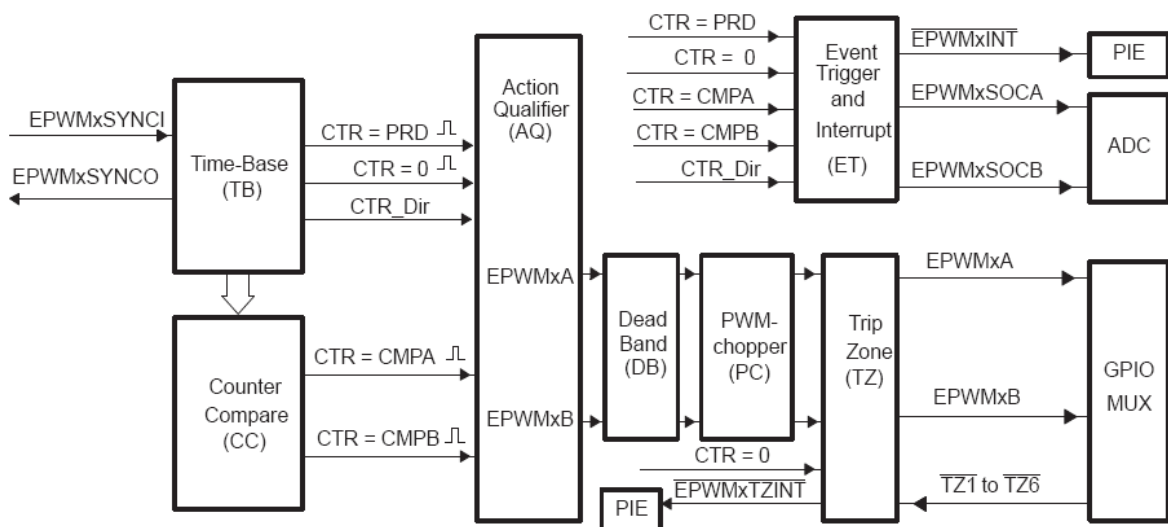


Figura 6.4 – Diagrama de blocos dos sub-módulos do módulo ePWM.

6.3.2. O sub-módulo *Time-base* (TB)

Esse sub-módulo é responsável por todos os eventos relacionados ao tempo para módulo ePWM. Este sub-módulo ainda permite que vários módulos ePWM trabalhem juntos com um sistema único.

O sub-módulo time-base pode ser configurado para realizar as seguintes funções:

- Especifica o contador de base de tempo do ePWM (TBCTR).
- Gerencia a sincronização da base de tempo com outros módulos ePWM.
- Mantém a relação de fase com outros módulos ePWM.
- Ajusta os modos de contagem do contador de tempo para crescente, decrescente ou crescente-decrescente.
- Gera os seguintes eventos:
 - CTR = PRD: Contador de tempo igual ao valor de período especificado (TBCTR = TBPRD).
 - CTR = Zero: Contador de tempo igual à zero (TBCTR = 0x0000).
- Configura a taxa de clock do tempo, um valor relacionado com o clock da CPU (SYSCLKOUT).

6.3.2.1. Calculando o período e a frequência do PWM

A frequência do PWM é determinada pelo registrador *time-base period* (TBPRD) e pelo modo de contagem. O contador time-base possui três modos de contagem, são eles: crescente, decrescente e crescente-decrescente e esses modos são selecionados pelo registrador *time-base control* (TBCTL).

Os modos de contagem possuem o seguinte funcionamento:

Modo de contagem crescente-decrescente: neste modo o contador começa de zero e incrementa até alcançar o valor do período, armazenado no registrado TBPRD. A partir deste

ponto o contador começa então a decrescer até atingir zero. Este procedimento é então repetido.

Modo de contagem crescente: neste modo de contagem o contador começa de zero e é incrementado até o valor do período, neste ponto ele é zerado e a operação começa de novo.

Modo de contagem decrescente: neste modo o contador começa do valor do período e é decrementado até zero, neste ponto o contador é carregado com o valor do período e a operação se repete.

A Figura 6.5 ilustra as frequências e os períodos para cada um dos métodos de contagem.

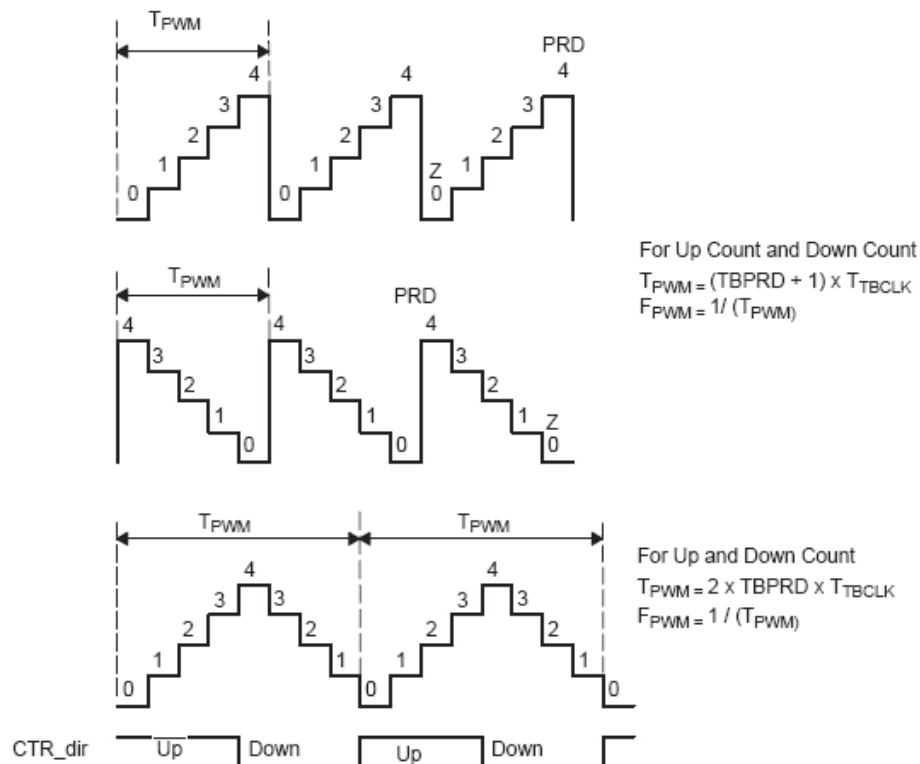


Figura 6.5 – Período e frequência para os métodos de contagem.

O registrador *time-base period* (TBPRD) possui um registrador sombra, tal registrador permite que a atualização do registrador seja sincronizada com o hardware. A seguir estão as definições dos registradores sombra do módulo ePWM.

Registrador Ativo: tais registradores controlam o hardware e são responsáveis pelas ações que o hardware causa ou invoca.

Registrador Sombra: tais registradores provêem um armazenamento temporário ao registrador ativo. Não possuem nenhum efeito direto sobre o hardware. Tem como objetivo reduzir o numero de operações espúrias devido ao registrador ser modificado assincronamente via software.

Um esquema de sincronização conecta todos os módulos ePWM em um dispositivo. Esta característica possibilita que cada módulo possa ser sincronizado diretamente com uma base de tempo ou outro módulo. Cada módulo possui uma entrada e uma saída de sincronização, EPWMxSYNCI e EPWMxSYNCO respectivamente. Cada módulo pode usar ou ignorar a entrada de sincronização.

6.3.3. O sub-módulo Counter-Compare (CC)

Este sub-módulo possui como entrada o valor do contador do *time-base*, o qual é continuamente comparado com os valores armazenados nos registradores *counter-compare A* e B, respectivamente CMPA e CMPB. Casos estes valores forem iguais a unidade *counter-compare* gera um evento apropriado.

O sub-módulo *counter-compare* é responsável por gerar dois eventos comparativos independentes baseados em dois registradores de comparação.

1. CTR = CMPA: Contador de tempo igual ao valor armazenado no registrador *counter-compare A* (TBCTR = CMPA).

2. CTR = CMPB: Contador de tempo igual ao valor armazenado no registrador *counter-compare B* (TBCTR = CMPB).

Para os métodos de contagem crescente e decrescente, cada evento acontece uma vez por ciclo, já para o método de contagem crescente-decrescente cada evento ocorre duas vezes por ciclo, caso o valor do comparador está entre 0x0000-TBPRD e uma vez por ciclo se o valor for igual a 0x0000 ou TBPRD.

O sub-módulo *counter-compare* pode gerar eventos comparativos nos três modos de contagem, como a seguir:

- **Contagem crescente:** usado para gerar forma de onda PWM assimétrico;
- **Contagem decrescente:** usado para gerar forma de onda PWM assimétrico;
- **Contagem crescente-decrescente:** usado para gerar forma de onda PWM simétrico.

As formas de onda para cada evento comparativo em cada uma dos modos de contagem podem ser observadas nas Figuras 6.6, 6.7 e 6.8.

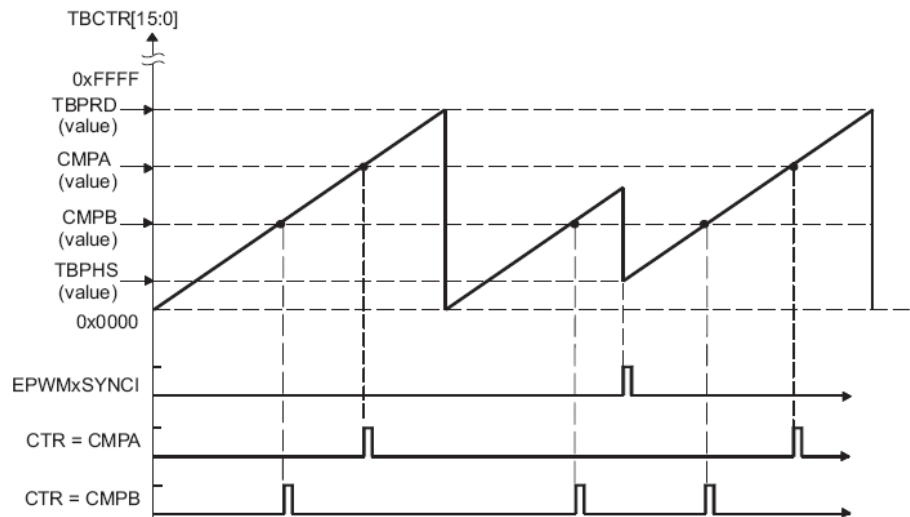


Figura 6.6 – Forma de onda no modo de contagem crescente.

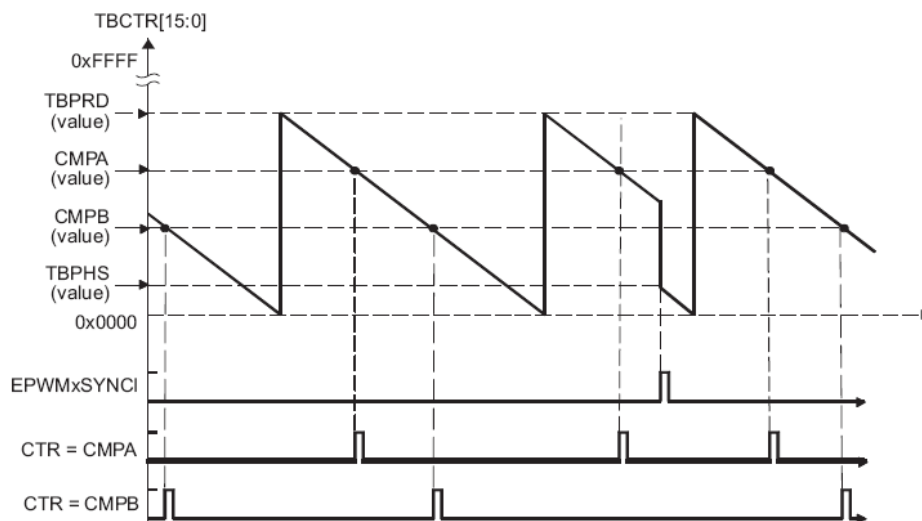


Figura 6.7 – Forma de onda no modo de contagem decrescente.

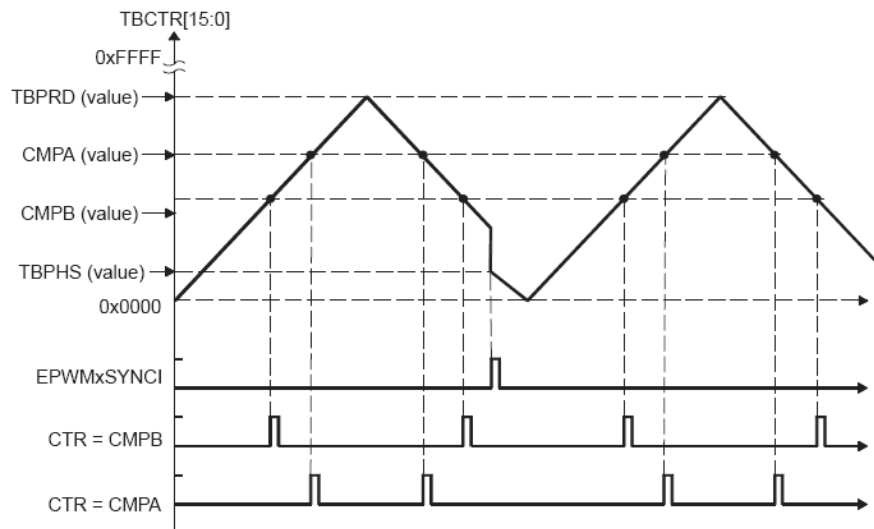


Figura 6.8 – Forma de onda no modo de contagem crescente-decrescente.

6.3.4. O sub-módulo *Action-Qualifier* (AQ)

Este sub-módulo possui o papel mais importante na construção das formas de onda e na geração PWM. Ele decide quais eventos são convertidos em vários tipos de ação, produzindo assim a forma de onda chaveada desejada nas saídas EPWMxA e EPWMxB.

O sub-módulo *action-qualifier* é responsável por:

- Qualificar e gerar ações (setar, apagar, inverter) baseadas nos seguintes eventos:
 - CTR = PRD: Contador de tempo igual ao período (TBCTR = TBPRD).
 - CTR = Zero: Contador de tempo igual à zero (TBCTR = 0x0000)
 - CTR = CMPA: Contador de tempo igual ao registrador *counter-compare* A (TBCTR = CMPA)
 - CTR = CMPB: Contador de tempo igual ao registrador *counter-compare* B (TBCTR = CMPB)
- Gerenciar a prioridade quando esses eventos ocorrerem simultaneamente.
- Providenciar o controle independente de eventos quando o contador de tempo está crescendo ou decrescendo.

Na Figura 6.9 estão representadas as entradas e saídas do sub-módulo AQ.

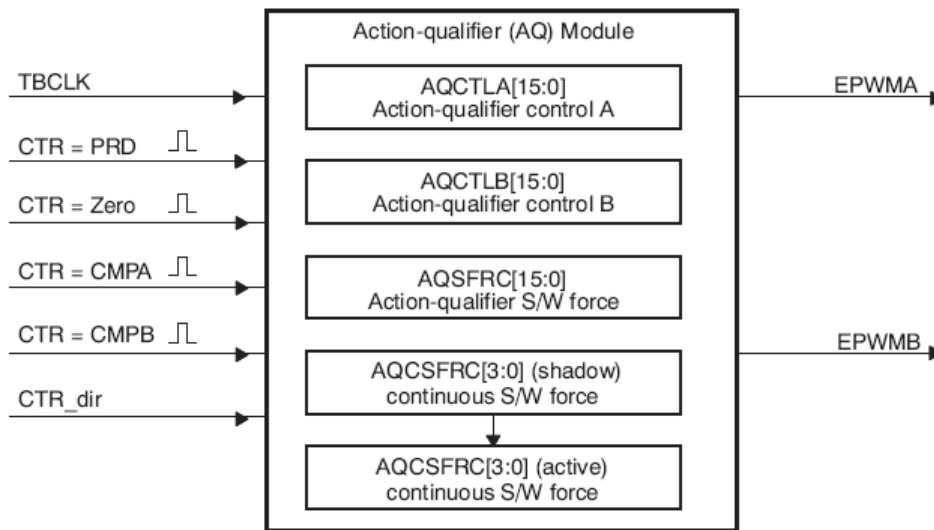


Figura 6.9 – Entradas e saídas do sub-módulo AQ.

Este sub-módulo controla como as duas saídas ePWMxA e ePWMxB comportam-se quando um evento particular ocorre. As possíveis ações sobre as saídas ePWMxA e ePWMxB são:

- Setar: Saídas ePWMxA ou ePWMxB em nível lógico alto.
- Apagar: Saídas ePWMxA ou ePWMxB em nível lógico baixo.
- Inverter: Caso ePWMxA ou ePWMxB possui nível lógico alto, então a saída é alterada de modo que o valor passa a ser nível lógico baixo. Caso ePWMxA ou ePWMxB possui nível lógico baixo, então a saída é alterada de modo que o valor passa a ser nível lógico alto.
- Não fazer nada: Mantém as saídas ePWMxA e ePWMxB com os mesmos níveis lógicos que estão. Embora a opção “Não fazer nada” previne qualquer evento de alterar os valores das saídas ePWMxA e ePWMxB, este evento ainda gera um sinal de gatilho para interrupções ou Início de conversão do ADC.

6.3.5. O Sub-módulo Dead-Band (DB)

As funções chaves do modulo *Dead-Band* são:

- Gerar um par apropriado de sinal (EPWMxA and EPWMxB) com relação de tempo morto a partir da entrada única EPWMxA.
- Programar par de sinais para:
 - Ativo alto (AH)
 - Ativo baixo (AL)
 - Ativo alto complementar (AHC)
 - Ativo baixo complementar (ALC)
- Adicionar atraso programado para bordas de subida (RED)
- Adicionar atraso programado para bordas de descida (FED)
- Pode ser totalmente transpassado do caminho do sinal.

A operação do sub-módulo *Dead-Band* é controlada pelos seguintes registradores: *Dead-Band Control Register* (DBCTL), *Dead-Band Rising Edge Delay Count Register* (DBRED) e *Dead-Band Falling Edge Delay Count Register* (DBFED).

Este sub-módulo possui dois modos de seleção independentes, são eles: Seleção de Fonte de Entrada e Seleção de Fonte de Saída. Tais modos possuem as seguintes características:

Seleção de Fonte de Entrada: os sinais de entrada do sub-módulo DB são os sinais de saída do sub-módulo AQ EPWMxA e EPWMxB. O sinal de atraso gerado segue o seguinte esquema:

- EPWMxA In é a fonte para ambos os sinais de atraso. Esse é o modo default.
- EPWMxA In é a fonte dos sinais de atraso na descida, EPWMxB In é a fonte dos sinais de atraso na subida.
- EPWMxA In é a fonte dos sinais de atraso na subida, EPWMxB In é a fonte dos sinais de atraso na descida.
- EPWMxB In é a fonte para ambos os sinais de atraso.

Controle do Modo de Saída: este modo determina se os atrasos de subida ou descida serão aplicados nos sinais de entrada.

Controle de Polaridade: este controle permite especificar se o atraso de subida e/ou descida deve ser invertido antes de ser enviado ao sub-módulo DB.

O sub-módulo DB suporta valores independentes para os tempos de atraso de subida e de descida, tais valores são determinados pelos registradores DBRED e DBFED. Ambos são registradores de 10 bits e seus valores representam o número de *time-base clocks* que o sinal será atrasado.

A Figura 6.10 ilustra as formas de onda geradas pelo sub-módulo DB para típicos casos de ciclo de serviço entre 0 e 100%.

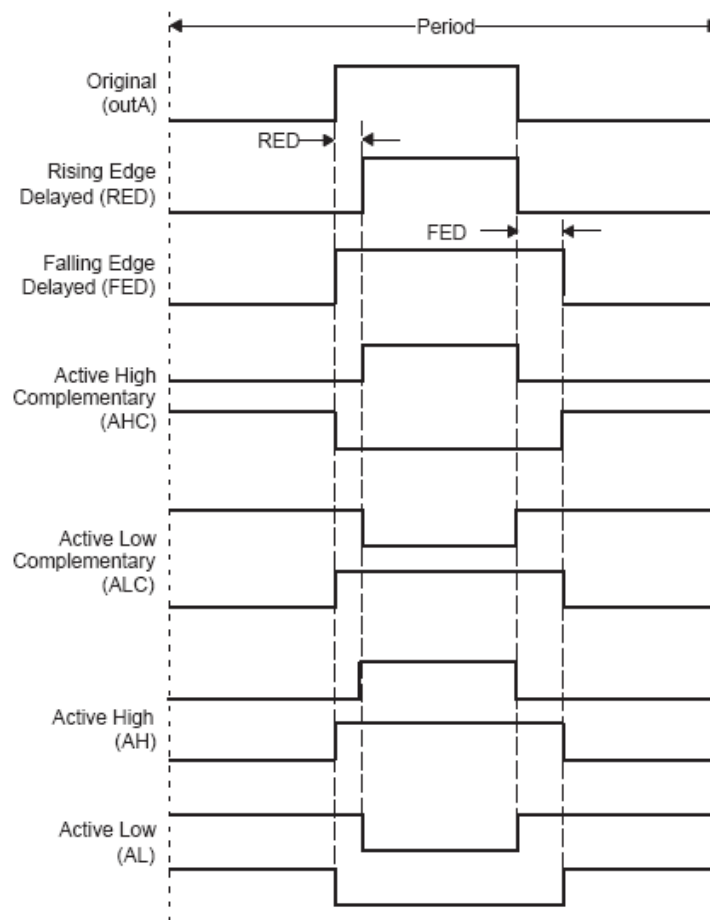


Figura 6.10 – Formas de onda geradas pelo sub-módulo DB.

6.3.6. O Sub-Módulo *PWM-Chopper* (PC)

O sub-módulo *PWM Chopper* permite que um sinal de alta frequência module a forma de onda PWM gerada pelos sub-módulos AQ e DB. Isto é importante se utilizar os sinais para controlar elementos de potência chaveados.

As funções chaves deste sub-módulo são:

- Frequência *chopping* (portadora) programável.
- Largura do primeiro pulso programável.
- Ciclos de serviço do segundo e subseqüentes pulsos programáveis.
- Pode ser totalmente transpassado caso não necessário.

Este sub-módulo é controlado pelo *PWM-chopper Control Register* (PCCTL) e pode ser completamente transpassado.

6.3.7. O Sub-Módulo *Trip-Zone* (TZ)

Este sub-módulo é conectado a seis sinais TZx, os quais são gerados pelo GPIO MUX. Estes sinais indicam falhas externas, assim as saídas PWM podem ser programadas para agir de uma determinada maneira quando essas falhas ocorrem.

As funções chaves deste sub-módulo são:

- Entradas *trip inputs* TZ1 to TZ6 podem ser mapeadas para qualquer módulo ePWM.
- Em uma condição de falta, as saídas EPWMxA e EPWMxB podem ser forçadas para as seguintes condições:
 - Alta.
 - Baixa.
 - Alta impedância.
 - Nenhuma ação é tomada.

- Suporte para *one-shot trip* (OSHT) para curtos-circuitos maiores ou condições de sobre-correntes.
- Cada pino de entrada *trip-zone* pode ser alocado para tanto *one-shot* quanto operação ciclo por ciclo.
- Geração de interrupção é possível em qualquer pino *trip-zone*.
- É suportado também *tripping* forçado por software.
- O sub-módulo *trip-zone* pode ser completamente transpassado se não for necessário.

Em sinais de *trip-zone* os pinos TZx são ativos por sinais de entrada em nível lógico baixo. Quando alguns desses pinos estão em nível lógico baixo indica que um evento de *trip* ocorreu. Cada módulo ePWM pode ser configurado para utilizar ou ignorar o sinal de *trip-zone*. Estes sinais podem ou não ser sincronizados com o *clock* do sistema ou ser filtrado digitalmente com o bloco GPIO MUX.

Cada entrada TZx pode ser individualmente configurada para prover tanto ciclo por ciclo quanto o evento *one-shot trip* para um módulo ePWM.

Ciclo por ciclo (CBC): quando este evento ocorre, a ação especificada no registrador TZCTL é carregada diretamente nas saídas ePWMxA e/ou ePWMxB. As possíveis ações estão listadas na Tabela 6.1.

One-Shot (OSHT): quando este evento ocorre, a ação especificada no registrador TZCTL é carregada diretamente nas saídas ePWMxA e/ou ePWMxB. As possíveis ações estão listadas na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Ações possíveis em um evento de trip

TZCLT[TZA] e/ou TZCLT[TZB]	EPWMxA e/ou EPWMxB	Comentário
0,0	Alta impedância	<i>Tripped</i>
0,1	Força para estado alto	<i>Tripped</i>
1,0	Força para estado baixo	<i>tripped</i>
1,1	Não faz nada	Sem mudança na saída

6.3.8. O Sub-Módulo *Event-Trigger* (ET)

As funções chaves deste sub-módulo são:

- Recebe como entrada eventos gerados pelos sub-módulos *time-base* e *counter-compare*.
- Usa a informação da direção da contagem para qualificação dos eventos.
- Usa lógica *prescaling* para atribuir interrupções e início de conversão do ADC em:
 - Todo evento
 - Todo segundo evento.
 - Todo terceiro evento.
- Prove completa visibilidade de geração de eventos via contador de eventos e indicadores (*flags*).
- Permite interrupções e início de conversão do ADC forçadas por software.

O sub-módulo EV gerencia os eventos fornecidos pelos sub-módulos TB e CC para gera uma interrupção ao CPU e/ou um pulso início de conversão para o ADC quando um evento selecionado ocorre.

Este sub-módulo monitora varias condições de eventos e podem ser configurados para *prescaler* esses eventos antes de acionar uma interrupção ou um ADC início de conversão. Esta lógica pode gerar interrupções e início de conversão do ADC em:

- Todo evento
- Todo segundo evento
- Todo terceiro evento

Cada evento causa uma interrupção, esses eventos são:

- Contador de tempo igual a zero (TBCTR = 0x0000).
- Contador de tempo igual ao período (TBCTR = TBPRD).

- Contador de tempo igual ao registrador comparador A (CMPA) quando o tempo está crescente.
- Contador de tempo igual ao registrador comparador A (CMPA) quando o tempo está decrescendo.
- Contador de tempo igual ao registrador comparador B (CMPB) quando o tempo está crescente.
- Contador de tempo igual ao registrador comparador B (CMPB) quando o tempo está decrescendo.

6.4. O módulo Conversor Analógico Digital (ADC)

Outro módulo importante neste trabalho é o módulo ADC do DSP TMS32x280x. Este módulo é um conversor analógico digital de 12 bits *pipeline*. O circuito analógico deste conversor inclui multiplexadores analógicos (MUXs), circuitos *sample-and-hold* (S/H), o núcleo de conversão, reguladores de tensão, e outros circuitos analógicos de suporte.. O circuito digital inclui o seqüenciador de conversão programável, registradores de resultado, interface para circuitos analógicos, interface para o barramento de periféricos, e interface para outros módulos do chip.

6.4.1. Características

O módulo ADC possui 16 canais configuráveis como dois módulos de oito canais independentes. Esse dois módulos independentes podem ser cascadeados para formar um módulo de 16 canais.

Os dois módulos de oito canais podem realizar um serie de conversões em seqüência, e em cada um dos módulos pode ser escolhido qualquer um dos canais disponíveis através de um MUX analógico.

Dentre as funções do módulo ADC, destacam-se:

- Núcleo do ADC de 12-bit ADC *com dual sample-and-hold* (S/H)

- Modos de amostragem simultânea ou amostragem seqüencial.
- Entrada analógica: 0 V a 3 V
- Tempo de conversão rápido, a 12.5 MHz, *clock* do ADC, ou 6.25 MSPS
- Entradas multiplexadas de 16 canais.
- Capacidade de auto-conversão, prove até 16 “auto-conversões” em uma única sessão. Cada conversão pode ser programada para selecionar qualquer um dos 16 canais de entrada.
- O Seqüenciador pode ser operado como dois seqüenciadores independentes de 8 estados ou um seqüenciador único de 16 estados.
- 16 registradores de resultado, endereçados individualmente, para armazenar os valores das conversões.
- Sinais de gatilho múltiplos como fonte para seqüência de início de conversão (*start - of - conversion* – SOC):
 - S/W – início imediato via software.
 - ePWM 1-6
 - GPIO XINT2
- Um controle flexível de interrupção permite interrupções em todas as seqüências de término de conversão (*end - of - sequence* – EOS) ou qualquer outro EOS.
- O seqüenciador pode operar em modo de start/stop, permitindo múltiplos *time-sequenced triggers* para sincronizar conversões.
- Sinais de gatilho ePWM podem operar independentemente em modo *dual-sequencer*.
- Janela de tempo de aquisição *Sample-and-hold* (S/H) possui controle *prescale* separado.

O valor digital da entrada analógica é determinado por:

- Valor digital = 0, caso a entrada analógica for menor ou igual a 0V.
- Valor digital = $4096 \cdot \frac{\text{valor} - \text{ADCLO}}{3}$, caso a entrada analógica for entre 0 e 3V.
- Valor digital = 4095, caso a entrada analógica for maior que 3V.

6.4.2. Princípios de operação do Seqüenciador de Auto-Conversão

O seqüenciador ADC consiste com dois seqüenciadores independentes de oito estados (SEQ1 e SEQ2). Estes seqüenciadores podem ser cascadeados para formar um seqüenciador de 16 estados (SEQ). A palavra “estado” representa o número de auto-conversões que podem ser realizados pelo seqüenciador.

Cada um dos casos o ADC pode seqüenciar uma serie de conversões. Isto significa que toda vez que o ADC um sinal para começar a conversão, ele pode realizar múltiplas conversões automaticamente. Em cada uma das conversões um dos 16 canais disponíveis pode ser escolhido através do MUX analógico. Após realizada a conversão o valor digital é armazenado em um registrador apropriado (ADCRESULTx).

O ADC também pode operar no modo de amostragem simultânea ou modo de amostragem seqüencial. No modo seqüencial, todos os quatro bits do registrador CONVxx definem o pino de entrada. Já no modo simultâneo o bit mais significativo é descartado.

Por conveniência os estados do seqüenciador serão referidos como:

- Para SEQ1: CONV00 até CONV07
- Para SEQ2: CONV08 até CONV15
- Para SEQ cascadeado: CONV00 até CONV15

6.5. Programação do DSP

Como citado anteriormente, o DSP será usado para gerar os sinais de controle dos interruptores semicondutores que compõe o VSC. A técnica para este gerar tais sinais é a modulação por vetor espacial (SVM).

Uma vez simulado o modelo proposto foram verificadas a amplitude e a fase da tensão de referência para o cálculo da SVM. A partir desses valores um sinal senoidal foi construído no Matlab/Simulink. Tal sinal foi fisicamente gerado na saída de áudio do computador.

Este sinal foi então usado como entrada em um dos canais do conversor analógico digital (ADC) existente no DSP, para isto foi necessário usar um circuito somador para deslocar a forma de onda (offset), uma vez que a faixa de operação do ADC é de 0V a 3V.

Para a programação do DSP foi usada a *Toolbox* do Matlab/Simulink chamada *Embedded Target for TI C2000 DSP*. Esta ferramenta foi utilizada, pois o Matlab/Simulink, além de proporcionar uma interface simplificada na programação do DSP, apresenta compatibilidade com o mesmo. Tal programação pode ser vista na Fig. 6.11.

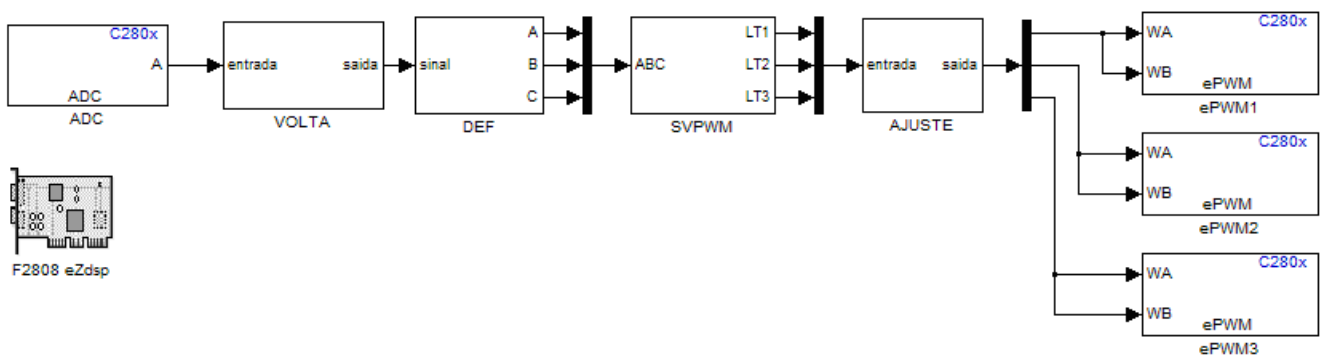


Figura 6.11 – Programação do dsp realizada em Matlab/Simulink

Na Figura 6.11 os blocos ADC e ePWMx, x=1,2 e 3 são responsáveis, respectivamente, pelas configurações dos módulos ADC e ePWM do DSP. O tempo de amostragem usado para conversão foi de 50 μ s. A frequência de chaveamento do pwm foi ajustada para 2kHz. O bloco DEF é responsável por criar um sinal trifásico e o bloco SVPWM é responsável pelo cálculo da SVM. Os detalhes construtivos dos demais blocos podem ser vistos no Anexo B.

Como o sinal analógico a ser convertido é um sinal alternado, ou seja, possui valores positivos e negativos. Para um correto funcionamento do módulo ADC, o sinal de entrada deve ser manipulado, uma vez que o ADC trabalha apenas com valores positivos.

Esta manipulação é relativamente simples, basta aplicar um offset no sinal de entrada. Para tanto, utilizou um circuito somador, tal circuito é composto por um amplificador operacional e resistores. A seguir, uma breve discussão sobre amplificadores operacionais e do circuito somador é apresentada.

6.6. O Circuito Somador

6.6.1. Introdução

Os amplificadores operacionais (amp op) são dispositivos muito versáteis, uma vez que possuem uma enorme gama de aplicações.

No começo os amp ops eram construídos a partir de componentes discretos, tais como válvulas e depois transistores e resistores. Seu custo era muito alto, na casa de dezenas de dólares. A partir da metade dos anos 60, foi produzido o primeiro circuito integrado (ci). Este ci era constituído por um numero alto de transistores e resistores (todos na mesma pastilha de silício), e seu custo ainda era relativamente alto.

Os engenheiros eletrônicos começaram a utilizar os amp ops em larga escala, acarretando em uma queda dos preços. Eles também exigiram maior qualidade nos amp ops, o que foi prontamente atendido, e em poucos anos amp ops de alta qualidade já estavam disponíveis e por preços muito baixas (dezenas de centavos de dólares).

Dentre as aplicações dos amp ops destacam-se: amplificação de sinais, controle, geração de formas de onda senoidais ou não com frequências desde cc ate vários MHz, realização de funções matemáticas do tipo adição, subtração, multiplicação, divisão, integração e diferenciação, e são à base dos computadores analógicos. Também é importante o fato do amp op possuir características próximas das supostas ideais, ou seja, é fácil projetar circuitos usando amp ops. Além disso, os amp ops trabalham em níveis muito próximos daqueles previstos no projeto teórico.

O símbolo utilizado para representar o amp op é ilustrado pela Figura 6.12.

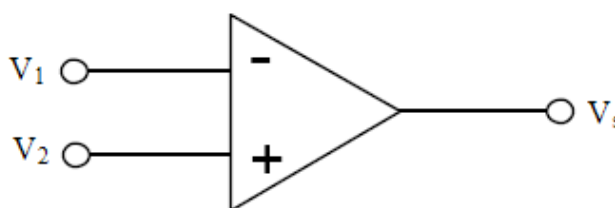


Figura 6.12 – Símbolo do amp op.

6.6.2. O Circuito Somador

O circuito somador esta ilustrado na Figura 6.13.

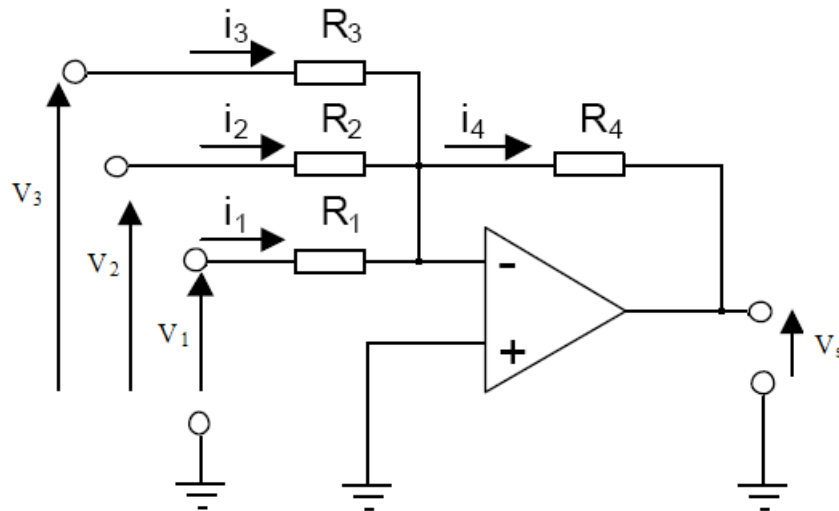


Figura 6.13 – O circuito somador.

Observando a Figura 6.13 pode-se notar a existência de um resistor na caminho da realimentação negativa (R_4) e três sinais de entrada (v_1 , v_2 e v_3) cada qual com um correspondente resistor (R_1 , R_2 e R_3), os quais estão conectados na entrada inversora do amp op.

Analisando o circuito da Figura 6.13, temos que o amp op ideal terá um terra virtual que está apresentado na sua entrada. Pela Lei de Ohm, temos que:

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1}, \quad i_2 = \frac{v_2}{R_2}, \quad i_3 = \frac{v_3}{R_3} \quad (6.1)$$

Somando essas correntes, tem-se:

$$i_4 = i_1 + i_2 + i_3 \quad (6.2)$$

Esta corrente i circulará pelo resistor R_4 (não há circulação de corrente pelo terminal de entrada do amp op ideal). Novamente aplicando a Lei de Ohm, pode-se encontrar a tensão de saída v_s .

$$v_s = 0 - i_4 \cdot R_4 = -i_4 \cdot R_4 \Rightarrow v_s = -\left(\frac{R_4}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_4}{R_2} \cdot v_2 + \frac{R_4}{R_3} \cdot v_3\right) \quad (6.3)$$

Para um caso genérico com n tensões de entrada,

$$v_s = -\left(\frac{R_4}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_4}{R_2} \cdot v_2 + \dots + \frac{R_4}{R_n} \cdot v_n\right) \quad (6.4)$$

A partir da equação 6.4 pode-se dizer que a tensão de saída do circuito somador é a soma ponderada dos sinais de entrada. Cada parcela da soma pode ser ajustada independentemente pelo respectivo resistor de admissão. Essa propriedade facilita o ajuste é originária do terra virtual existente na entrada inversora do amo op ideal.

6.7. Conclusão

O módulo didático eZdsp F2808 foi apresentado. Este módulo didático é fornecido pela Spectrum Digital e tem como seu processador o DSP TMS320F2808 da Texas Instruments. Em relação ao módulo foram destacadas suas principais características e vantagens, e quanto ao DSP, além de suas características foram ainda estudados os módulos ePWM e ADC.

O módulo ePWM é composto por diversos sub-módulos e é responsável pela geração de sinais de controle modulados por largura de pulso. O módulo ADC é responsável pela conversão analógica-digital. No estudo realizado destes módulos suas principais características e princípios de operação foram destacados.

Uma breve discussão sobre amplificadores operacionais e do circuito somador foi realizada, uma vez que, para o correto funcionamento do módulo ADC, este deve trabalhar com sinais estritamente positivos.

Para realizara a programação do DSP foi feito utilizando o software Matlab/Simulink, o qual se mostrou uma ferramenta muito útil e pratica para realizar tal tarefa.

Capítulo 7

Implementação Computacional do Modelo Proposto

7.1. Introdução

Este trabalho tem como principal objetivo a modelagem de um controle digital para o compensador regenerativo de potência ativa. Tal compensador deve ser capaz de controlar, bidirecionalmente, o fluxo de potência de uma fonte de corrente contínua para a barra do sistema de transmissão na qual este controlador está instalado.

Com o intuito de se verificar tal modelagem, serão apresentadas simulações computacionais realizadas no Matlab/Simulink.

O compensador regenerativo é constituído de um VSC modulado em largura de pulso cuja saída é controlada em amplitude e ângulo de fase. Tal compensador é conectado em derivação (shunt) com a barra do sistema. Um modelo simplificado pode ser visto na Figura 7.1.

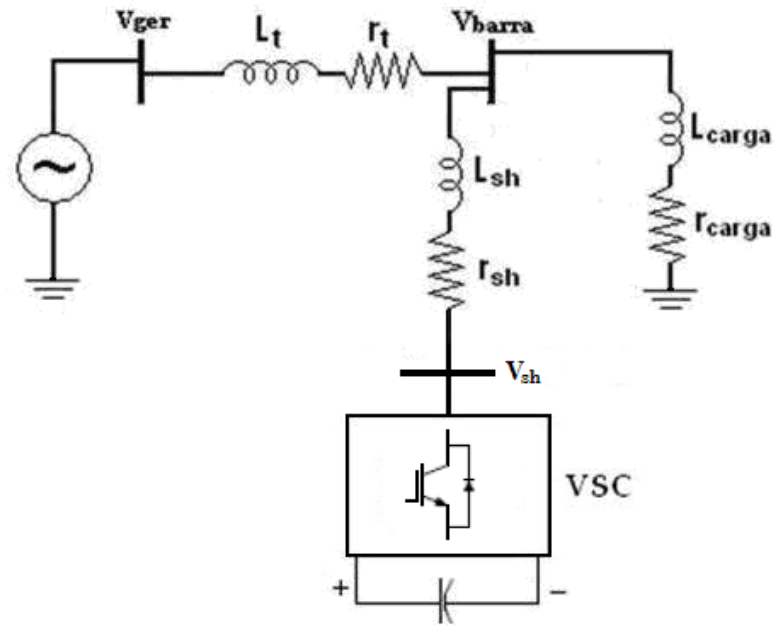


Figura 7.1 – Esquema simplificado do modelo analisado.

7.2. Equacionamento do modelo proposto

Considere o circuito ilustrado pela Figura 7.1. Por razões de simplicidade, inicialmente, será analisado um circuito no qual compensador é substituído por uma fonte de tensão ideal. Tal circuito é mostrado na Figura 7.2.

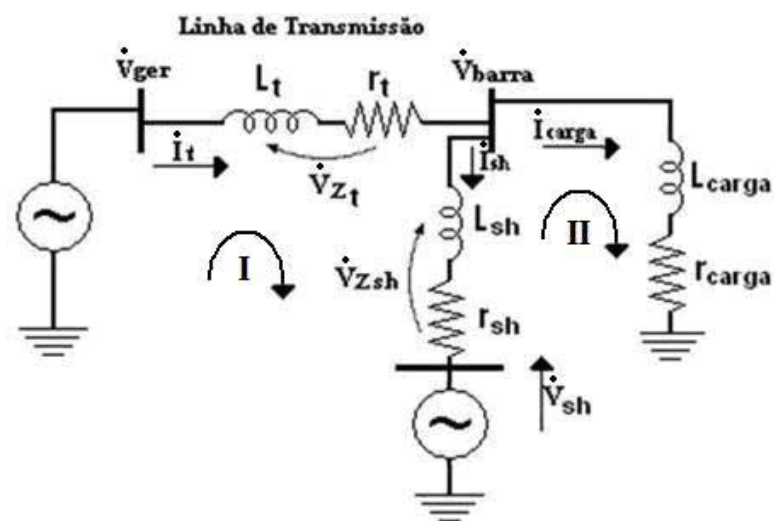


Figura 7.2 – Circuito para o equacionamento do modelo proposto.

No circuito da Figura 7.2, tem-se:

- \dot{V}_{ger} – tensão no gerador;
- \dot{V}_{barra} – tensão na barra;
- \dot{V}_{sh} – tensão na saída (lado ca) do compensador;
- \dot{V}_{Z_t} – queda de tensão na reatância da linha de transmissão;
- $\dot{V}_{Z_{\text{sh}}}$ – queda de tensão na reatância de acoplamento;
- \dot{I}_{sh} – corrente na reatância de acoplamento;
- \dot{I}_{carga} – corrente na carga;
- \dot{I}_t – corrente na linha de transmissão.

Para a análise do circuito da figura 7.2 será considerado como incógnita a tensão na barra (\dot{V}_{barra}). Para o cálculo desta tensão é necessário conhecer todas as correntes do sistema (\dot{I}_t , \dot{I}_{sh} e \dot{I}_{carga}). Através das “Leis de Kirchhoff” serão calculados os valores das correntes e da tensão na barra no domínio do tempo.

Pela Lei de Kirchhoff das tensões, tem-se que:

$$v_{\text{barra}}(t) = r_{\text{carga}} \cdot i_{\text{carga}}(t) + L_{\text{carga}} \frac{di_{\text{carga}}(t)}{dt} \quad (7.1)$$

$$\text{Malha I: } v_{\text{barra}}(t) - v_{\text{sh}}(t) = r_{\text{sh}} \cdot i_{\text{sh}}(t) + L_{\text{sh}} \frac{di_{\text{sh}}(t)}{dt} \quad (7.2)$$

$$\text{Malha II: } v_{\text{ger}}(t) - v_{\text{barra}}(t) = r_t \cdot i_t(t) + L_t \frac{di_t(t)}{dt} \quad (7.3)$$

Conforme ilustrado na Figura 7.2, têm-se as seguintes correntes de malha:

$$I = i_t(t) \quad (7.4)$$

$$II = i_{\text{carga}}(t) \quad (7.5)$$

$$I - II = i_{sh}(t) \quad (7.6)$$

Substituindo as equações (7.4), (7.5) e (7.6) nas equações (7.1), (7.2) e (7.3), pode-se então realizar a análise para as malhas I e II:

$$\text{Malha I: } v_{ger} - v_{sh} = r_t \cdot I + L_t \frac{dI}{dt} + (I - II) \cdot r_{sh} + L_{sh} \frac{d(I - II)}{dt} \quad (7.7)$$

$$\text{Malha II: } v_{sh} = r_{carga} \cdot II + L_{carga} \frac{dII}{dt} + (II - I) \cdot r_{sh} + L_{sh} \frac{d(II - I)}{dt} \quad (7.8)$$

A seguinte suposição é feita:

$$v_{dif} = v_{ger} - v_{sh} \quad (7.9)$$

Com essa consideração, a equação (7.7) pode ser reescrita, com isso, têm-se o seguinte sistema de equações:

$$v_{dif} = I \cdot r_t + L_t \frac{dI}{dt} + I \cdot r_{sh} - II \cdot r_{sh} + L_{sh} \frac{dI}{dt} - L_{sh} \frac{dII}{dt} \quad (7.10)$$

$$v_{sh} = II \cdot r_{carga} + L_{carga} \frac{dII}{dt} - I \cdot r_{sh} + II \cdot r_{sh} - L_{sh} \frac{dI}{dt} + L_{sh} \frac{dII}{dt} \quad (7.11)$$

Para resolver este sistema, as correntes de malha I e II devem ser isoladas, deste modo:

$$v_{dif} = I \cdot (r_t + r_{sh}) - II \cdot r_{sh} + \frac{dI}{dt} \cdot (L_t + L_{sh}) + \frac{dII}{dt} \cdot (-L_{sh}) \quad (7.12)$$

$$v_{sh} = II \cdot (r_{carga} + r_{sh}) + I \cdot (-r_{sh}) + \frac{dII}{dt} \cdot (L_{carga} + L_{sh}) + \frac{dI}{dt} \cdot (-L_{sh}) \quad (7.13)$$

Agora, considere as seguintes simplificações:

$$K_1 = r_t + r_{sh}$$

$$K_4 = -L_{sh}$$

$$K_2 = L_t + L_{sh} \qquad K_5 = r_{carga} + r_{sh}$$

$$K_3 = -r_{sh} \qquad K_6 = L_{carga} + L_{sh}$$

Substituindo essas variáveis nas equações (7.12) e (7.13) obtém-se:

$$v_{dif} = K_1 \cdot I + K_3 \cdot II + K_2 \cdot \frac{dI}{dt} + K_4 \cdot \frac{dII}{dt} \quad (7.14)$$

$$v_{sh} = K_3 \cdot I + K_5 \cdot II + K_4 \cdot \frac{dI}{dt} + K_6 \cdot \frac{dII}{dt} \quad (7.15)$$

Isolando agora a derivada da corrente de malha II na equação (7.14):

$$\frac{dII}{dt} = \frac{v_{dif}}{K_4} - \frac{K_1}{K_4} \cdot I - \frac{K_3}{K_4} \cdot II - \frac{K_2}{K_4} \cdot \frac{dI}{dt} \quad (7.16)$$

Substituindo a equação (7.16) em (7.15), tem-se:

$$v_{sh} = K_3 \cdot I + K_5 \cdot II + K_4 \cdot \frac{dI}{dt} + \frac{K_6}{K_4} \cdot v_{dif} - \frac{K_1 K_6}{K_4} \cdot I - \frac{K_3 K_6}{K_4} \cdot II - \frac{K_2 K_6}{K_4} \cdot \frac{dI}{dt} \quad (7.17)$$

Isolando agora a derivada da corrente de malha I na equação (7.17):

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dt} = & v_{sh} \cdot \left[\frac{K_4}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] + I \cdot \left[\frac{K_3 K_4 - K_1 K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_4}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] \cdot (-1) + \\ & + II \cdot \left[\frac{K_5 K_4 - K_3 K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_4}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] \cdot (-1) + v_{dif} \cdot \left[\frac{K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_4}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] \cdot (-1) \end{aligned} \quad (7.18)$$

Substituindo a equação (7.18) em (7.16), resulta em:

$$\begin{aligned} \frac{d\Pi}{dt} = & v_{\text{dif}} \frac{1}{K_4} - \frac{K_1}{K_4} \cdot I - \frac{K_3}{K_4} \cdot \Pi - v_{\text{sh}} \cdot \left[\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] + I \cdot \left[\frac{K_3 K_4 - K_1 K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] + \\ & + \Pi \cdot \left[\frac{K_5 K_4 - K_3 K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] + v_{\text{dif}} \cdot \left[\frac{K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] \end{aligned} \quad (7.19)$$

Agrupando as variáveis na equação (7.19), obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{d\Pi}{dt} = & \left[-\frac{K_1}{K_4} + \left[\frac{K_3 K_4 - K_1 K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] \right] \cdot I + \\ & + \left[-\frac{K_3}{K_4} + \left[\frac{K_5 K_4 - K_3 K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] \right] \cdot \Pi + \\ & + \left[\left[\frac{1}{K_4} \right] + \left[\frac{K_6}{K_4} \right] \cdot \left[\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] \right] \cdot v_{\text{dif}} + \left[\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right] \cdot (-1) \cdot v_{\text{sh}} \end{aligned} \quad (7.20)$$

As equações (7.18) e (7.20) podem ser colocadas na forma matricial, ou seja:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I \\ \Pi \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} \left(\frac{K_3 K_4 - K_1 K_6}{K_4^2 - K_2 K_6} \right) \cdot (-1) & \left(\frac{K_5 K_4 - K_3 K_6}{K_4^2 - K_2 K_6} \right) \cdot (-1) \\ \left(-\frac{K_1}{K_4} \right) + \left(\frac{K_3 K_4 - K_1 K_6}{K_4} \right) \cdot \left(\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right) & \left(-\frac{K_3}{K_4} \right) + \left(\frac{K_5 K_4 - K_3 K_6}{K_4} \right) \cdot \left(\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I \\ \Pi \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} \left(\frac{K_6}{K_4^2 - K_2 K_6} \right) \cdot (-1) & \left(\frac{K_4}{K_4^2 - K_2 K_6} \right) \\ \left(\frac{1}{K_4} \right) + \left(\frac{K_6}{K_4} \right) \cdot \left(\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right) & \left(\frac{K_2}{K_4^2 - K_2 K_6} \right) \cdot (-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\text{dif}} \\ v_{\text{sh}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.21)$$

A partir então da resolução do sistema representado pela equação (7.21) os valores das correntes de malha I e II podem ser encontrados. Uma vez conhecidos tais valores, com o auxílio das equações (7.4), (7.5) e (7.6) calculam-se os valores das correntes $i_t(t)$, $i_{\text{carga}}(t)$ e $i_{\text{sh}}(t)$.

Conhecidos os valores das correntes, calcula-se então o valor da tensão na barra, no domínio do tempo, a partir da seguinte equação:

$$v_{\text{barra}}(t) = r_{\text{carga}} \cdot i_{\text{carga}}(t) + L_{\text{carga}} \cdot \frac{di_{\text{carga}}(t)}{dt} \quad (7.22)$$

Para determinar as potências ativa e reativa fluindo no ramo shunt, ou seja, as potências trocadas entre o compensador e o sistema de energia, é utilizada a Teoria da Potência Instantânea, ou também chamada de Teoria $p-q$ (apresentada no Capítulo 4).

7.3. Metodologia de Controle Proposta

Controladores do tipo PID (Proporcional, Integral e Derivativo) serão implementados para controlar tanto a tensão na barra, na qual o compensador está conectado, quanto a potência ativa trocada entre o compensador e o sistema de energia. A seguir serão apresentadas as metodologias usadas para ambos os controladores.

Para o correto entendimento da metodologia de controle proposta, deve-se explicar mais uma transformação, a Transformação de Park.

7.3.1. A Transformação de Park

Na transformação de Park o sistema $\alpha\beta$ (resultante da transformação de Clarke) é convertido para um sistema de dois vetores ortogonais que possuem velocidade síncrona com a rede. Desta forma, o vetor usado como referência torna-se estacionário a este novo plano. Assim, as projeções nos eixos real e imaginário não variam no tempo. Isto pode ser visualizado na Figura 7.3

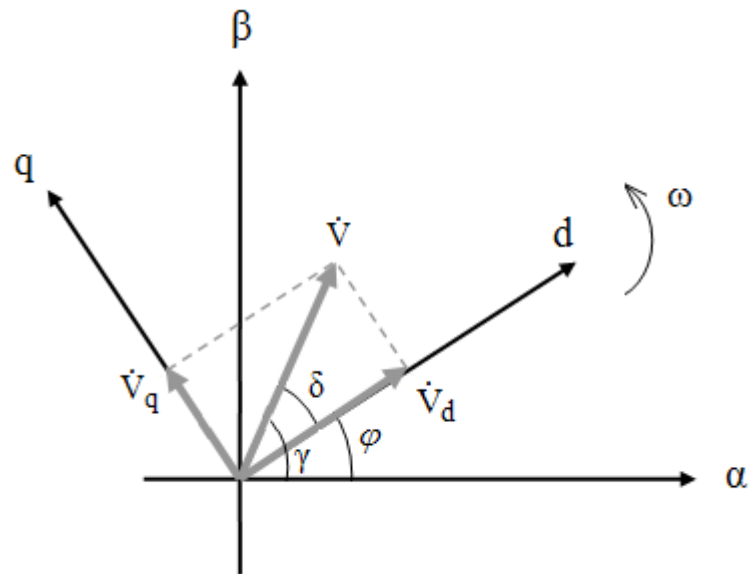


Figura 7.3 – Representação do plano girante.

O eixo girante direto é representado por d e o eixo girante de quadratura é representado por q . Na notação complexa, tem-se:

$$\dot{V} = V e^{j\delta} \quad (7.23)$$

Na equação (7.23), V é o módulo de \dot{V} e o ângulo δ é dado por $\delta = \gamma - \varphi$. Os espaçamentos angulares φ e γ variam no tempo conforme mostrado na equação (7.24).

$$\begin{aligned} \varphi &= \omega t \\ \gamma &= \omega t + \delta \end{aligned} \quad (7.24)$$

Na equação o ângulo δ , pode ser representado como $\delta = \gamma - \omega t$. Substituindo então o ângulo δ na equação (7.23), obtém-se:

$$\dot{V} = V e^{j\gamma} e^{-j\omega t} \Rightarrow \dot{V} = (v_\alpha(t) + jv_\beta(t)) e^{-j\omega t} \quad (7.25)$$

A equação (7.25) pode ser expressa em coordenadas retangulares como:

$$\dot{V} = (v_\alpha(t) + jv_\beta(t)) \cdot (\cos(\omega t) - j\text{sen}(\omega t)) \Rightarrow v_d + jv_q \quad (7.26)$$

Matricialmente pode-se reescrever a equação (7.26) da seguinte maneira:

A equação (7.27) é a Transformação de Park e sua inversa é da pela equação (7.28).

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (7.27)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (7.28)$$

7.3.2. O Controle da Tensão na Barra

Para realizar o controle da tensão na barra, na qual o compensador está conectado, deve-se medir primeiramente o valor das tensões de cada fase na barra e em seguida aplicar a Transformação de Clarke, descrita pela equação (4.5) (Capítulo 4). Em posse de tais valores, calcula-se então do módulo da tensão (valor de pico) a partir da equação (7.28).

$$|\dot{V}_{\text{barra}}| = \sqrt{v_{\text{barra}_\alpha}^2 + v_{\text{barra}_\beta}^2} \quad (7.28)$$

O valor de pico calculado para o módulo da tensão na barra é então comparado com um valor de referência (V_{ref}), conforme mostrada pela equação (7.29).

$$\Delta V_{\text{barra}} = V_{\text{ref}} - |\dot{V}_{\text{barra}}| \quad (7.29)$$

A diferença calculada pela equação (7.29) é multiplicada por uma constante (constante de proporcionalidade, k_v) e então usada para modificar o valor da componente em fase com o vetor da tensão de saída do compensador, v_{shd} determinada pela equação (7.27). Deste modo,

$$v_{\text{shd_novo}} = v_{\text{shd_antigo}} + (k_v \cdot \Delta V_{\text{barra}}) \quad (7.30)$$

Com o intuito de reduzir os erros, duas parcelas são ainda introduzidas na equação (7.30), são elas, a parcela integrativa, a qual será multiplicada por uma constante k_{v1} , e a derivativa, multiplicada por outra constante k_{v2} , assim tem-se:

$$V_{shd_novo} = V_{shd_antigo} + (k_v \cdot \Delta V_{barra}) + \left(k_{v1} \cdot \int \Delta V_{barra}(t) d(t) \right) + \left(k_{v2} \cdot \frac{\partial}{\partial(t)} \Delta V_{barra}(t) \right) \quad (7.31)$$

Realizando este controle da tensão na barra na qual o compensador está conectado, este funciona de maneira análoga ao STATCOM. Neste modo de operação, o compensador requer apenas uma pequena quantidade de potência ativa do sistema de energia. Entretanto, pela teoria apresentada, o compensador regenerativo de potência ativa deve trocar potência ativa com o sistema de energia. A seguir será mostrada a técnica de controle para a realização desta troca.

7.3.3. O Controle da Potência Ativa

Analogamente ao controle do módulo da tensão da barra, um controlador do tipo PID será implementado. Para realizar o controle da potência ativa trocada entre o compensador e o sistema de energia deve-se calcular a potência ativa instantânea conforme a equação (4.12) (Capítulo 4). Este valor calculado é então comparado com um valor de referência, P_{ref} , conforme a equação (7.32).

$$\Delta p = P_{ref} - p_{calc} \quad (7.32)$$

A diferença calculada pela equação (7.32) é multiplicada por uma constante (constante de proporcionalidade, k_p) e então usada para modificar o valor da componente ortogonal ao vetor da tensão de saída do compensador, V_{shq} determinada pela equação (7.27). Deste modo,

$$V_{shq_novo} = V_{shq_antigo} + (k_p \cdot \Delta p) \quad (7.33)$$

Com o objetivo de reduzir os erros, duas parcelas são ainda introduzidas na equação (7.33), são elas, a parcela integrativa, a qual será multiplicada por uma constante k_{p1} , e a derivativa, multiplicada por outra constante k_{p2} , assim tem-se:

$$V_{shq_novo} = V_{shq_antigo} + (k_p \cdot \Delta p) + \left(k_{p1} \cdot \int \Delta p(t) d(t) \right) + \left(k_{p2} \cdot \frac{\partial}{\partial(t)} \Delta p(t) \right) \quad (7.34)$$

Uma vez explicados os controles realizados para o correto funcionamento do compensador regenerativo de potência ativa, pode-se implementar o modelo computacional, mostrado a seguir.

7.4. Modelagem Computacional

O modelo a ser implementado é expresso na Figura 7.1. Em um primeiro momento, o circuito será simulado substituindo o compensador por uma fonte de tensão trifásica senoidal ideal, conforme mostrado na Figura 7.2.

Testado e comprovado o funcionamento do controle proposto, o compensador, composto por interruptores semicondutores, é então inserido no modelo e novas simulações são realizadas, a fim de se verificar a potência ativa trocada entre o compensador e sistema de energia, bem como a tensão na barra na qual este é conectado.

Estas simulações foram realizadas no software Matlab/Simulink, o qual se mostrou uma ferramenta muito poderosa e de relativa facilidade de operação.

O circuito ilustrado na Figura 7.2, implementado em Matlab/Simulink pode ser visto na Figura 7.4.

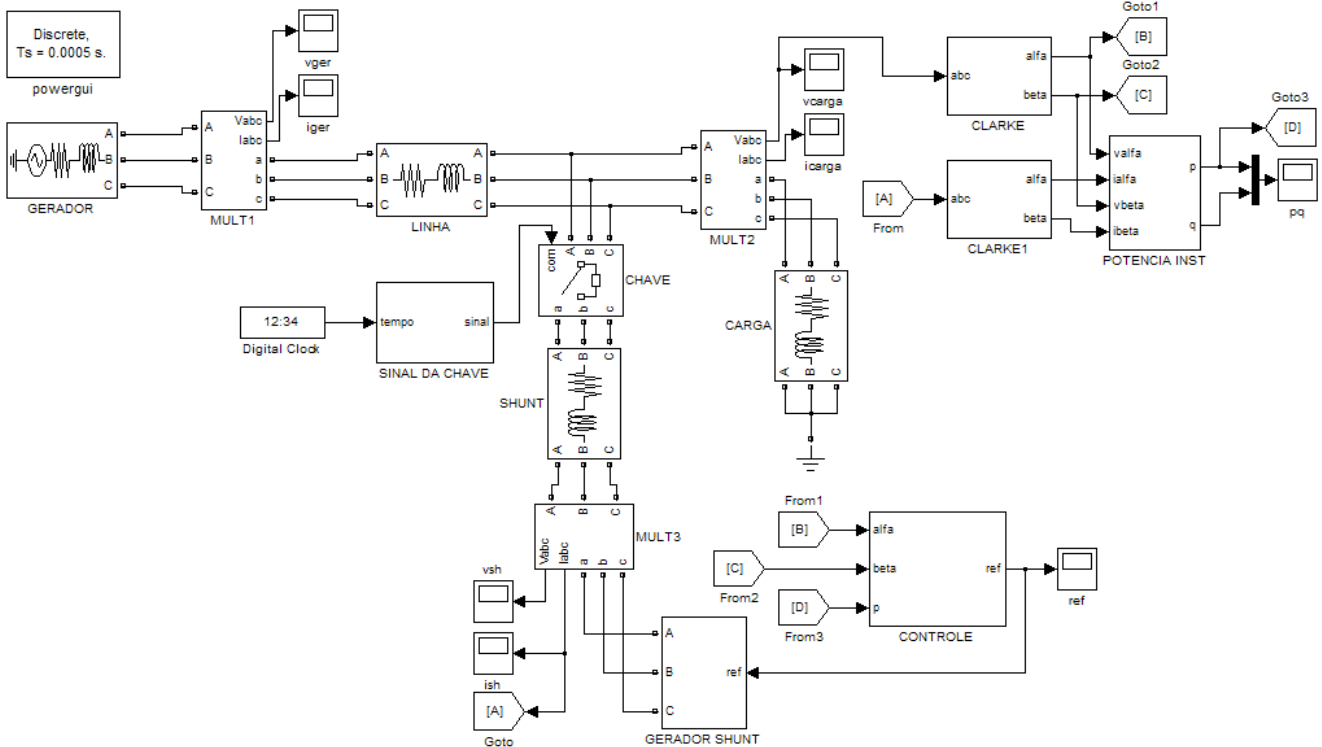


Figura 7.4 – Modelo, com o gerador shunt ideal, implementado em Matlab/Simulink.

O modelo implementado na Figura 7.4 possui os seguintes parâmetros:

- $V_{ger} = 115,47 \text{ V}$ (rms de fase)
- $f = 60 \text{ Hz}$
- $R_{linha} = 0,1 \ \Omega$
- $L_{linha} = 2,5 \text{ mH}$
- $R_{carga} = 4 \ \Omega$
- $L_{carga} = 0,106 \text{ mH}$
- $R_{sh} = 2,5 \ \Omega$
- $L_{sh} = 25 \text{ mH}$

Observando a Figura 7.4 nota-se um bloco chamado SINAL DA CHAVE, este bloco tem por objetivo gerar um sinal para o acionamento de uma chave. Esta chave, inicialmente aberta, é fechada no tempo igual a 0,1s, ou seja, inicialmente o ramo shunt não está conectado ao sistema de energia, e no tempo igual a 0,1s esse ramo passa a fazer parte do sistema. Isso é feito para garantir uma condição inicial para o gerador shunt.

Os blocos CLARKE e CLARKE1 são responsáveis pelo cálculo da transformação de Clarke. O bloco POTENCIA INST realiza o cálculo das potências ativa e reativas instantâneas. Essas potências calculadas são as potências trocadas entre o gerador shunt e o sistema de energia, e são calculadas a partir dos valores trifásicos instantâneos da tensão na barra e da corrente do ramo shunt.

O bloco GERADOR SHUNT é o gerador trifásico que, neste modelo, substitui o compensador composto por interruptores semicondutores. Os detalhes construtivos dos blocos apresentados podem ser observados no Apêndice C.

O bloco CONTROLE, como o próprio nome, é responsável pelos controles do módulo da tensão na barra de conexão e da potência ativa trocada com o sistema de energia. Os detalhes construtivos deste bloco podem ser vistos na Figura 7.5.

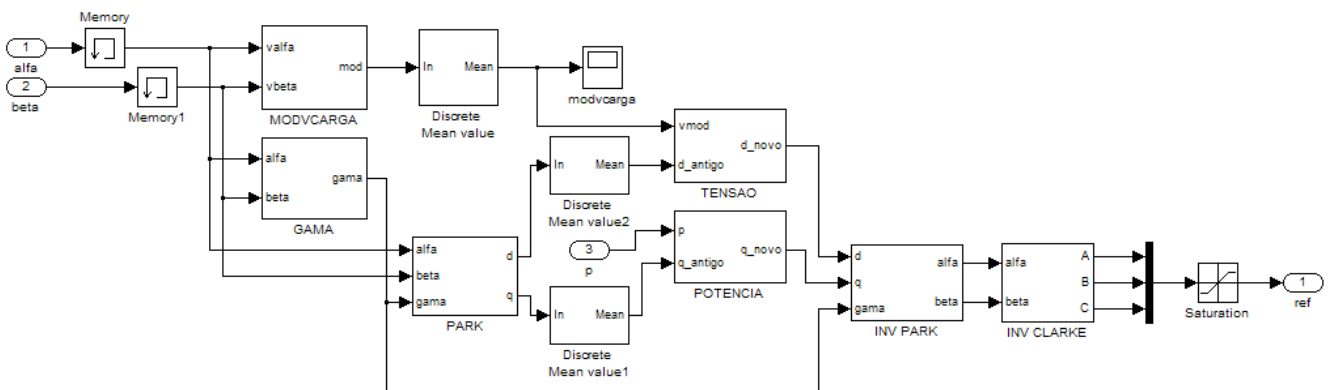


Figura 7.5 – Controles propostos para o modelo idealizado.

Na Figura 7.5, o bloco MODVCARGA é responsável pelo cálculo do módulo da tensão na barra de estudo. O bloco GAMA calcula a amplitude angular do plano girante $\alpha\beta$, esse valor varia de 0 a 2π rad. Os blocos INV PARK e INV CLARKE calculam as transformações inversas de Park e Clarke, respectivamente. Os detalhes construtivos destes blocos podem ser visto no Apêndice C.

O bloco TENSAO é responsável pela implementação do controlador PID para o módulo da tensão na barra enquanto que o bloco POTENCIA é o controlador PID para a potência ativa trocada com o sistema de energia. Detalhes destes blocos podem ser vistos nas Figuras 7.6 e 7.7, respectivamente.

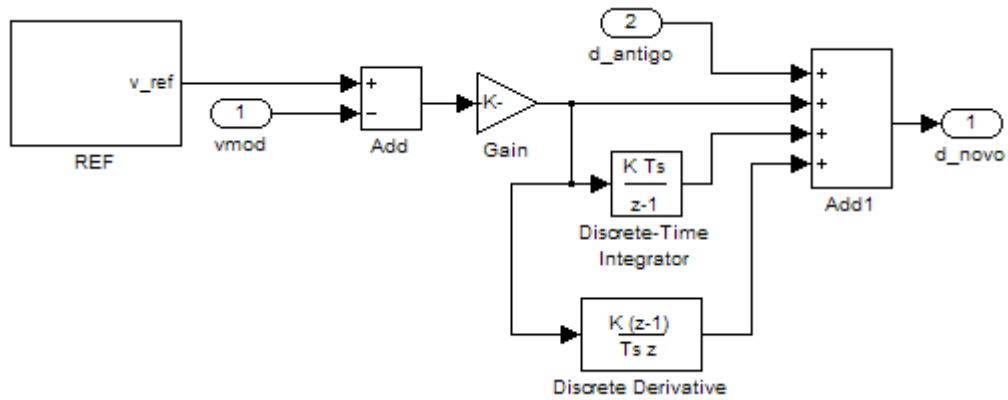


Figura 7.6 – Controlador PID para o módulo da tensão na barra.

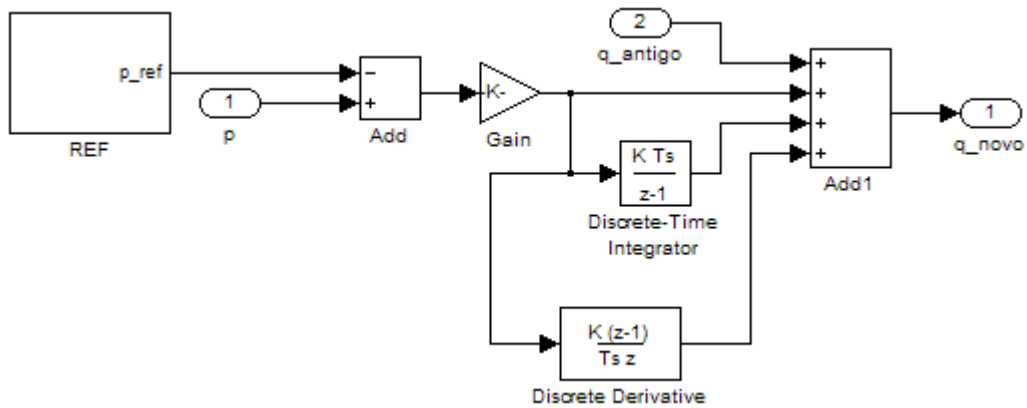


Figura 7.7 – Controlador PID para a potência ativa trocada com o sistema.

Nas Figura 7.6 e Figura 7.7, os blocos REF são responsáveis por gerar os valores de referência para os controles do módulo de tensão na barra (valor de pico) e da potência ativa trocada com o sistema. Tais valores estão apresentados na Tabela 7.1.

Tabela 7.1 – Valores das referências de tensão (valor de pico) e potência ativa.

Tempo [s]	Módulo da tensão [V]	Potência Ativa [W]
$0 < t \leq 1$	170	-1000
$1 < t \leq 2$	180	1000
$2 < t \leq 3$	150	1000
$3 < t \leq 4$	150	-1000

A partir dos valores escolhidos para as referencias de tensão e potência ativa apresentados na Tabela 7.1, pode verificar o controle de potência nos quatro quadrantes.

Uma vez implementado o modelo usando um gerador shunt ideal, pode-se então implementar o modelo usando agora o compensador composto por um VSC. Tal modelagem pode ser vista na Figura 7.8.

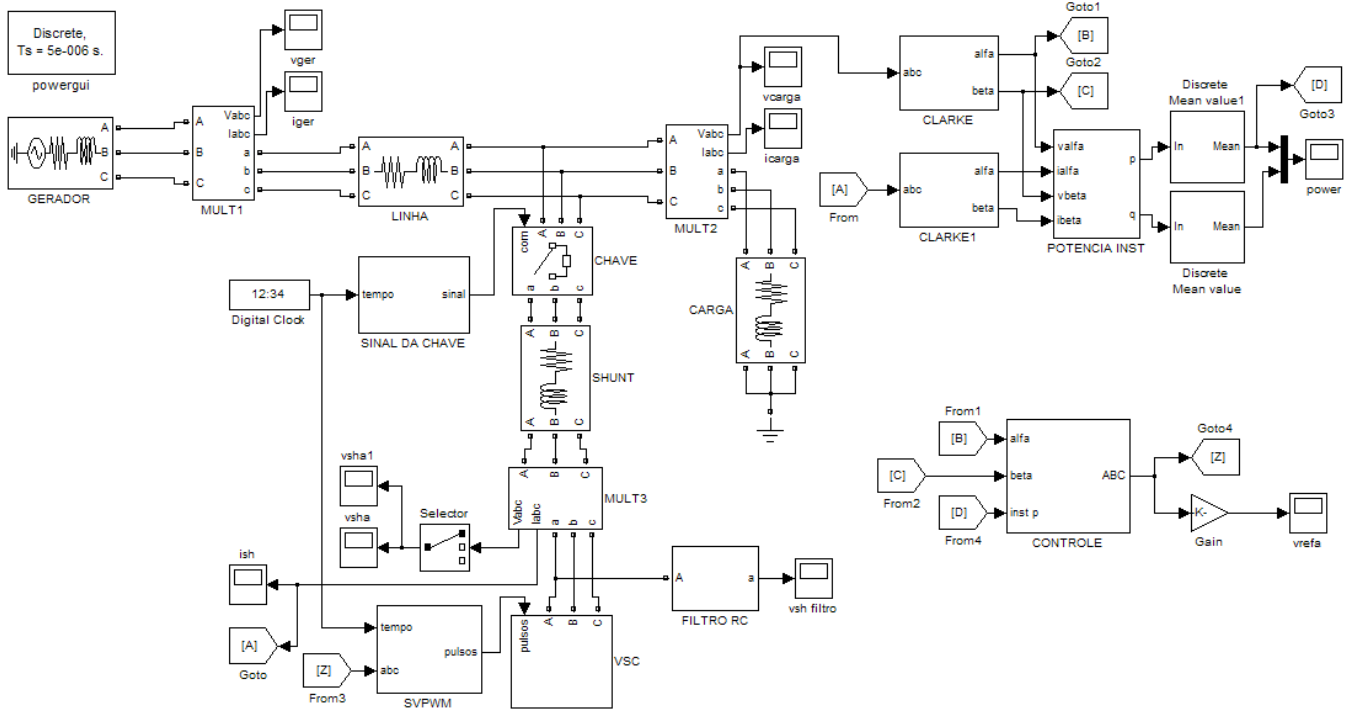


Figura 7.8 – Modelo implementado usando o VSC.

Na Figura 7.8, o bloco VSC é responsável pela modelagem do compensador composto por um VSC, e seus detalhes construtivos podem ser vistos na Figura 7.9.

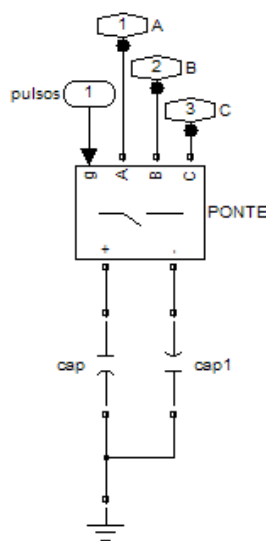


Figura 7.9 – VSC realizado em Matlab/Simulink.

Na Figura 7.9, temos que os valores dos capacitores são iguais a 100 F e que estes estão inicialmente carregados com uma tensão de 1200V (valores teóricos, não necessariamente práticos).

No bloco SVPWM é realizado o cálculo da modulação por largura de pulso usando vetor espacial (SVM) e no bloco FILTRO RC é implementado um filtro passa-baixas passivo RC com frequência de corte igual a 60Hz, o modelo realizado pode ser observado na Figura 7.10.

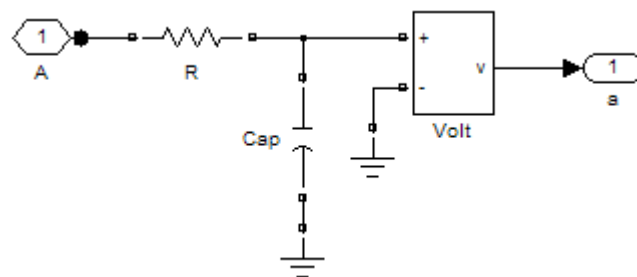


Figura 7.10 – Filtro passivo passa-baixa RC.

Na Figura 7.10, o valor do resistor é de $2k7 \Omega$ e o valor do capacitor é de $1 \mu\text{F}$. Os demais blocos são iguais aos explicados anteriormente.

7.5. Geração do Sinal de Referência para o Cálculo da SVM

Com o objetivo de observar uma geração de sinais modulados por largura de pulso, produzidos pelo DSP, coincidentes com os obtidos através da simulação, o sinal de referência para o cálculo da SVM foi analisado.

Este sinal então foi gerado na saída de áudio do computador e é aplicado à entrada do ADC. Uma vez convertido, este sinal é então manipulado e então calculada a SVM. Na saída do DSP temos então uma modulação por largura de pulso variável.

Uma vez analisado o sinal de referencia para o SVM a partir das simulações realizadas no modelo mostrado na Figura 7.8 pode-se então reproduzi-lo sem considerar os transitórios. Isto foi realizado a partir do modelo ilustrado na Figura 7.11. Detalhes construtivos dos blocos que constituem este modelo podem ser vistos no Apêndice C.

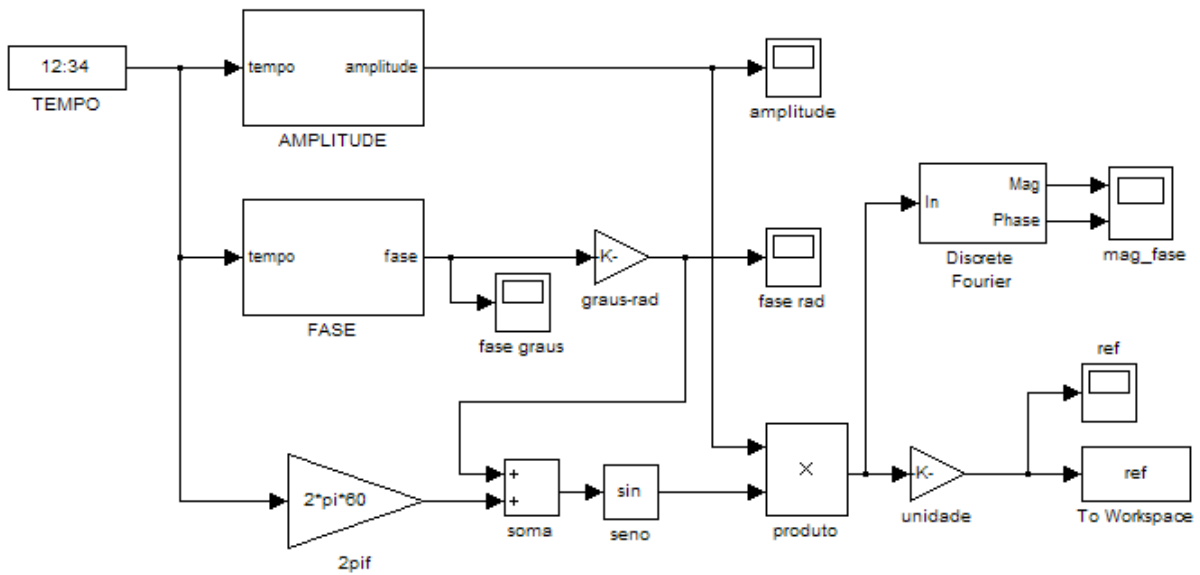


Figura 7.11 – Reconstrução do sinal de referência para a SVM.

Reconstruído o sinal de referência, este é então gerado pela saída de áudio. Este procedimento também é feito com o Matlab/Simulink, e o modelo pode ser visto na Figura 7.12.

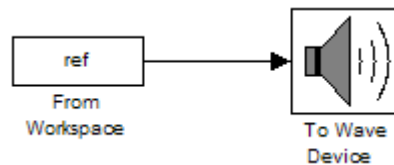


Figura 7.12 – Geração do sinal na saída de áudio do computador.

Como a placa de áudio do computador usado possui apenas dois canais (saída estéreo), não é possível gerar um sinal trifásico. Deste modo é gerado um sinal monofásico (sinal da fase **a**) e então internamente ao DSP esse sinal é defasado, uma vez que para o cálculo da SVM, como já visto, é necessário um sinal de referência trifásico.

7.6. Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as modelagens computacionais, realizadas em Matlab/Simulink, do modelo proposto para o compensador regenerativo de potência ativa. Em um primeiro momento o compensador foi substituído por uma fonte de tensão trifásica,

senoidal e totalmente controlada. Isso para verificar o funcionamento do controlador PID proposto. Feito isso, o modelo foi novamente simulado, porém, agora com o compensador representado por um conversor como fonte de tensão composto por interruptores semicondutores.

A metodologia de controle foi explicada, na qual controladores do tipo PID foram utilizados para realizar tanto o controle do módulo da tensão da barra onde o compensador está conectado quanto o controle da potência ativa trocada entre o compensador e o sistema de energia.

Foi também explicado o procedimento necessário para a geração de sinais na saída de áudio do computador usando o Matlab/Simulink. Esse sinal é usado como entrada em um dos canais do ADC. Este procedimento foi necessário, uma vez que interessante comparar e analisar as formas de onda, moduladas em largura de pulso, geradas através de simulação e as obtidas nas saídas do DSP.

Capítulo 8

Apresentação dos Resultados

8.1. Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar os resultados das simulações computacionais implementadas e mostradas no Capítulo 7, bem como os resultados experimentais obtidos na geração dos sinais de controle para os interruptores semicondutores calculados pela técnica de modulação por vetor espacial e implementado no dsp.

8.2. Resultados das Simulações

O modelo implementado na Figura 7.4 (Capítulo 7) foi simulado com um passo de cálculo igual a 500 μ s. Os ganhos dos controladores estão mostrados na Tabela 8.1.

Tabela 8.1 – Ganhos dos controladores, modelo ideal.

	Tensão	Potência Ativa
Proporcional	2	0,02
Integral	200	100
Derivativo	1/200	1/200

O modelo foi simulado em um computador com processador Pentium 4 de 2,4 GHz e 1GB de RAM. O tempo total de execução foi de 3,6 segundos. Os resultados obtidos para o controle do módulo da tensão da barra na qual o compensador está conectado e para o

controle da potência ativa trocada entre o compensador e o sistema de energia estão mostrados nas Figuras 8.1 e 8.2, respectivamente.

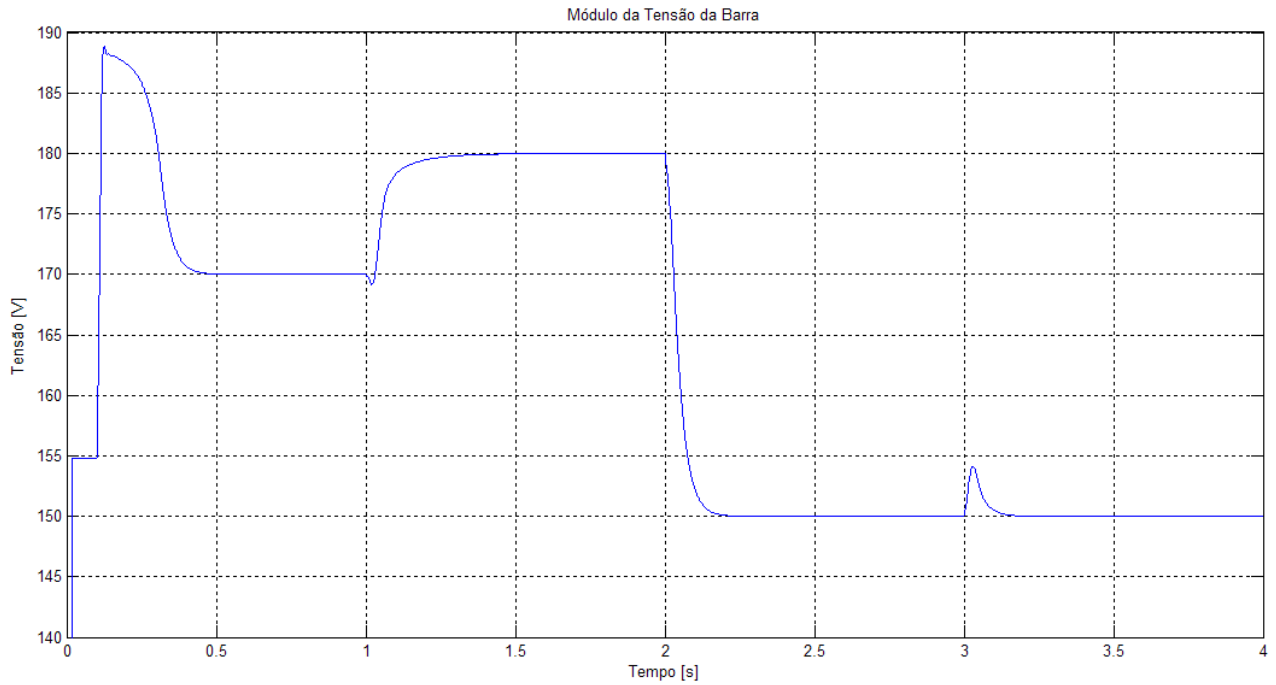


Figura 8.1 – Módulo da tensão na barra, modelo ideal.

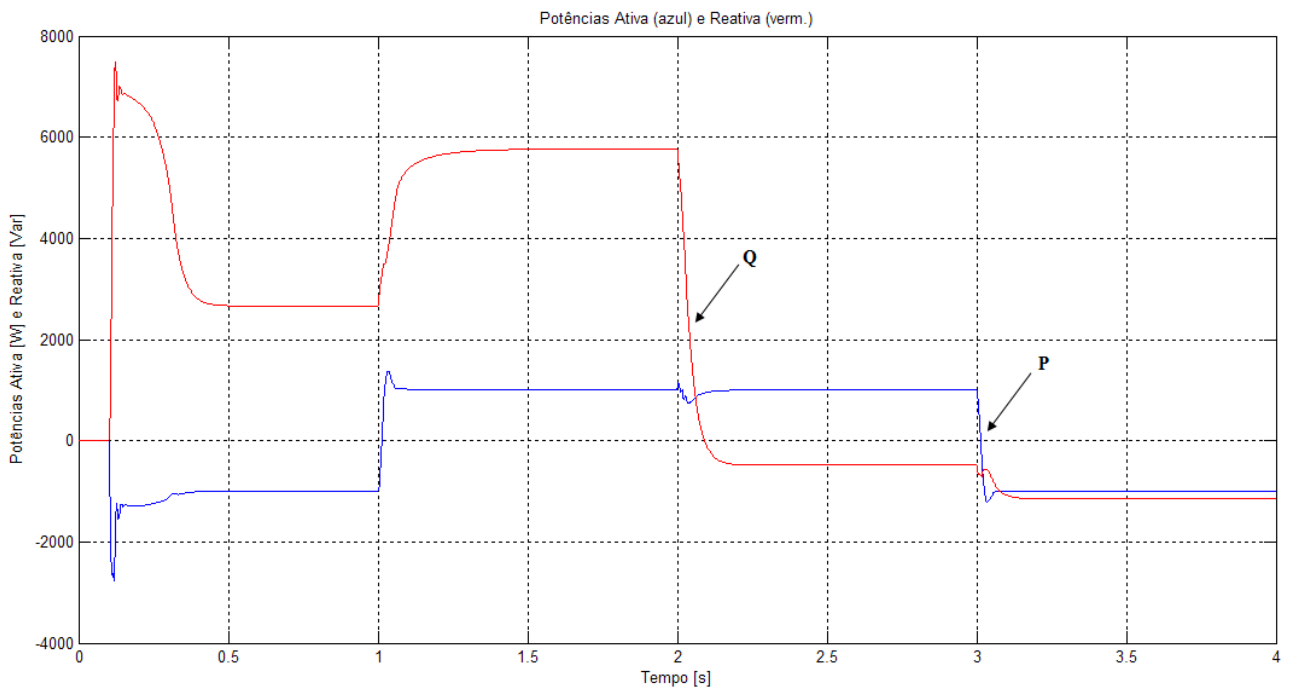


Figura 8.2 – Potências trocadas com o sistema, modelo ideal.

Analisando os resultados obtidos e mostrados nas Figuras 8.1 e 8.2, pode-se afirmar que o controle proposto funcionou corretamente, uma vez que, após pequenos transitórios, os valores da tensão na barra e da potência ativa trocada com o sistema atingiram seus valores de referência mostrados na Tabela 7.1 (Capítulo 7).

Ainda na Figura 8.2, pode-se comprovar o controle de potência nos quatro quadrantes. Cada quadrante de operação em um determinado intervalo de tempo pode ser resumido na Tabela 8.2. Os valores expressos nesta tabela são considerados após o período transitório.

Tabela 8.2 – Controle de potência nos quatro quadrantes, modelo ideal.

Tempo [s]	Pot. Ativa [W]	Pot. Reativa [Var]	Quadrante
$0,5 < t \leq 1$	-1000	$\cong 2662$	4°
$1,5 < t \leq 2$	1000	$\cong 5770$	1°
$2,5 < t \leq 3$	1000	$\cong -486$	2°
$3,5 < t \leq 4$	-1000	$\cong -1155$	3°

Após as simulações realizadas considerando o gerador shunt como sendo uma fonte de tensão controlada, ideal, senoidal e trifásica, pode-se então realizar a simulação do modelo no qual é considerado o compensador composto por um VSC, conforme ilustrado na Figura 7.8 (Capítulo 7). O modelo foi simulado com um passo de cálculo igual a 5 μ s. Os ganhos dos controladores estão mostrados na Tabela 8.3.

Tabela 8.3 – Ganhos dos controladores, modelo com o VSC.

	Tensão	Potência Ativa
Proporcional	0,5	0,02
Integral	50	50
Derivativo	1/100	1/100

Novamente, foi utilizado um computador com processador Pentium 4 de 2,4 GHz e 1GB de RAM. O tempo total de execução foi de 644,7 segundos. Os resultados obtidos para o controle do módulo da tensão da barra na qual o compensador está conectado e para o controle da potência ativa trocada entre o compensador e o sistema de energia estão mostrados nas Figuras 8.3 e 8.4, respectivamente.

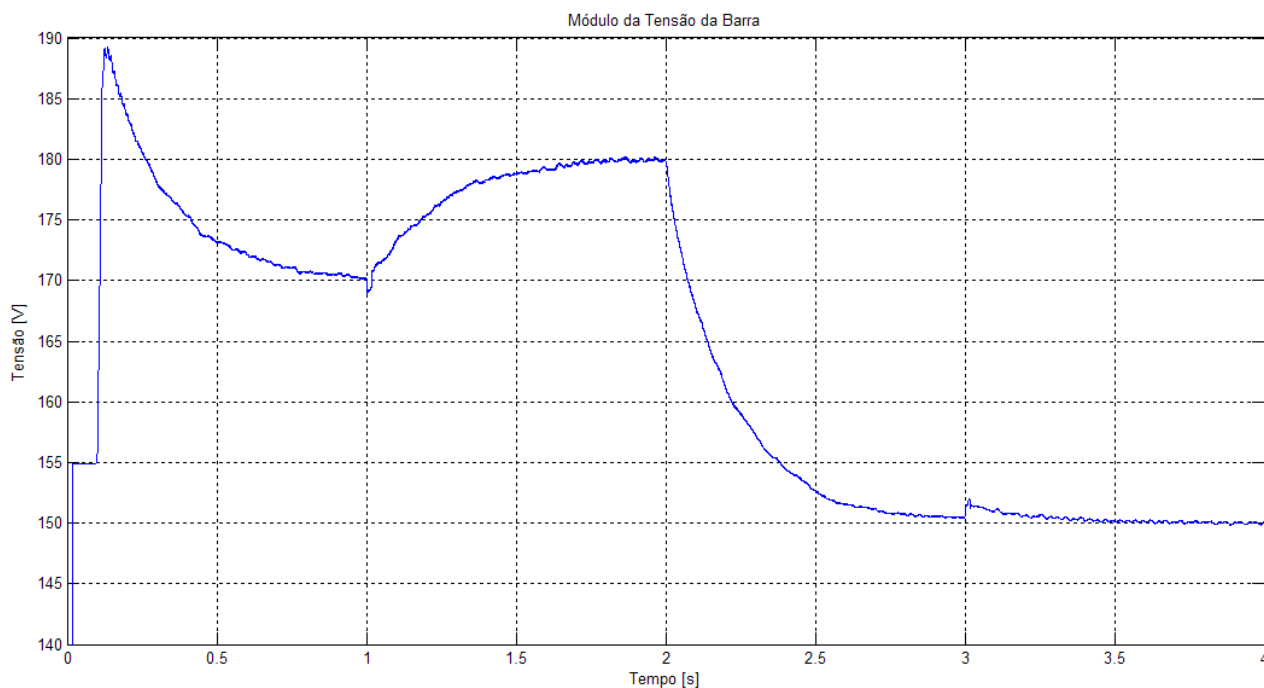


Figura 8.3 – Módulo da tensão na barra, modelo com VSC.

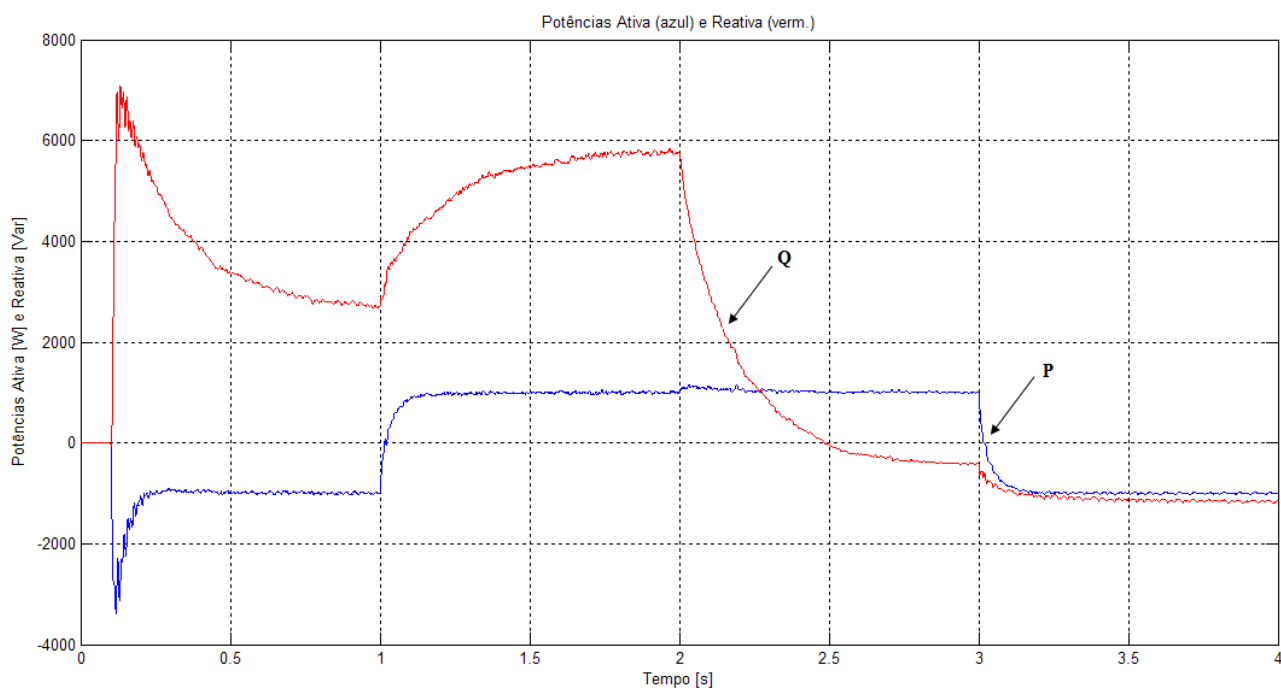


Figura 8.4 – Potências trocadas com o sistema, modelo com o VSC.

Analisando os resultados obtidos e mostrados nas Figuras 8.3 e 8.4, pode-se afirmar que o controle proposto, novamente, funcionou corretamente, uma vez que, após pequenos transitórios, os valores da tensão na barra e da potência ativa trocada com o sistema atingiram seus valores de referência mostrados na Tabela 7.1 (Capítulo 7).

Ainda na Figura 8.4, pode-se comprovar o controle de potência nos quatro quadrantes. Cada quadrante de operação em um determinado intervalo de tempo pode ser resumido na Tabela 8.4. Os valores expressos nesta tabela são considerados após o período transitório.

Tabela 8.4 – Controle de potência nos quatro quadrantes, modelo com o VSC.

Tempo [s]	Pot. Ativa [W]	Pot. Reativa [Var]	Quadrante
$0,5 < t \leq 1$	-1000	$\cong 2700$	4°
$1,5 < t \leq 2$	1000	$\cong 5800$	1°
$2,5 < t \leq 3$	1000	$\cong -400$	2°
$3,5 < t \leq 4$	-1000	$\cong -1150$	3°

8.3. Resultados Experimentais

Uma vez simulado o modelo proposto foram analisados o módulo da forma de onda da tensão utilizada com referência da SVM, bem como sua defasagem angular. A partir destes valores em regime permanente foi construído um novo sinal, o qual será gerado na saída de áudio do computador.

As Figuras 8.5 e 8.6 ilustram o módulo da tensão e a defasagem angular, em graus, respectivamente.

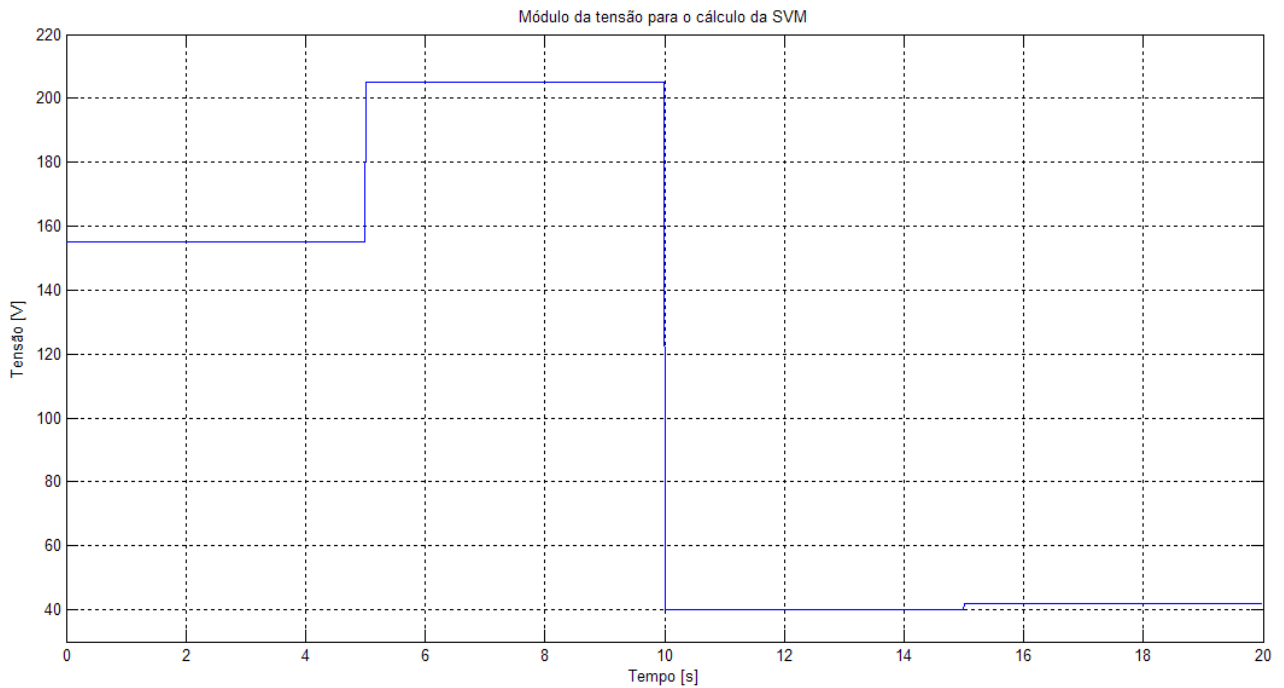


Figura 8.5 – Módulo da tensão de referência para a SVM

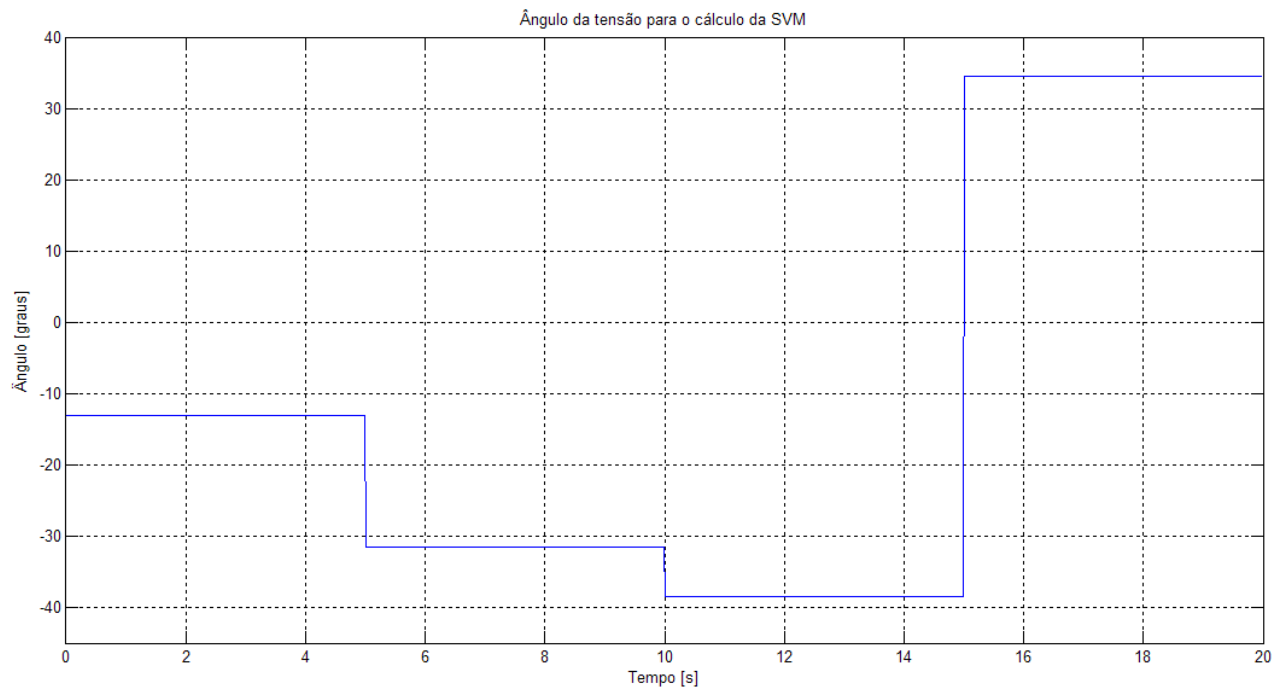


Figura 8.6 – Defasagem angular da tensão de referência para a SVM

A partir das formas de onda mostradas nas Figuras 8.5 e 8.6 é então construída uma forma de onda senoidal, com o modelo da Figura 7.11 (Capítulo 7).

Com a forma de onda senoidal gerada na saída de áudio do computador, esta foi então aplicada na entrada do ADC do DSP. As formas de onda dos sinais de controle para os interruptores semicondutores que compõe o compensador, bem como a forma de onda da referência e a análise espectral do sinal de controle para a fase **a** podem ser vistos nas Figuras 8.7 e 8.8.

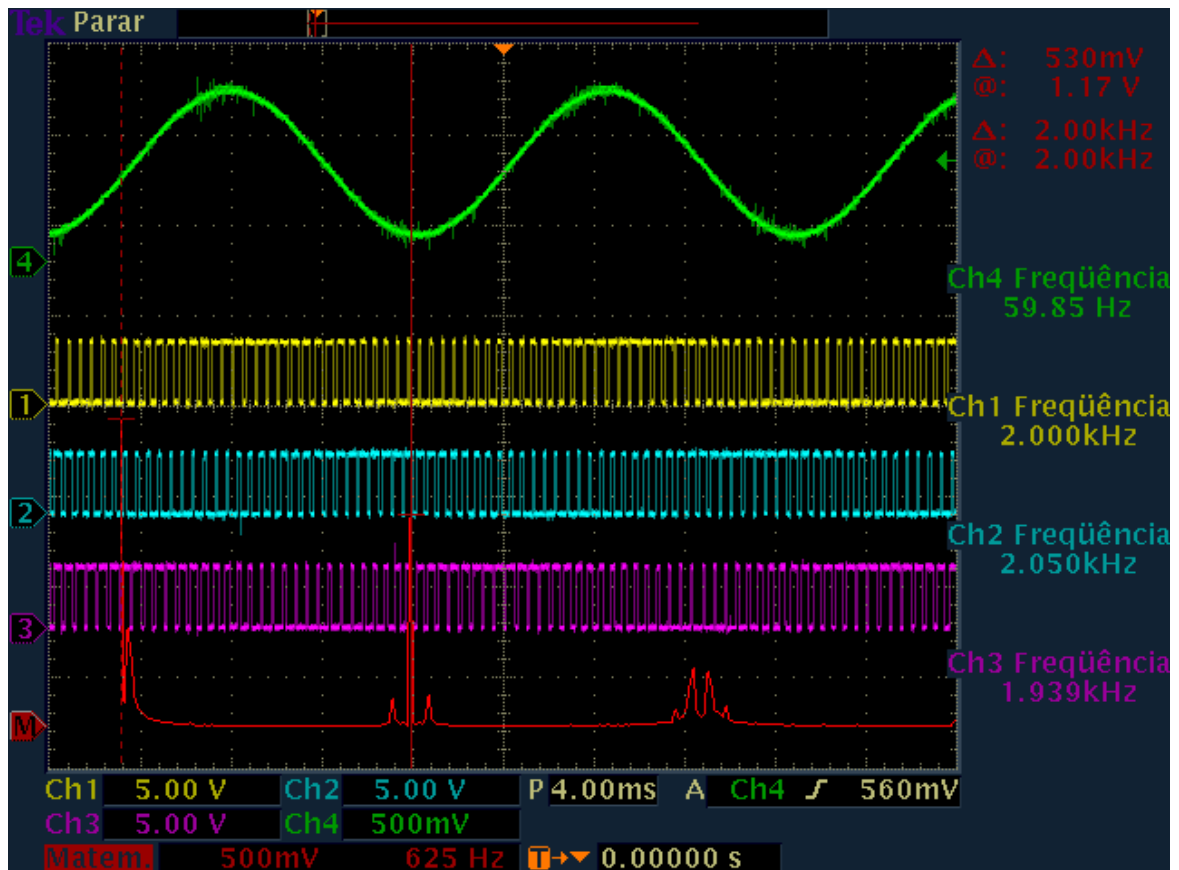


Figura 8.7 – Sinais de controle superiores do compensador.

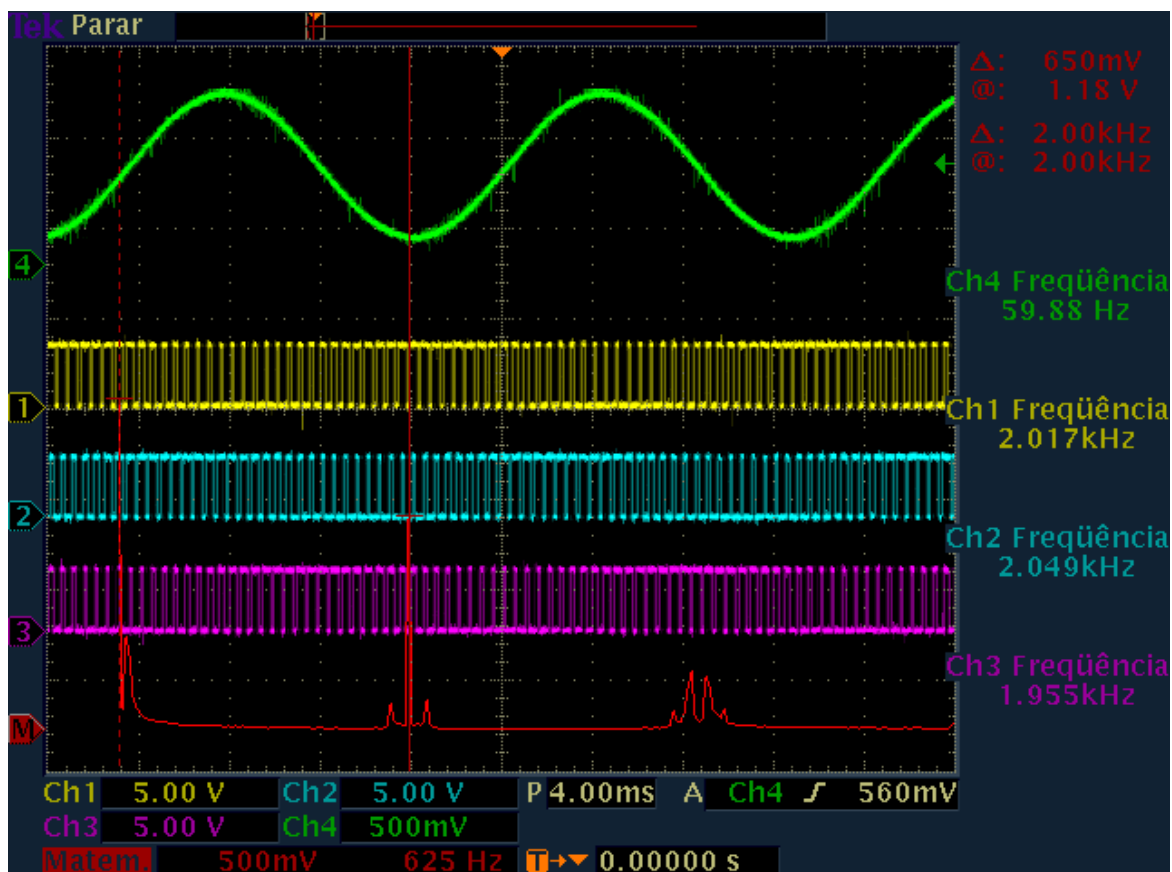


Figura 8.8 – Sinais de controle inferiores do compensador.

Analisando as formas de onda das Figuras 8.7 e 8.8 observa-se que as modulações pwm obtidas são senoidais e com freqüência de chaveamento igual a 2kHz. Como resultado da FFT, do sinal amarelo (sinal do canal 1 do osciloscópio), nota-se uma freqüência fundamental igual a 60Hz e múltiplas da freqüência de chaveamento, ou seja, 2kHz, 4kHz, 6kHz, etc.

Os sinais pwm mostrados na Figura 8.7 foram aplicados em filtros passa-baixas RC, com freqüência de corte de 60Hz, para verificar a correspondência com o sinal de referência. O resultado obtido pode ser visto na Figura 8.9.

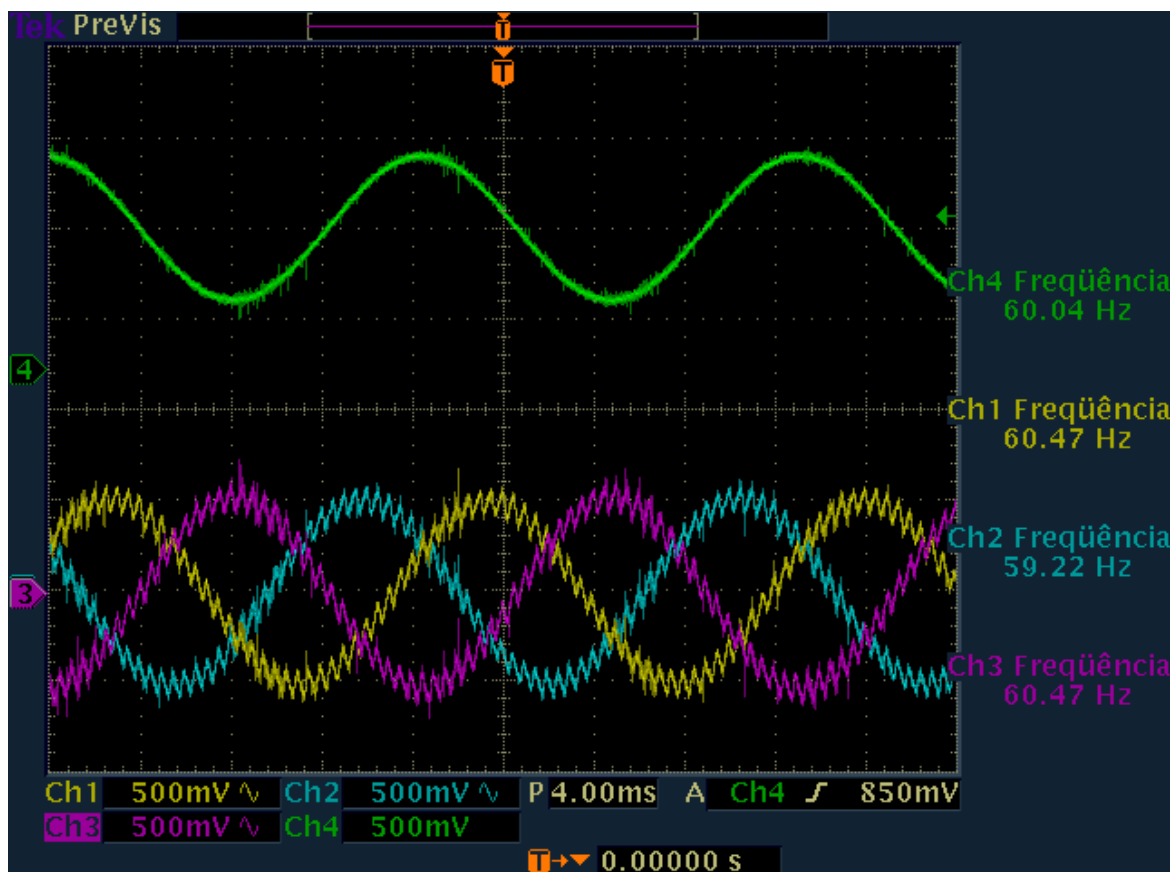


Figura 8.9 – Sinais pwm filtrados.

Analisando as formas de ondas da Figura 8.9, verifica-se a correspondência dos sinais pwm gerados com a referência.

8.4. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos através das simulações realizadas para o compensador regenerativo de potência ativa tanto composto por um conversor como fonte de tensão, quanto representado por uma fonte de tensão ideal.

O correto funcionamento dos controladores propostos pode ser verificado através dos resultados obtidos das simulações realizadas. Nestes resultados, pode-se ainda observar o controle de potência nos quatro quadrantes, bem como o controle do módulo da tensão da barra na qual o compensador está instalado.

O DSP foi programado com o auxílio do Matlab/Simulink, o qual se mostrou uma ferramenta muito útil, uma vez que, com certa facilidade, realizou o trabalho de maneira bem satisfatória. Isto pode ser comprovado através das verificações dos resultados obtidos.

Para as formas de onda obtidas nas saídas do DSP foi realizado um estudo do espectro do sinal, o que mostrou um sinal modulado em largura de pulso composto por uma componente principal de valor igual a 60 Hz e harmônicas múltiplas da frequência de chaveamento, o que era esperado. E quando estas formas de onda foram aplicadas em filtros passivos passa-baixas, com frequência de corte igual a 60 Hz, foram obtidas formas de onda senoidais.

A partir dos resultados obtidos experimentalmente pode-se concluir que as formas de onda geradas nas saídas do DSP estão corretas. E estas formas de onda serão os sinais de controle usados para o controle dos interruptores semicondutores que compõe o conversor como fonte de tensão.

Capítulo 9

Conclusão e Trabalhos Futuros

9.1. Conclusão

Neste trabalho foi apresentada a teoria e justificativa de um compensador regenerativo de potência ativa. Nota-se que este compensador pode ser considerado uma ferramenta muito importante, pois possibilita uma equalização no consumo de energia elétrica e difere dos sistemas independentes de geração de energia (p.ex. grupo geradores) uma vez que o consumidor não deixa de comprar energia elétrica da concessionária.

Foi apresentada também uma breve discussão sobre controladores FACTS, em especial o STATCOM, a modelagem de um conversor como fonte de tensão e o controle de potência em quatro quadrantes. Este controle só é possível uma vez que nos terminais de saída do VSC (lado ca) é gerada uma tensão totalmente controlada em amplitude e ângulo de fase.

As trocas de potências entre o VSC e o sistema ocorrem da seguinte maneira: o VSC fornece potência ativa quando o ângulo de fase da tensão de saída estiver adiantado em relação ao ângulo de fase da tensão do sistema e fornece potência reativa quando sua tensão de saída tem maior amplitude que a tensão do sistema.

Foi também estudada a modulação vetorial espacial (SVM). Nesta modulação são definidos os períodos em que as chaves do conversor permanecem nos estados “on” e “off” para então determinar uma relação entre a forma de onda senoidal trifásica e a seqüência dos pulsos a ser gerados. Nos cálculos dos períodos de chaveamento somente equações algébricas

são necessárias e estas são baseadas na posição instantânea do vetor espacial usado como referência. Dentre as vantagens dessa modulação destacam-se a redução do número de comutação dos interruptores semicondutores que compõe o conversor, redução de harmônicos injetados no sistema de energia e somente o uso de equações algébricas para determinação dos períodos de chaveamento.

Com a finalidade de se estudar as variáveis de controle propostas para a operação de um compensador regenerativo foi realizada a análise matemática de um circuito composto por duas barras, uma de geração e outra de carga, na qual está instalado, em derivação, o compensador composto por um VSC de chaves ideais. Para esta análise as seguintes simulações foram realizadas: circuito com compensador substituído por uma fonte senoidal ideal e totalmente controlada; e compensador composto por um VSC modulado por vetor espacial.

Nas simulações realizadas, controladores do tipo PID foram utilizados para realizar o controle do módulo da tensão na barra onde o compensador está conectado e para o controle da potência ativa trocada entre o compensador e o sistema de energia. Os ganhos dos controladores foram escolhidos de maneira arbitrária por meio de tentativas e erros. Tais simulações foram realizadas com o auxílio do software Matlab/Simulink.

Foi estudado também o DSP TMS320F2808 da Texas Instruments e o módulo eZdsp F2808 da Spectrum Digital, no qual o DSP está embarcado. Em ambos, suas principais características e princípios de funcionamento foram destacados. Para a programação do dsp foi novamente usado o Matlab/Simulink.

O DSP foi programado para gerar os sinais de controle, modulados em largura de pulso, para os interruptores semicondutores que compõe o VSC. Tais sinais foram verificados com o auxílio de um osciloscópio digital. Os resultados obtidos experimentalmente foram bem satisfatórios.

Três importantes contribuições podem ser destacadas com este trabalho. A primeira é a programação utilizando o ambiente Matlab/Simulink, um ambiente mais “amigável” e intuitiva. A segunda, o próprio funcionamento do compensador, ou seja, a troca de potência

ativa com o sistema e o controle da tensão da barra. A ultima é a introdução do DSP, uma vez que o grupo de pesquisa nunca tinha trabalhado com o equipamento.

9.2. Trabalhos Futuros

Para dar continuidade ao estudo da Compensação Regenerativa de Potência Ativa, alguns trabalhos podem ser propostos, tais como:

- Dimensionamento do compensador, levando em consideração os aspectos construtivos do mesmo;
- Desenvolvimento de um controle do tipo adaptativo, melhorando assim a metodologia de controle do compensador.
- Construção de um protótipo para o compensador regenerativo de potência ativa.

Referências

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y. H.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, [S. n.], v.IA-20, n.3, 1984. p. 625-630.

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. Hoboken: Wiley – IEEE, 2007. 379 p.

ALAMPI FILHO, S. *Análise de controladores eletrônicos em sistemas de distribuição de energia*. 2006. 194 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA- ANEEL. *Perguntas e respostas sobre tarifas das distribuidoras de energia elétrica*. Brasília, [s.n.], 2007. 16 p.

BASSET, R.; CROOKES, W.; LANCASTER, A.; TCHOUANGE, G.; YAMANO, N. The Next generation of power electronics in transmission and distribution applications. In: *INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE*, 12., 2006, Portoroz. IEEE... Portoroz: EPE-PEMC, 2006. p. 2140-2143.

BIANCHIN, C. G.; DEMONTI, R.; PAULILLO, G.; ORTEGA, M. R.; GRUPELLI JR., F. A.; TAKIGUCHI, C. Pesquisa e aplicação de restauradores dinâmicos de tensão (DVR) em linhas de distribuição. In: *CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS*, 8., 2008, Poços de Caldas. IEEE... Poços de Caldas: [s.n.], 2008. não pág.

BILODEAU, H.; MEHRABAN, B. Power engineering society general meeting overview of a special publication on voltage sourced converter application in power transmission. Tampa: IEEE, 2007. p. 1-8.

BORMIO JR., E.; AHN, S. U.; JARDINE, J. A.; MATAKAS JUNIOR., L.; KOMATSU, W.; GALASSI, M.; GIARETTA, A.R.; OLIVEIRA, M. A.; MONTEIRO, T. C.; CAMARGO, J. Micro-DVR – development plataforma for DVR and FADS – description and experimental results. In: CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS, 8., 2008, Poços de Caldas. IEEE... Poços de Caldas: [s.n.], 2008. p. 1-7.

COSTA JUNIOR., D. R. Desenvolvimento e implementação em DSP do controle de um restaurador dinâmico de tensão – DVR. 2003. 122 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2003.

DOUANGSYLA, S.; INDARACK, P.; KANTHEE, A.; KANDO, M.; KITTIRATSATCHA, S.; KINNARES, V. Modeling for PWM voltage source converter controlled power transfer. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGIES – ISCIT, 2004, Sapporo. IEEE... Sapporo: [s.n.], 2004. p. 875-878.

DOVAL-GANDOY, J.; IGLESIAS, A.; CASTRO, C.; PENALVER, C.M. Three alternatives for implementing space vector modulation with the DSP TMS320F240. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY-IECON, 99; ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE, 25., 1999, San Jose. IEEE... San Jose: [s.n.], 1999. p. 336-341.

GIROUX, P.; SYBILLE, G.; LE-HUY, H. Modeling and simulation of a distribution statcom using simulink's power system blockset. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY- IECON'01, 27., 2001, Denver. IEEE... Denver: [s.n.], 2001. p. 900-994.

HINGORANI, N. G. Power electronics in electric utilities: role: of power electronics in future power systems. Proceedings of the IEEE, New York, v.76, n. 4, p.481-482, 1988.

HU, Y.; TATTLER, J.; CHEN, Z. Modelling and simulation of a power electronic conversion system using simulink. In: UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE – UPEC, 39., 2004. IEEE... [S.l.:s.n.], 2004. v.1. p. 289-293.

IQBAL, A.; LAMINE, A.; ASHRAF, I.; MOHIBULLAH. Matlab/simulink model of space vector pwm for three-phase voltage source inverter. In: UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE – UPEC, 2006, Newcastle. IEEE... Newcastle: [s.n.], 2006. p. 1096-1100.

MATSUMOTO, E. Y., Simulink 5: fundamentos. São Paulo: Ed. Érica, 2002. p. 208.

MUNI, B.P.; ESWAR RAO, S.; VITHAL, J. V. R. SVPWM switched DSTATCOM for power factor and voltage sag compensation. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS DRIVES AND ENERGY SYSTEMS- PEDES, 6. , 2006, New Delhi. IEEE... New Delh: [s.n.], 2006. p. 1-6.

MIWA, S.; MATSUNO, N.; ITO, T.; HARA, R.; KITA, H.; MATSUOKA, N.; TAIRA, K. Wakkanai mega-solar project 1-year results. In: INTERNATIONAL PHOTOVOLTAIC SCIENCE AND ENGINEERING CONFERENCE, 17., 2007. IEEE... [S.l.: s.n.], 2007. não pág.

MIWA, S.; MATSUNO, N.; ITO, T.; HARA, R.; KITA, H.; MATSUOKA, N.; TAIRA, K. High temperature battery nas battery – renewable hybrid system project in japan. In: INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY STORAGE CONFERENCE- IRES, 2., Bonn, 2007. IEEE... Bonn: [s.n.]. 2007.

NUNES, R. A. A.; ALBUQUERQUE, M. P.; ALBUQUERQUE, M. P.; SEIXAS, J. M. Introdução a processadores de sinais digitais – DSP. [S.l.: s.n., 2006?]. Disponível em: <ftp://ftp2.biblioteca.cbpf.br/pub/apub/2006/nt/nt_zip/nt00106.pdf>. Acesso em: 11 mar. 2008.

PADIYAR, K. R.; PRABHU, N. Modeling, control design and analysis of VSC based HVDC transmission systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY – POWERCON 2004, Singapore. IEEE... Singapore: [s.n.], 2004. p. 774-779.

PASCHOARELI JUNIOR, D. Modeling and implementation of a unified voltage controller. 1999. 284 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, University of Aberdeen, Aberdeen, 1999.

PASCHOARELI JUNIOR, D. Controladores eletrônicos em sistemas elétricos de potência. 2007. 101 f. Tese (Livre Docência em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2007.

PASCHOARELI JR., D. ; ALAMPI FILHO, S. Compensação regenerativa de potência para redução de tarifa no consumo industrial. In: CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS, 7., 2006, Recife.IEEE... Recife: [s.n.], 2006. p. 1-8.

PILLAI, R. N. H. G. Design and development of embedded DSP controllers for power electronic applications. 2006. 157 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculty of the Graduate School, The University of Texas in Arlington, Texas, 2006.

PIN, R. A. M. Utilização de conversores como fonte de tensão no controle de fluxo de potência. 2004. 164 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2004.

PISCCIONI, C. A.; OLIVEIRA, R. S. Introdução ao DSP. [S.l.: s.n., 2002]. Disponível em: < <http://www.das.ufsc.br/~romulo/artigos/Piccioni-Romulo-RelTec2002.pdf> >. Acesso em: 10 mar. 2008.

PROGRAMA NACIONAL DA CONSERVAÇÃO DA ENERGIA ELÉTRICA- PROCEL. Manual da tarifação da energia elétrica. [S.l.: s.n.], 2001. 44 p.

ROBERTS, B. Shaving load peaks from the substation. Power business and technology for the global generation industry, v.150, n.8, 2006. não pag.

SPECTRUM digital. eZdsp F2808 USB technical reference guide. [S.l.: s.n.], 2004.

TEXAS INSTRUMENTS. Digital motor control software library. [S.l.: s.n.], 2001.

THE MATHWORKS INC. Embedded target for the TI TMS320C2000 DSP platform for use with simulink: user's guide. [S.l.: s.n.], 2003.

WATANABE, E. H.; AREDES, M. Teoria de potência ativa e reativa instantânea e aplicações – filtros ativos e FACTS. [S.l.: s.n.], 1998. p. 1-21.

XIE, H.; ÄNGQUIST, L.; NEE, H. Active power compensation of voltage source converters with energy storage capacitors. In: POWER SYSTEMS CONFERENCE AND EXPOSITION – PSCE,6., 2006, Atlanta. IEEE... Atlanta: IEEE, 2006. p. 1012-1019.

Apêndice A

Modulação Vetorial Espacial Passo a Passo

Neste apêndice será apresentada o calculo da SVM passo a passo, para tanto considere a Figura 3.3 (Capítulo 3). A tensão máxima instantânea da fase **a** é tomada como referência e corresponde ao ângulo zero (no tempo t_0). As tensões instantâneas das fases **b** e **c** cruzam nesta posição. É então considerado o inicio do setor I.

O inicio do setor I, é representado pelo vetor de estado \vec{U}_1 , o qual corresponde à seguinte combinação de chaveamento igual à PNN, ou seja, na saída do conversor as polaridades das tensões nas fases **a**, **b** e **c** são, respectivamente, positiva, negativa e negativa. O final do setor I está localizado no cruzamento das tensões das fases **a** e **b** (no tempo t_1).

O final do setor I é o começo do setor II, o qual é representado pelo vetor de estado \vec{U}_2 e corresponde ao chaveamento PPN. Analogamente, os demais pontos de cruzamento são associados aos demais setores até se completar um ciclo completo, conforme observado na figura 6.

Os vetores de estado \vec{U}_1 até \vec{U}_6 são os vetores ativos, e correspondem às seguintes combinações de chaveamento:

$$\vec{U}_1 \Rightarrow \text{PNN} \quad \vec{U}_2 \Rightarrow \text{PPN} \quad \vec{U}_3 \Rightarrow \text{NPN}$$

$$\vec{U}_4 \Rightarrow \text{NPP} \quad \vec{U}_5 \Rightarrow \text{NNP} \quad \vec{U}_6 \Rightarrow \text{PNP}$$

Os vetores $\vec{U}_p \Rightarrow PPP$ e $\vec{U}_N \Rightarrow NNN$ são os vetores de estado nulos e ocorrem quando as saídas do conversor em todos com o mesmo potencial, todas positivas ou todas negativas.

Os componentes do vetor de estado \vec{U}_1 quando projetados nos eixos ortogonais são dados por:

$$u_{1d}(t_0) = \frac{2}{3} \cdot \left[v_a(t_0) - \frac{v_b(t_0)}{2} - \frac{v_c(t_0)}{2} \right] \quad (\text{eq. 1})$$

$$u_{1q}(t_0) = [v_b(t_0) - v_c(t_0)] / \sqrt{3} \quad (\text{eq. 2})$$

Considerando o modelo do VSC proposto anteriormente, tem-se que as tensões só podem assumir os valores $+V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$, deste modo:

$$u_{1d} = \frac{2}{3} \cdot \left[\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{4} - \frac{V_{cc}}{4} \right] = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \quad (\text{eq. 3})$$

$$u_{1q} = \left[\frac{-V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} \right] / \sqrt{3} = 0 \quad (\text{eq. 4})$$

$$\left| \vec{U}_1 \right| = \sqrt{u_{1d}^2 + u_{1q}^2} = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \quad (\text{eq. 5})$$

Analogamente, para o vetor \vec{U}_2 , tem-se:

$$u_{2d} = \frac{2}{3} \cdot \left[\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{4} + \frac{V_{cc}}{4} \right] \quad (\text{eq. 6})$$

$$u_{2q} = \left(\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} \right) / \sqrt{3} \quad (\text{eq. 7})$$

$$\left| \vec{U}_2 \right| = \sqrt{u_{1d}^2 + u_{1q}^2} = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \quad (\text{eq. 8})$$

Pode ser verificado que todos os vetores de estado que representam os inícios e os finais de cada setor possuem amplitude igual a $(2/3)V_{cc}$. Ambos os vetores de estado nulos possuem amplitude igual a zero e são comumente representados na origem dos vetores de estado ativos.

Os vetores de estados podem ser representados no domínio do espaço, como ilustrado pela figura A.1.

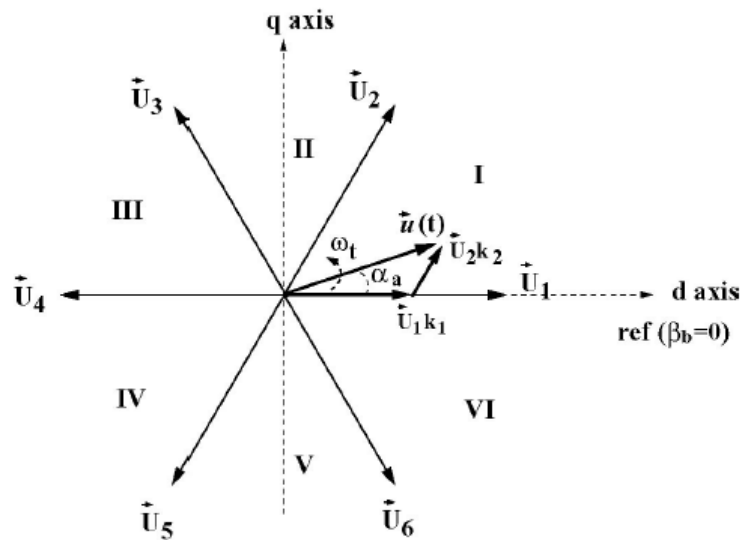


Figura A.1 – Vetores de estado representados no domínio do espaço.

Como ilustrado na figura A.1, um vetor $\vec{u}(t)$ instantaneamente colocado a um dado ângulo α_a (com relação ao eixo direto) pode ser decomposto em dois vetores conforme a seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} \vec{u}(t) \\ \left| \begin{matrix} \cos(\alpha_a) \\ \text{sen}(\alpha_a) \end{matrix} \right| \end{bmatrix} = U_X \cdot k_1 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\beta_b) \\ \text{sen}(\beta_b) \end{bmatrix} + U_{X+1} \cdot k_2 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\beta_e) \\ \text{sen}(\beta_e) \end{bmatrix} \quad (\text{eq. 9})$$

sendo,

$X = 1, \dots, 6 \Rightarrow$ setores.

$U_x, U_{x+1} \Rightarrow$ amplitude dos vetores de estado dos setores.

$k_1, k_2 \Rightarrow$ variáveis proporcionais para uma dada posição α de $\vec{u}(t)$.

$|\vec{u}(t)| \Rightarrow$ amplitude do vetor $\vec{u}(t)$.

$\beta_b, \beta_e \Rightarrow$ ângulos dos vetores de estado adjacentes ao vetor $\vec{u}(t)$.

Como a amplitude dos vetores de estado ativos são todas iguais a $(2/3) \cdot V_{cc}$, tem-se:

$$\left| \vec{u}(t) \right| \cdot \begin{vmatrix} \cos(\alpha_a) \\ \sin(\alpha_a) \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot k_1 \cdot \begin{vmatrix} \cos(\beta_b) \\ \sin(\beta_b) \end{vmatrix} + \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot k_2 \cdot \begin{vmatrix} \cos(\beta_e) \\ \sin(\beta_e) \end{vmatrix} \quad (\text{eq. 10})$$

Tomando como exemplo o setor I, tem-se que $\beta_b = 0^\circ$ e $\beta_e = 60^\circ$. Assim:

$$|\vec{u}(t)| \cdot \cos(\alpha_a) = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot k_1 + \frac{1}{3} \cdot V_{cc} \cdot k_2 \quad (\text{eq. 11})$$

$$|\vec{u}(t)| \cdot \sin(\alpha_a) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{cc} \cdot k_2 \quad (\text{eq. 12})$$

Resolvendo as equações (eq. 11) e (eq. 12) para k_1 e k_2 , tem-se:

$$k_1 = \frac{3}{2} \cdot \frac{|\vec{u}(t_a)|}{V_{cc}} \cdot \cos(\alpha_a) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{|\vec{u}(t_a)|}{V_{cc}} \cdot \sin(\alpha_a) \quad (\text{eq. 13})$$

$$k_2 = \sqrt{3} \cdot \frac{|\vec{u}(t_a)|}{V_{cc}} \cdot \sin(\alpha_a) \quad (\text{eq. 14})$$

Variáveis similares a k_1 e k_2 podem ser observadas na representação trifásica senoidal, como ilustra a Figura A.2.

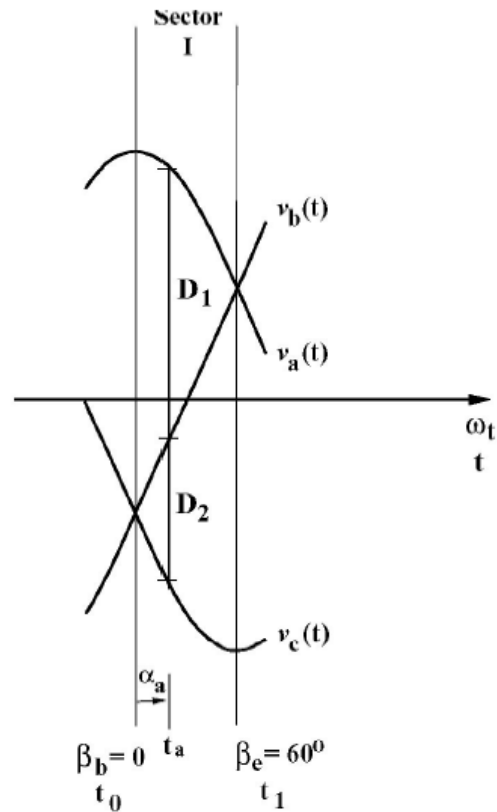


Figura A.2 – Representação trifásica senoidal pra o setor I.

Na Figura A.2 observa-se que D_1 é a diferença instantânea entre os valores das tensões das fases **a** e **b**, e que D_2 é a diferença, também instantânea, entre as tensões das fases **b** e **c**, ambas a um dado ângulo α_a (em $t = t_a$).

Considere as tensões trifásicas balanceadas:

$$v_A(t_a) = |\tilde{u}(t_a)| \cdot \cos(\alpha_a) \quad (\text{eq. 15})$$

$$v_B(t_a) = |\tilde{u}(t_a)| \cdot \cos(\alpha_a - 120^\circ) \quad (\text{eq. 16})$$

$$v_C(t_a) = |\tilde{u}(t_a)| \cdot \cos(\alpha_a + 120^\circ) \quad (\text{eq. 17})$$

Desta forma,

$$D_1 = v_A(t_a) - v_B(t_a) \quad (\text{eq. 18})$$

$$D_2 = v_B(t_a) - v_C(t_a) \quad (\text{eq. 19})$$

Substituindo as equações (eq. 15), (eq. 16) e (eq. 17) em (eq. 18) e (eq. 19), tem-se:

$$D_1 = |\bar{u}(t_a)| \cdot \cos(\alpha_a) - |\bar{u}(t_a)| \cdot \cos(\alpha_a - 120^\circ) \quad (\text{eq. 20})$$

$$D_2 = |\bar{u}(t_a)| \cdot \cos(\alpha_a - 120^\circ) - |\bar{u}(t_a)| \cdot \cos(\alpha_a + 120^\circ) \quad (\text{eq. 21})$$

Resolvendo as equações (eq. 20) e (eq. 21) para D_1 e D_2 , tem-se:

$$D_1 = \frac{3}{2} \cdot |\bar{u}(t_a)| \cdot \cos(\alpha_a) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot |\bar{u}(t_a)| \cdot \text{sen}(\alpha_a) \quad (\text{eq. 22})$$

$$D_2 = \sqrt{3} \cdot |\bar{u}(t_a)| \cdot \text{sen}(\alpha_a) \quad (\text{eq. 23})$$

Comparando as equações (eq. 13) e (eq. 14) com (eq. 22) e (eq. 23), tem-se:

$$D_1 = V_{cc} \cdot k_1 \quad (\text{eq. 24})$$

$$D_2 = V_{cc} \cdot k_2 \quad (\text{eq. 25})$$

Tal equivalência prova-se bastante eficaz na definição dos períodos de chaveamento.

A soma das integrais de D_1 e D_2 , em um período τ , é dada por:

$$A_A = \int_t^{t+\tau} D_1 \cdot dt + \int_t^{t+\tau} D_2 \cdot dt \quad (\text{eq. 26})$$

Considerando o período τ suficientemente pequeno, as tensões podem ser consideradas constantes, deste modo:

$$A_A = \tau \cdot D_1 + \tau \cdot D_2 \quad (\text{eq. 27})$$

A_A é a área entre as duas tensões em um período τ . A figura A.3 ilustra as áreas $(\tau \cdot D_1)$ e $(\tau \cdot D_2)$.

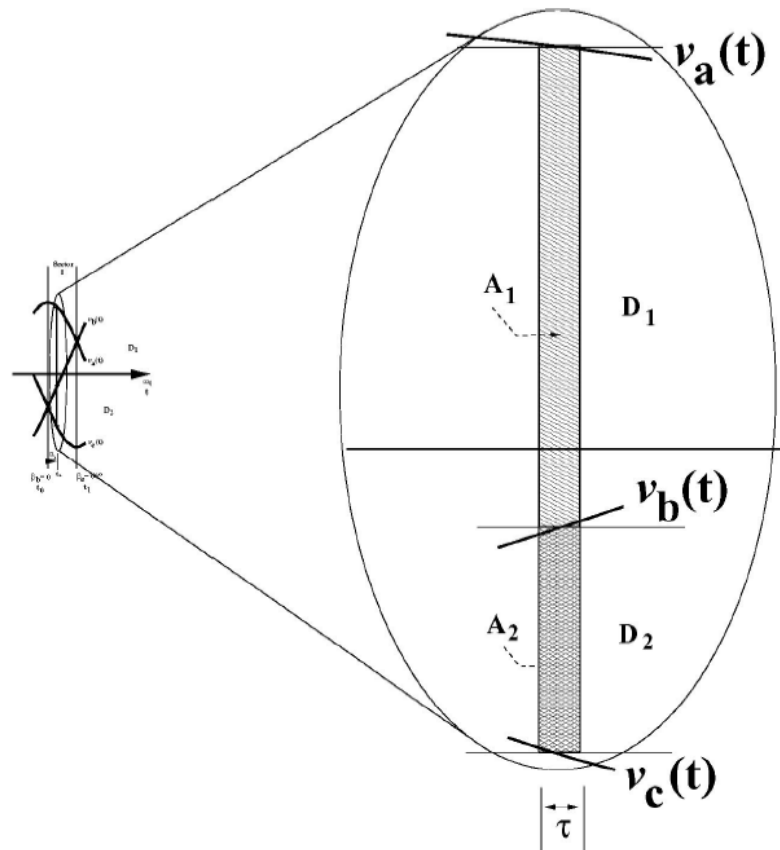


Figura A.3 – Áreas moduladas pelo SVPWM.

Para se obter a modulação desejada, a SVPWM deve criar pulsos positivos e negativos que possuem a mesma área produzida pela tensão senoidal de cada fase.

Multiplicando todos os termos da equação (14) pelo período τ , tem-se:

$$\tau \cdot |\bar{u}(t)| \cdot \left| \frac{\cos(\alpha_a)}{\sin(\alpha_a)} \right| = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot \tau \cdot k_1 \cdot \left| \frac{\cos(\beta_b)}{\sin(\beta_b)} \right| + \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot \tau \cdot k_2 \cdot \left| \frac{\cos(\beta_c)}{\sin(\beta_c)} \right| \quad (\text{eq. 28})$$

Na equação (eq. 28), fazendo $\tau_1 = \tau \cdot k_1$ e $\tau_2 = \tau \cdot k_2$, tem-se:

$$\tau \cdot |\bar{u}(t)| \cdot \left| \frac{\cos(\alpha_a)}{\sin(\alpha_a)} \right| = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot \tau_1 \cdot \left| \frac{\cos(\beta_b)}{\sin(\beta_b)} \right| + \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot \tau_2 \cdot \left| \frac{\cos(\beta_c)}{\sin(\beta_c)} \right| \quad (\text{eq. 29})$$

Na equação (eq. 29), tem-se que τ é o período total de chaveamento dividido por dois. τ_1 é o período em que a tensão de saída do conversor permanece no estado relativo ao começo do setor onde o vetor $\bar{u}(t)$ é instantaneamente colocado. Analogamente, τ_2 é o período em que a tensão de saída do conversor permanece no estado relativo ao final do setor onde o vetor $\bar{u}(t)$ é instantaneamente colocado.

Para o caso do setor I, tem-se:

$$\tau_1 = \tau \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{|\bar{u}(t_a)|}{V_{cc}} \cdot \cos(\alpha_a) - \tau \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{|\bar{u}(t_a)|}{V_{cc}} \cdot \sin(\alpha_a) \quad (\text{eq. 30})$$

$$\tau_2 = \tau \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{|\bar{u}(t_a)|}{V_{cc}} \cdot \sin(\alpha_a) \quad (\text{eq. 31})$$

A soma de τ_1 e τ_2 resulta no período ativo total em um período de chaveamento dividido por dois. O período ativo varia com o tempo. A área total devido à tensão cc, entretanto, inclui também a área externa a tensão senoidal. Tal área é relacionada com os períodos de chaveamento nulos e está ilustrada na figura A.4.

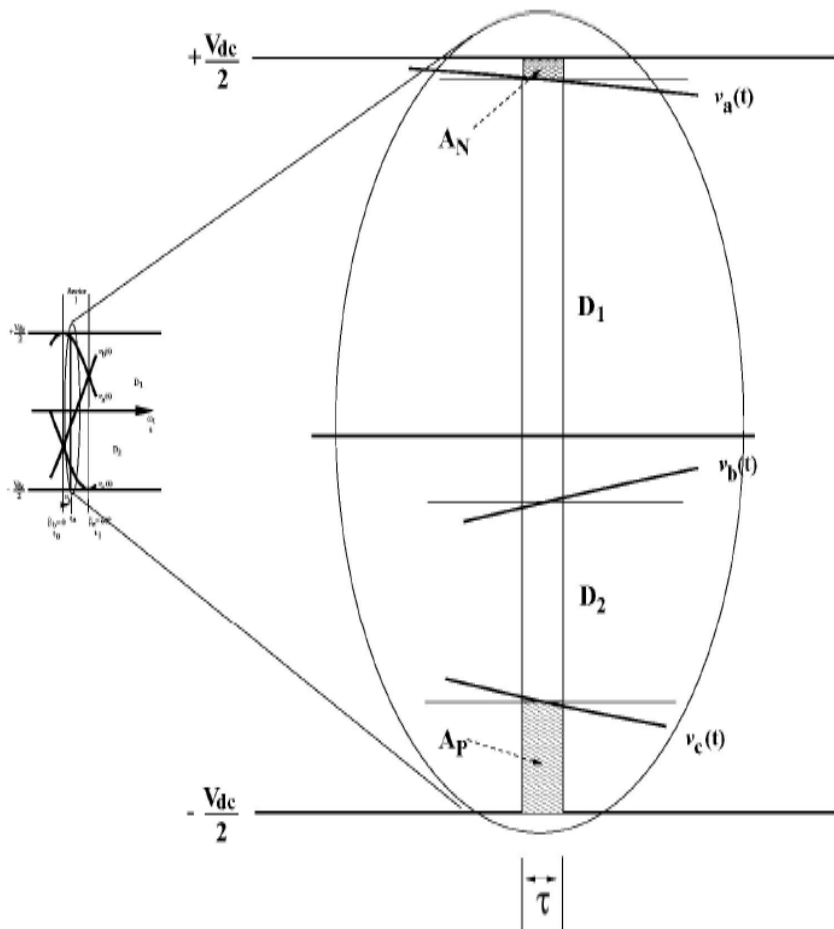


Figura A.4 – Área externa à tensão senoidal (áreas nulas).

Observa-se que o módulo do vetor $|\bar{u}(t)|$ é igual a $V_{cc}/2$. De acordo com a teoria pwm isso corresponde, na modulação senoidal, a um índice de modulação igual a 1,0. Quando $|\bar{u}(t)| > V_{cc}/2$ ocorre “sobre-modulação”, caso contrário, $|\bar{u}(t)| < V_{cc}/2$, ocorre “sub-modulação”. Em ambos os casos há distorção na forma de onda modulada.

A área total a ser modulada é dada por:

$$A_{\tau} = V_{cc} \cdot \tau \quad (\text{eq. 32})$$

Subtraindo a área ativa tem-se:

$$A_{\text{nula}} = A_{\tau} - (D_1 + D_2) \cdot \tau \quad (\text{eq. 33})$$

$$A_{\text{nula}} = V_{\text{cc}} \cdot (\tau - (\tau_1 + \tau_2)) \quad (\text{eq. 34})$$

O período nulo é definido como o período em que a tensão de saída do conversor permanece nos estados nulos, e pode ser expresso por:

$$\tau_{\text{nulo}} = \tau - (\tau_1 + \tau_2) \quad (\text{eq. 35})$$

$$A_{\text{nula}} = V_{\text{cc}} \cdot \tau_{\text{nulo}} \quad (\text{eq. 36})$$

O período nulo é dividido entre os estados em que as chaves do conversor permanecem nos estados NNN e PPP, deste modo:

$$\tau_{\text{nulo}} = \tau_P + \tau_N \quad (\text{eq. 37})$$

$$A_{\text{nula}} = V_{\text{cc}} \cdot (\tau_P + \tau_N) = A_P + A_N \quad (\text{eq. 38})$$

Na modulação senoidal é possível ilustrar graficamente a relação entre os períodos nulos no domínio do espaço. Tal relação está ilustrada na figura A.5.

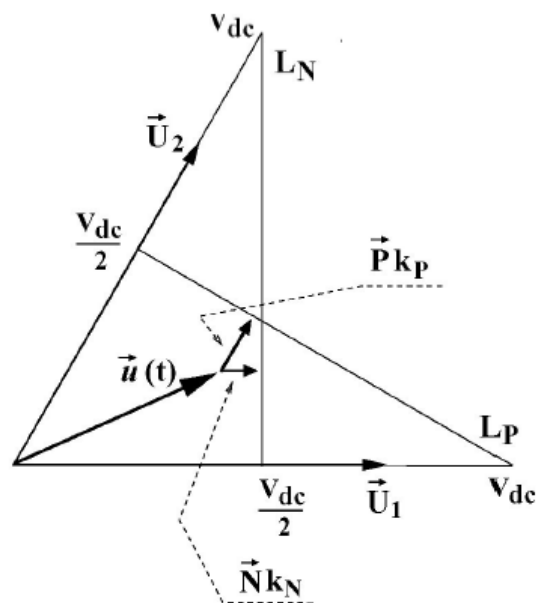


Figura A.5 – Representação dos períodos nulos no domínio do espaço.

Na figura A.5 é observado que o vetor \vec{N} é paralelo à \vec{U}_1 . Desta forma, a amplitude do vetor \vec{N} é dada por:

$$|\vec{N}| = \frac{V_{cc}}{2} - |\vec{u}(t)| \cdot \cos(\alpha - \beta_b) \quad (\text{eq. 39})$$

Analogamente, o vetor \vec{P} é paralelo à \vec{U}_2 e sua amplitude é dada por:

$$|\vec{P}| = \frac{V_{cc}}{2} - |\vec{u}(t)| \cdot \cos(\beta_e - \alpha) \quad (\text{eq. 40})$$

Analisando as equações (eq. 39) e (eq. 40) pode-se relacionar os vetores \vec{N} e \vec{P} a V_{cc} da seguinte maneira:

$$|\vec{N}| = \frac{V_{cc}}{2} \cdot k_N \quad (\text{eq. 41})$$

$$|\vec{P}| = \frac{V_{cc}}{2} \cdot k_P \quad (\text{eq. 42})$$

Substituindo as equações (eq. 41) e (eq. 42) em (eq. 39) e (eq. 40) e em seguida multiplicar todos os termos por τ , tem-se:

$$\frac{V_{cc}}{2} \cdot k_N \cdot \tau = \left(\frac{V_{cc}}{2} - |\vec{u}(t)| \cdot \cos(\alpha - \beta_b) \right) \cdot \tau \quad (\text{eq. 43})$$

$$\frac{V_{cc}}{2} \cdot k_P \cdot \tau = \left(\frac{V_{cc}}{2} - |\vec{u}(t)| \cdot \cos(\beta_e - \alpha) \right) \cdot \tau \quad (\text{eq. 44})$$

Resolvendo as equações (eq. 43) e (eq. 44) para τ_N e τ_P , tem-se:

$$\tau_N = \left(1 - \frac{2 \cdot |\vec{u}(t)|}{V_{cc}} \cdot \cos(\alpha - \beta_b) \right) \cdot \tau \quad (\text{eq. 45})$$

$$\tau_p = \left(1 - \frac{2 \cdot |\tilde{u}(t)|}{V_{cc}} \cdot \cos(\beta_e - \alpha) \right) \cdot \tau \quad (\text{eq. 46})$$

Após a determinação dos períodos ativos e nulos, pode-se então montar a chamada representação em estrela. Tal representação está ilustrada na figura A.6.

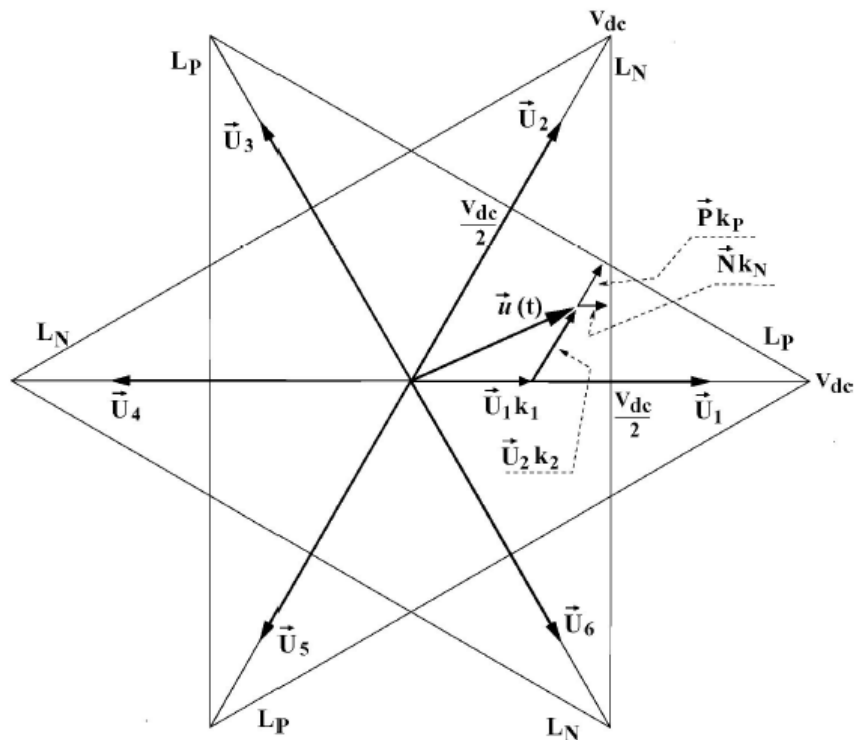


Figura A.6 – Representação em estrela dos períodos ativos e nulos.

Ainda de posse dos valores calculados para os períodos ativos e nulos para um período de chaveamento é possível criar simultaneamente um pulso de tensão cc para cada uma das fases da tensão trifásica na saída do conversor. Para o setor I tem-se o pulso de modulação ilustrado na figura A.7.

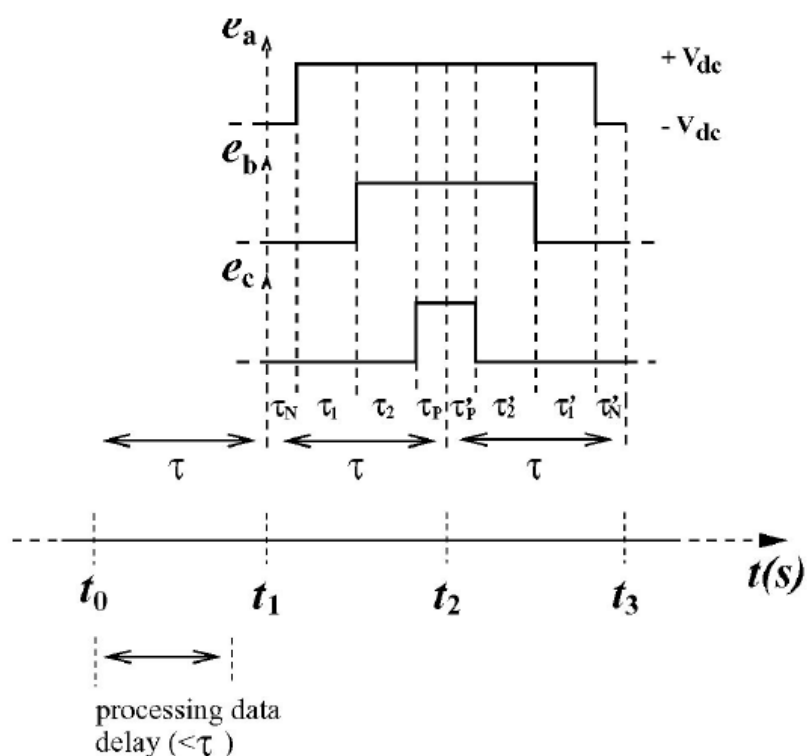


Figura A.7 – Pulso de tensão cc produzido pelo SVM, para o setor I.

A técnica SVM deve calcular um pulso a frente, o que resulta em certo atraso na resposta da modulação. Em outras palavras, esta técnica de modulação prevê o padrão da tensão de saída que o conversor terá no próximo período de chaveamento. O microprocessador deve ser apto a calcular os períodos τ_1 , τ_2 , τ_N e τ_P antes que o próximo período comece.

Os sub-períodos τ_1 , τ_2 , τ_N e τ_P podem ser usados para criar tanto uma modulação simétrica quanto uma assimétrica. Na modulação simétrica os sub-períodos calculados são utilizados nos dois próximos períodos. Isto diminui o esforço matemático, porém é menos eficaz na redução de harmônicas. Já a modulação assimétrica exige um maior esforço matemático, uma vez que os sub-períodos são sempre calculados, porém se mostra mais eficaz na mitigação de harmônicas.

Apêndice B

Programa para Cálculo da SVM

Programa para o cálculo das larguras de pulso usados na modulação vetorial espacial, SVM.

```

% Condição inicial
gama=0;
sec=1;
kk1=0;
kk2=0;
kk3=0;
kk4=0;
Tp=0;
Tn=0;
T1=0;
T2=0;
Tp0=0;
Tn0=0;
lT1=0;
lT2=0;
lT3=0;

per=250e-6;
Vdc=400;

% Coordenadas dq
vd=(2/3)*(vref1-vref2/2-vref3/2);
vq=(1/sqrt(3))*(vref2-vref3);
modulo=sqrt(vd^2+vq^2);

% Angulo da referencia
if (vd~=0)

    if (vd>0 && vq>=0)

        gama=atan(vq/vd);

```

```
end

if (vd<0 && vq>0)
    gama=pi+atan(vq/vd);
end

if (vd<0 && vq<0)
    gama=pi+atan(vq/vd);
end

if (vd>0 && vq<0)
    gama=(2*pi)+atan(vq/vd);
end

else
    if (vq>0)
        gama=pi/2;
    end

    if (vq<0)
        gama=3*pi/2;
    end

    if (vq==0)
        gama=0;
    end

end

% Setores
sec=(floor(gama/(pi/3)))+1;

% Periodos de chaveamento

if (sec==1)
    Tn=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos(gama)));
```

```

    Tp=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos((pi/3)-gama)));
    kk1=1;
    kk2=-1/sqrt(3);
    kk3=0;
    kk4=2/sqrt(3);

end

if (sec==2)

    Tn=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos((2*pi/3)-gama)));
    Tp=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos(gama-(pi/3))));
    kk1=-1;
    kk2=1/sqrt(3);
    kk3=1;
    kk4=1/sqrt(3);

end

if (sec==3)

    Tn=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos(gama-(2*pi/3))));
    Tp=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos(pi-gama)));
    kk1=0;
    kk2=2/sqrt(3);
    kk3=-1;
    kk4=-1/sqrt(3);

end

if (sec==4)

    Tn=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos((4*pi/3)-gama)));
    Tp=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos(gama-pi)));
    kk1=0;
    kk2=-2/sqrt(3);
    kk3=-1;
    kk4=1/sqrt(3);

end

if (sec==5)

    Tn=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos(gama-(4*pi/3))));
    Tp=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos((5*pi/3)-gama)));
    kk1=-1;
    kk2=-1/sqrt(3);
    kk3=1;
    kk4=-1/sqrt(3);

end

if (sec==6)

    Tn=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos((2*pi)-gama)));

```

```

    Tp=per*(1-((2*modulo/Vdc)*cos(gama-(5*pi/3))));
    kk1=1;
    kk2=1/sqrt(3);
    kk3=0;
    kk4=-2/sqrt(3);

end

T1=per*1.5/Vdc*(kk1*vd+kk2*vq);
T2=per*1.5/Vdc*(kk3*vd+kk4*vq);

Tnulo=per-(T1+T2);

Tn0=Tnulo*(Tn/(Tn+Tp));
Tp0=Tnulo*(Tp/(Tn+Tp));

if (modulo>=(Vdc/2))

    Tn0=Tnulo/2;
    Tp0=Tnulo/2;

end

if (sec==1)

    lT1=Tp0+T1+T2;
    lT2=Tp0+T2;
    lT3=Tp0;

end

if (sec==2)

    lT1=Tp0+T2;
    lT2=Tp0+T1+T2;
    lT3=Tp0;

end

if (sec==3)

    lT1=Tp0;
    lT2=Tp0+T1+T2;
    lT3=Tp0+T2;

end

if (sec==4)

    lT1=Tp0;
    lT2=Tp0+T2;
    lT3=Tp0+T1+T2;

end

if (sec==5)

    lT1=Tp0+T2;

```

```
    lT2=Tp0;  
    lT3=Tp0+T1+T2;  
  
end  
  
if (sec==6)  
  
    lT1=Tp0+T1+T2;  
    lT2=Tp0;  
    lT3=Tp0+T2;  
  
end
```

Apêndice C

Blocos Implementados em Matlab/Simulink

Neste apêndice são apresentados os detalhes construtivos dos blocos implementados em Matlab/Simulink para a realização das simulações dos modelos propostos.

Para garantir uma condição inicial para o compensador conectada em derivação com o sistema, tanto substituído por uma fonte ideal quanto composto por interruptores semicondutores, foi utilizado o bloco SINAL DA CHAVE, ilustrado na Figura C1. Este bloco possui como entrada o valor do tempo e como saída um sinal de valor igual a 0 ou 1, conforme a Tabela C1.

Tabela C1 – Valores de saída do bloco Sinal da Chave.

Tempo [s]	Valor de saída
$0 \leq t < 0,1$	0
$t \geq 0,1$	1

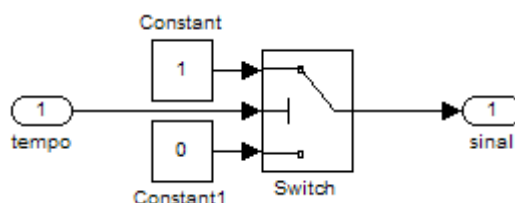


Figura C1 – Sinal da Chave.

Os blocos CLARKE e INV CLARKE são responsáveis pelos cálculos das Transformações de Clarke e sua inversa, respectivamente. Seus detalhes estão mostrados nas Figuras C2 e C3.

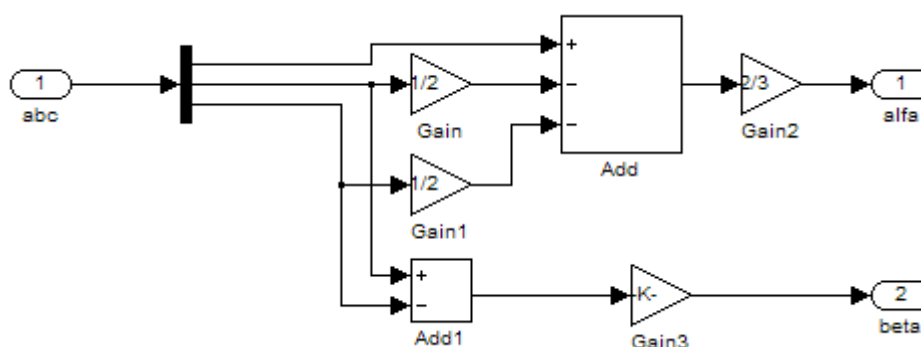


Figura C2 – Transformação de Clarke.

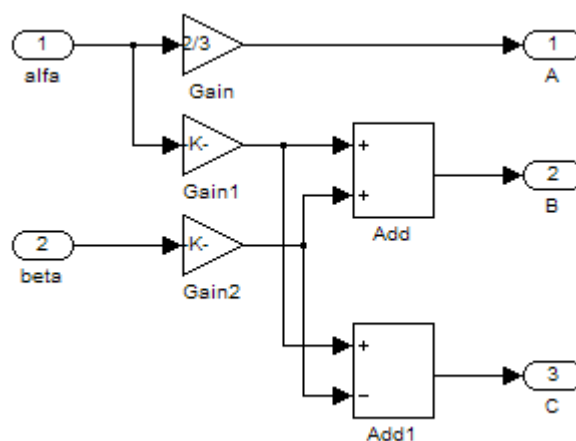


Figura C3 – Transformação Inversa de Clarke.

Os blocos PARK e INV PARK são responsáveis pelos cálculos das Transformações de Park e sua inversa, respectivamente. Seus detalhes estão mostrados nas Figuras C4 e C5.

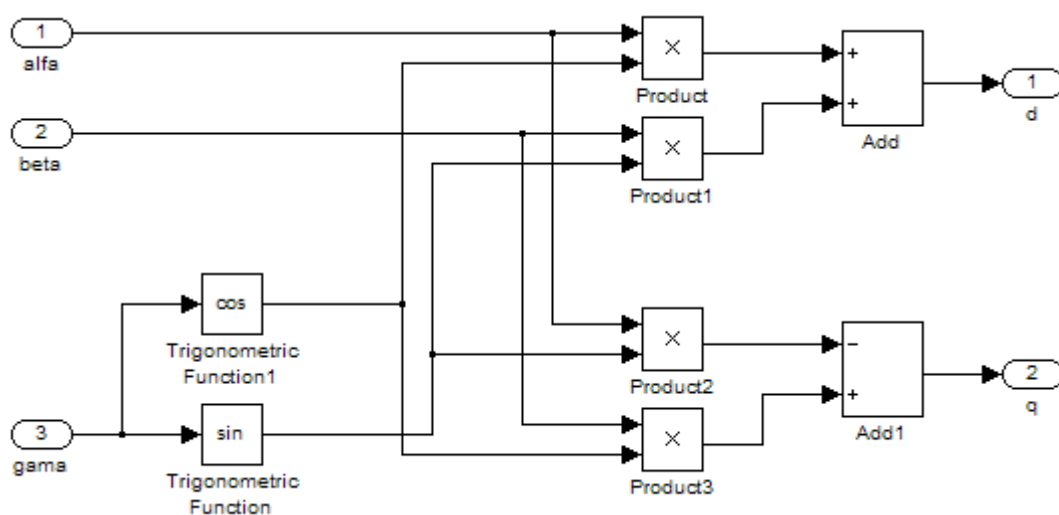


Figura C4 – Transformação de Park.

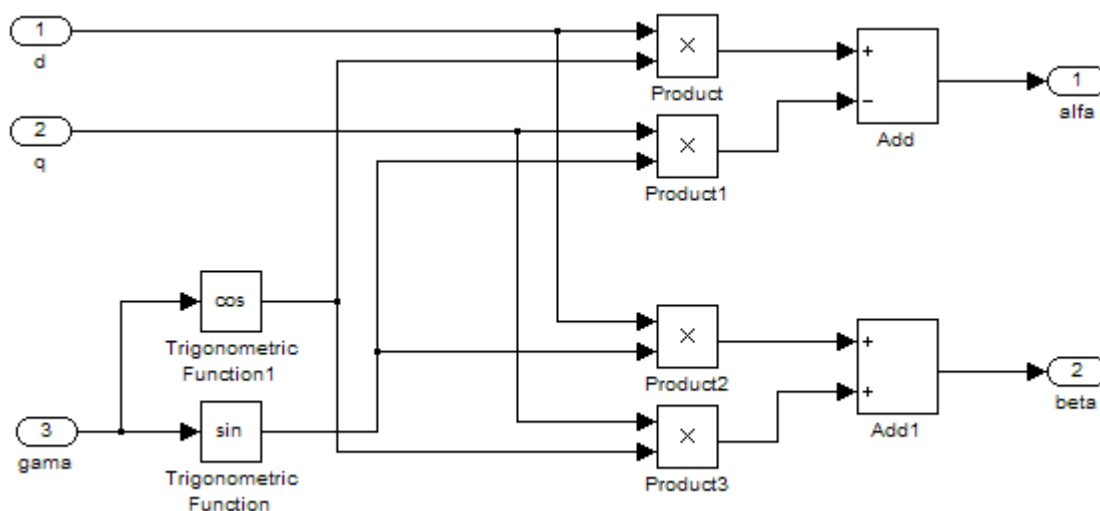


Figura C5 – Transformação Inversa de Park.

O cálculo das potências instantâneas fluindo no ramo que conecta o compensador ao sistema de energia é realizado pelo bloco POTENCIA INST. Tais potências são calculadas através dos valores da tensão na barra onde o compensador está conectado e dos valores das correntes no ramo shunt. Os detalhes construtivos deste bloco podem ser vistos na Figura C6.

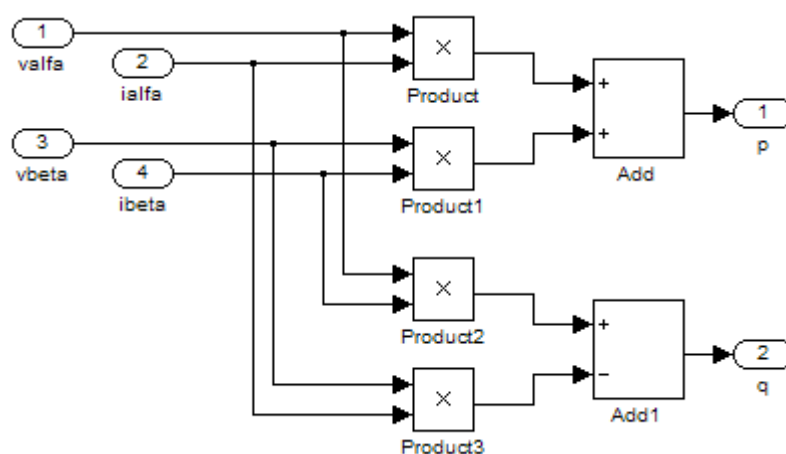


Figura C6 – Potências Instantâneas.

No modelo implementado para gerar a forma de onda senoidal na saída de áudio do computador utilizada como referência para o cálculo da SVM foram utilizados os blocos AMPLITUDE e FASE, representados nas Figuras C7 e C8, respectivamente. Ambos os blocos possuem como entrada o valor de tempo e como saída tem-se os valores de amplitude e fase para a construção da senóide de referência.

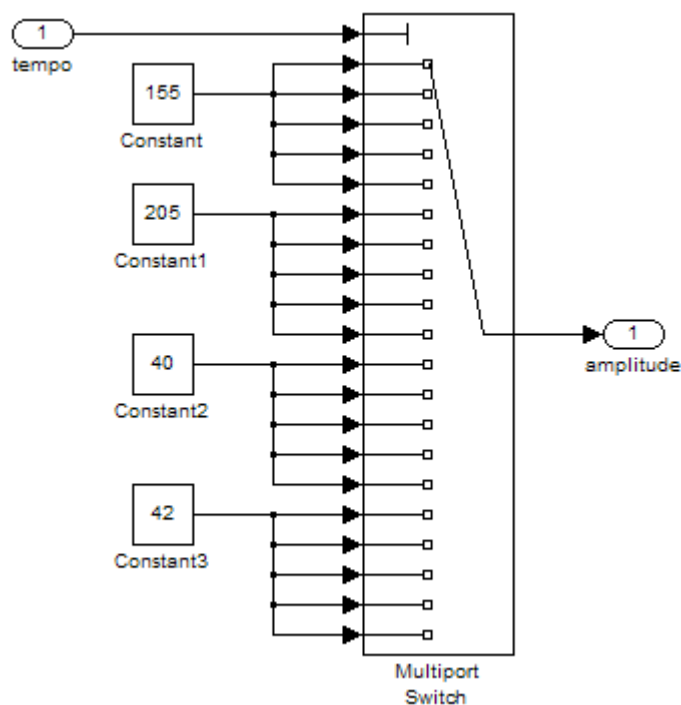


Figura C7 – Amplitude para a senóide gerada na saída de áudio.

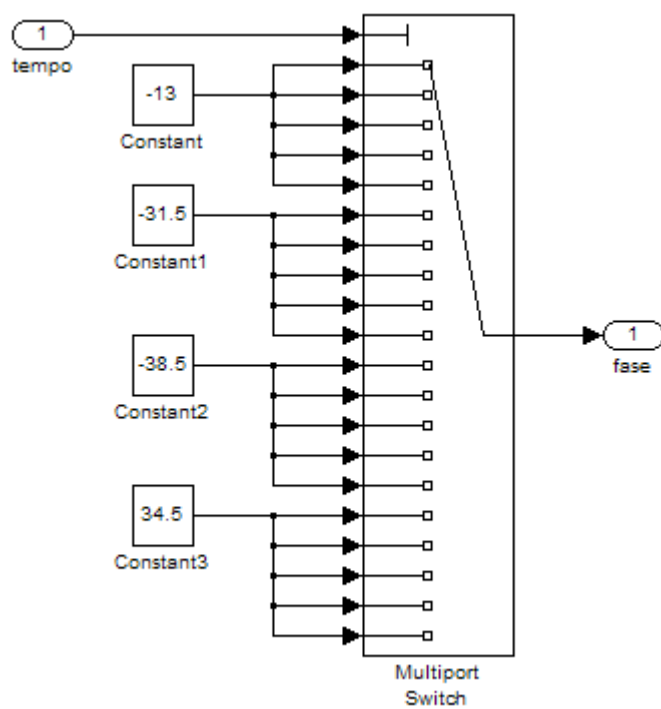


Figura C8 – Fase para a senóide gerada na saída de áudio.