



COMPENSADOR PARA CARGAS DE COMPORTAMENTO ALEATÓRIO
BASEADO EM *FLYWHEEL*

Walsandro Medeiros Bendelak

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro

Março de 2017

COMPENSADOR PARA CARGAS DE COMPORTAMENTO ALEATÓRIO
BASEADO EM *FLYWHEEL*

Walsandro Medeiros Bendelak

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

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

Prof. Tatiana Mariano Lessa de Assis, D.Sc.

Prof. Guilherme Gonçalves Sotelo, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2017

Bendelak, Walsandro Medeiros

Compensador para Cargas de Comportamento Aleatório
Baseado em *Flywheel*/Walsandro Medeiros Bendelak. –
Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2017.

XIV, 110 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de
Engenharia Elétrica, 2017.

Referências Bibliográficas: p. 81 – 86.

1. Filtro ativo. 2. *Flywheel*. 3. Duplo conversor. I.
Rolim, Luís Guilherme Barbosa. II. Universidade Federal
do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia
Elétrica. III. Título.

*Aos meus pais, Sandra e Walter,
e à minha namorada, Cleysiane,
por todo amor, dedicação e
incentivo.*

Agradecimentos

À família da minha namorada, que esteve ao meu lado nos momentos mais difíceis da minha vida, dando todo carinho e apoio possíveis.

Aos meus gestores na Light SESA, José Ricardo Wichan, Luiz Carlos Menezes Direito e Gustavo César de Alencar que permitiram a flexibilização do meu horário de trabalho possibilitando minha dedicação ao curso de mestrado.

Aos colegas da Light SESA Patrick Ramos Soares, Débora Microni Soares e Aline Pontes de Oliveira Lima pela colaboração neste trabalho.

Ao professor Luís Guilherme Barbosa Rolim pela precisa orientação.

Aos meus amigos do Elepot José Rafael Lebre, André Ramalho e Henrique Schettino pelo companheirismo e ajuda na confecção deste trabalho.

À equipe técnica da usina siderúrgica Cosigua pelos dados fornecidos.

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

COMPENSADOR PARA CARGAS DE COMPORTAMENTO ALEATÓRIO
BASEADO EM *FLYWHEEL*

Walsandro Medeiros Bendelak

Março/2017

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um compensador para os efeitos produzidos por um forno a arco elétrico. Um *flywheel* composto por uma máquina de indução com rotor de gaiola de esquilo é proposto para tornar possível a compensação das flutuações de potência ativa. A viabilidade do controle do *flywheel* através da topologia de duplo conversor é estudada. A estratégia de compensação utiliza a Teoria p-q para sua concepção, bem como para o projeto do controle dos conversores envolvidos. A fim de verificar o desempenho do compensador proposto, este foi avaliado em uma simulação computacional utilizando dados de um caso real. Trata-se da usina siderúrgica Cosigua, conectada ao sistema de subtransmissão da concessionária de energia elétrica Light SESA. Para as simulações foi utilizado o programa PSCAD, onde foi realizada a modelagem da usina com base nos dados fornecidos por sua equipe técnica. Medições de tensão e corrente na linha que alimenta a siderúrgica foram coletadas na subestação da Light, que também forneceu dados elétricos e mecânicos desta linha.

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

COMPENSATOR FOR RANDOM BEHAVIOR LOADS BASED ON FLYWHEEL

Walsandro Medeiros Bendelak

March/2017

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

This work describes the design of a compensator to the effects produced by an electric arc furnace. A flywheel composed by a squirrel cage induction machine is proposed to make the active power smoothing possible. The applicability of the dual inverter topology to the flywheel control is studied. The compensation strategy and the converters control is based on the p-q Theory. In order to investigate the compensator behavior, a real data based simulation was performed. The real case is the Cosigua steel mill, connected to the subtransmission system of the electric energy company Light SESA. The PSCAD software was chosen to run the simulations, where the Cosigua was modelled based on data provided by its technical team. Voltage and current measurements of the line that feeds the steel mill was taken on the Light substation, which has also provided electrical and mechanical data of the mentioned line.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
1 Introdução	1
1.1 Identificação do problema e objetivos	1
1.2 Estrutura da dissertação	3
2 Teoria p-q	5
2.1 Compensação <i>shunt</i> através da Teoria p-q	8
2.2 Compensação série através da Teoria p-q	11
3 Características de um Forno a Arco	14
3.1 Modelagem de um forno a arco	16
3.1.1 Resultados atingidos com o modelo proposto	19
3.1.2 Medições em campo	22
3.2 Impactos na Qualidade de Energia	24
4 Compensador	26
4.1 Filtro Ativo	26
4.1.1 Técnicas de modulação	27
4.1.2 Estratégia de Compensação	28
4.2 Filtro Ativo x Sistema Armazenador de Energia	31

5	Sistemas Armazenadores de Energia	34
5.1	Baterias	34
5.1.1	Baterias de chumbo-ácido	35
5.1.2	Baterias de íons de lítio	35
5.1.3	Baterias de íons de sódio	35
5.1.4	Baterias de sódio-enxofre	36
5.2	Supercapacitores	36
5.3	<i>Flywheel</i>	38
5.4	SMES	39
5.5	Seleção da tecnologia de armazenamento de energia	40
6	Controle do <i>Flywheel</i>	43
6.1	Controle da Máquina de Indução	46
6.2	Representação da Máquina de Indução	50
6.2.1	Modelagem no Espaço de Estados	50
6.2.2	Validação do Modelo	53
6.3	Controle do Conversor Frontal	54
6.3.1	Diagrama de Blocos do DTC	57
6.4	Controle do Conversor Traseiro	60
6.5	Controle do Elo CC	62
6.6	Dimensionamento dos Capacitores CC	64
7	Simulações e Resultados	66
7.1	Partida do <i>Flywheel</i>	66
7.2	Desempenho do Conversor Traseiro	68
7.3	Desempenho do Filtro Ativo	70
7.4	Oscilações de Torque e Velocidade	72
7.5	Mitigação do efeito <i>flicker</i>	74
7.5.1	Compensação da potência imaginária e real oscilante	75
7.5.2	Compensação apenas da potência imaginária	76

8	Conclusões	79
8.1	Conclusões Gerais	79
8.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	80
	Referências Bibliográficas	81
A	Transformação de Eixos	87
B	Estimativa dos parâmetros de um motor de indução	90
C	Código para a simulação do Flickermeter	93
D	Modelagem da rede elétrica	97
D.1	Linha de subtransmissão	97
D.2	Subestação Zona Industrial	99
E	Técnicas de modulação	101
E.1	Modulação PWM senoidal	101
E.2	Controle Adaptativo de Corrente com Banda de Histerese	103
E.3	Modulação por Vetor Espacial	105
E.4	Modulação PWM senoidal com Injeção de Harmônicos de Sequência Zero	108

Lista de Figuras

1.1	Diagrama unifilar do sistema de subtransmissão da Light SESA.	2
2.1	Esquema geral de um compensador conectado em derivação.	10
2.2	Algoritmo para compensação <i>shunt</i>	11
2.3	Esquema geral de um compensador conectado em série.	12
2.4	Algoritmo para compensação série.	13
3.1	Esboço do interior de um forno a arco.	15
3.2	Instalação típica de um forno a arco.	16
3.3	Diagrama unifilar simplificado da siderúrgica Cosigua.	17
3.4	Modelagem simplificada da Cosigua no PSCAD.	20
3.5	Resistência do arco.	20
3.6	Corrente na fase A do forno a arco.	21
3.7	Potências real e imaginária no forno a arco.	21
3.8	Corrente da fase A na LTA 41	22
3.9	Potências real e imaginária instantâneas no forno a arco calculadas através de medições em campo.	23
3.10	Medição de corrente em campo da fase A na LTA 41	23
4.1	VSC de dois níveis.	27
4.2	Filtro ativo conectado ao sistema de potência.	29
4.3	Oscilações em baixa frequência da potência real instantânea exigida pela siderúrgica.	32

6.1	Conversores em <i>back to back</i>	44
6.2	Máquina de indução duplamente alimentada.	44
6.3	Visão geral do compensador.	46
6.4	Topologia de acionamento com duplo conversor.	47
6.5	Comparação do torque eletromagnético.	54
6.6	Comparação da velocidade angular do rotor.	55
6.7	Trajatória do fluxo do estator no DTC.	56
6.8	Consequências da seleção dos vetores espaciais em diferentes setores.	58
6.9	Diagrama de blocos do DTC.	59
6.10	Diagrama de blocos do CT.	61
6.11	Referência para a potência real no filtro ativo.	63
6.12	Controle do elo CC.	63
6.13	Diagrama de blocos para o controle da velocidade média.	64
7.1	Sinal <i>carrier</i> para acelerar a magnetização da máquina.	67
7.2	Torque eletromagnético e velocidade durante a partida da máquina.	67
7.3	Corrente no estator durante a partida da máquina.	67
7.4	Fluxo magnético no estator da máquina.	68
7.5	Potência imaginária exigida ao CF.	68
7.6	Potência imaginária exigida pela máquina.	69
7.7	Tensões de referência com e sem injeção de harmônicos triplos.	69
7.8	Compensação das potências real oscilante e imaginária.	70
7.9	Corrente e tensão na LTA 41.	71
7.10	Espectro harmônico da corrente antes e depois da compensação.	71
7.11	p e q injetados na rede pelo conversor.	72
7.12	Corrente de compensação.	72
7.13	Velocidade da máquina durante a compensação.	73
7.14	Rastreamento do torque eletromagnético para o controle da tensão no elo CC.	73
7.15	Potência real instantânea e rms na máquina.	74

7.16	Tensão no elo CC durante o controle pelo CF.	75
7.17	Tensão na barra da SE ZIN e da siderúrgica.	76
7.18	Compensação apenas da potência imaginária.	77
7.19	Tensão na barra da SE ZIN e da siderúrgica com compensação apenas de q.	77
A.1	Vetores trifásicos e eixos d e q.	87
B.1	Circuito equivalente de uma máquina de indução.	90
D.1	Desenho de projeto e fotografia da torre de transmissão da Light SESA.	98
E.1	Modulação PWM senoidal.	102
E.2	Controle adaptativo com banda de histerese.	104
E.3	Vetores espaciais de tensão.	107
E.4	Operação em sobremodulação.	108
E.5	Diagrama de blocos do HIPWM.	110
E.6	Sinal de referência com adição de 3° e 9° harmônicos.	110

Lista de Tabelas

3.1	Medições em campo <i>vs.</i> resultados da simulação.	24
5.1	Comparação entre tecnologias de armazenamento.	41
5.2	Custos das tecnologias de armazenamento.	41
6.1	Vantagens e desvantagens da MIDA em relação a máquina de indução com gaiola de esquilo.	45
6.2	Parâmetros utilizados na simulação.	53
6.3	Tabela de chaveamento do DTC.	60
D.1	Dados dos cabos da linha de subtransmissão.	99
D.2	Medições de potência fornecidas pelo sistema supervisorio da Light SESA.	100
E.1	Vetores espaciais de tensão gerados por um conversor de dois níveis. .	106

Capítulo 1

Introdução

1.1 Identificação do problema e objetivos

A usina siderúrgica Cosigua, situada no distrito industrial de Santa Cruz, zona oeste da cidade do Rio de Janeiro, tem sua energia suprida pela concessionária de energia elétrica Light SESA (Serviços de Eletricidade S. A.) através de duas linhas de subtransmissão em 138 kV. Estas linhas operam na configuração normal / reserva, isto é, não permanecem conectadas à usina simultaneamente, seu emprego objetiva o aumento da confiabilidade.

As linhas de subtransmissão mencionadas têm origem na subestação Zona Industrial (SE ZIN) também situada no distrito industrial de Santa Cruz. Esta subestação possui outras 4 linhas, duas delas provenientes da subestação Zona Oeste de Furnas (500 / 138 kV). A SE ZIN ainda conta com dois transformadores de 138 / 13,8 kV destinados ao atendimento do sistema de distribuição.

O diagrama unifilar exibido na figura 1.1 mostra o sistema de subtransmissão da Light SESA nas proximidades da Cosigua.

A Cosigua conta com fornos elétricos a arco, equipamentos que através da energia dissipada em um arco elétrico provocam a fusão de sucata metálica para processos metalúrgicos posteriores. A corrente elétrica demandada por tal processo é de grande magnitude e conta com diversas componentes harmônicas, o que pode levar a sérios problemas na operação do sistema elétrico de potência, como *flicker*, ressonâncias,

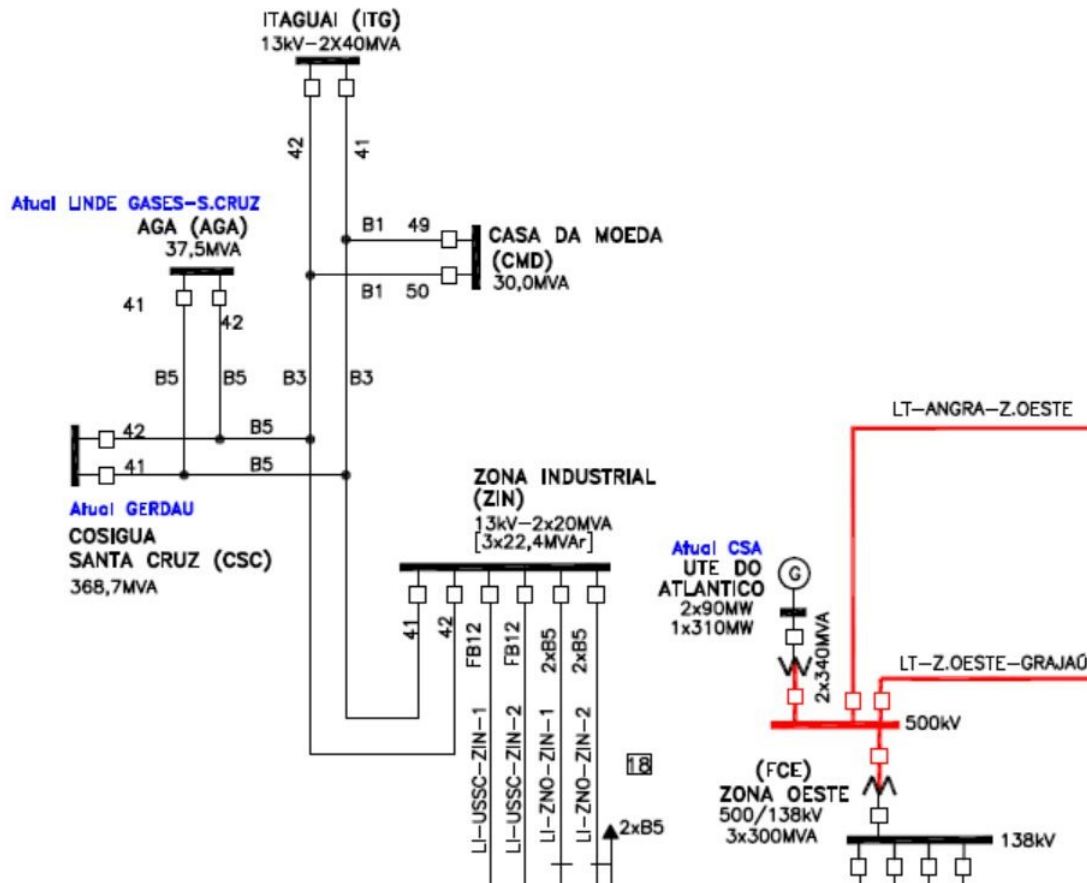


Figura 1.1: Diagrama unifilar do sistema de subtransmissão da Light SESA.

aberturas indevidas de equipamentos de proteção, sobreaquecimento de transformadores e deterioração no isolamento de capacitores (COLLANTES-BELLIDO e GÓMEZ, 1997; GRADY e SANTOSO, 2001; CAI *et al.*, 2009).

Este trabalho objetiva analisar os efeitos oriundos da operação de um forno elétrico a arco bem como o desenvolvimento de um compensador eletrônico para mitigá-los, tendo como principais objetivos:

- (i) Caracterizar o forno a arco sob a ótica da Teoria p-q (AKAGI *et al.*, 2007);
- (ii) Apresentar um modelo matemático para um forno a arco e comparar seus resultados com medições em campo obtidas através de relés de proteção digitais na SE ZIN;
- (iii) Realizar a modelagem de um compensador eletrônico com o programa PSCAD que vise proteger o sistema de potência dos possíveis danos que o forno venha

a causar;

- (iv) Estudar a viabilidade de um *flywheel* como compensador de oscilações de potência;
- (v) Estudar o uso da topologia de duplo conversor (KIM *et al.*, 2004; RUEDA, 2014) para o acionamento de uma máquina de indução em velocidades acima da nominal;
- (vi) Realizar a modelagem da rede elétrica e da usina Cosigua através do programa PSCAD utilizando dados de medições em campo das mesmas;
- (vii) Analisar através do programa PSCAD o desempenho do compensador na conexão em derivação com a usina siderúrgica no que tange à suavização das oscilações de potência ativa e compensação da potência reativa;
- (viii) Realizar medições do efeito *flicker* no sistema modelado, no intuito de analisar o desempenho do compensador na redução do mesmo.

A contribuição deste trabalho reside na análise da aplicabilidade da topologia de duplo conversor no acionamento de um *flywheel*.

1.2 Estrutura da dissertação

O texto desta dissertação está dividido em 8 capítulos, incluindo esta introdução, onde é apresentado o problema a ser estudado e o objetivo do trabalho.

No capítulo 2 são apresentados os conceitos básicos da Teoria p-q (AKAGI *et al.*, 2007), ou teoria da potência ativa e reativa instantânea, bem como uma abordagem alternativa sobre o conceito de potência reativa. A formulação para a compensação *shunt* e série em sistemas de potência é descrita.

O capítulo 3 realiza uma breve descrição do funcionamento de um forno elétrico a arco. Uma modelagem matemática do comportamento da resistência do arco é apresentada, seguida da comparação de suas grandezas elétricas com valores obtidos

através de oscilografias de relés digitais de proteção da linha de subtransmissão que alimenta a siderúrgica. Os impactos da operação de um forno a arco na qualidade de energia são discutidos com base na Teoria p-q.

No capítulo 4 se inicia o desenvolvimento do compensador eletrônico proposto. Uma comparação entre os principais métodos de modulação por largura de pulso é realizada no intuito de justificar sua seleção para o controle dos conversores utilizados neste trabalho. A estratégia de compensação é apresentada, criando a discussão sobre a necessidade de um elemento armazenador de energia.

A conclusão do quarto capítulo leva à investigação sobre os principais sistemas armazenadores de energia existentes, dando origem ao capítulo 5. Uma análise das baterias, supercapacitores, *flywheel* e SMES (*Super conducting Magnetic Energy Storage*) é realizada com foco nos aspectos mais importantes para a aplicação em questão.

A partir da seleção do *flywheel* como elemento armazenador de energia no quinto capítulo, o capítulo 6 aborda as estratégias de controle para o mesmo. Uma máquina de indução é escolhida para o acionamento do *flywheel*, utilizando a topologia de duplo conversor (KIM *et al.*, 2004; RUEDA, 2014). É proposta uma forma alternativa de controle para estes conversores, utilizando o controle direto de torque (DTC - *Direct Torque Control*) para controlar a velocidade do *flywheel* e a Teoria p-q para o cálculo da potência imaginária exigida pela máquina. Além disso o controle da tensão CC no compensador é demonstrado para diferentes modos de operação do *flywheel*.

O capítulo 7 avalia o comportamento do compensador através de simulações computacionais utilizando a ferramenta PSCAD. São analisados o desempenho do filtro ativo e do acionamento do *flywheel*, bem como a eficácia da estratégia de compensação proposta.

No capítulo 8 são feitas as conclusões sobre este trabalho bem como sugestões para desenvolvimentos futuros.

Capítulo 2

Teoria p-q

A teoria da potência ativa e reativa instantânea, também conhecida por “Teoria p-q”, foi introduzida por Akagi, Kanazawa e Nabae em 1983. É baseada em um conjunto de potências instantâneas no domínio do tempo. Nenhuma restrição é imposta nas formas de onda de tensão e corrente. Portanto, é válida não apenas para o regime permanente, mas também para o regime transitório (AKAGI *et al.*, 2007).

Na Teoria p-q os cálculos são realizados no referencial $\alpha\beta 0$, logo é preciso utilizar uma transformada para converter as grandezas medidas no referencial abc. Esta transformada é conhecida como transformada de Clarke. A expressão para a conversão de valores de tensão é dada pela equação (2.1).

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

A transformada inversa de Clarke é dada pela expressão (2.2).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

As equações para os valores de corrente são similares. As transformadas aqui apresentadas estão na forma invariante em potência, conforme abordado no apêndice

A.

Uma vantagem de utilizar a transformada de Clarke é separar as componentes de sequência zero das componentes de fase abc. Os eixos α e β não contribuem para as componentes de sequência zero (AKAGI *et al.*, 2007).

Em um sistema a três fios, ou seja, sem o condutor de neutro, não existe componente de sequência zero, logo v_0 e i_0 são nulos, assim, as transformadas podem ser reduzidas conforme (2.3) e (2.4).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

A potência ativa em um circuito n-fásico pode ser calculada através da soma da potência ativa em cada fase, ou seja, do produto da tensão de fase pela corrente em cada fase. Para o caso de circuito trifásico segue que

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c. \quad (2.5)$$

Substituindo as variáveis abc nas componentes $\alpha\beta 0$ chega-se à expressão (2.6).

$$p_{3\phi} = \underbrace{v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta}_p + \underbrace{v_0 i_0}_{p_0} \quad (2.6)$$

onde $p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$ corresponde à potência instantânea real, e $p_0 = v_0 i_0$ à potência instantânea de sequência zero.

A Teoria p-q trata a potência ativa da seguinte maneira:

Para um sistema trifásico com ou sem condutor de neutro em regime permanente ou durante transitórios, a potência trifásica ativa instantânea $p_{3\phi}(t)$ descreve o fluxo de energia total por segundo entre dois subsistemas.(AKAGI *et al.*, 2007)

Em um sistema trifásico a três fios, ou seja, sem condutor de neutro, pode-se utilizar a definição de potência aparente da teoria convencional para estabelecer as expressões de potência instantânea. Todavia, como a Teoria p-q é definida no domínio do tempo, não são utilizados fasores de tensão e corrente como na teoria convencional, pois estes pertencem ao domínio da frequência e constituem formas de representação que possuem como premissa uma frequência elétrica fixa e formas de onda puramente senoidais. Em vez de fasores, são utilizados vetores de tensão e corrente, ambos em função do tempo.

Desprezando-se as componentes de sequência zero, v_0 e i_0 , são definidos um vetor de tensão $\vec{e} = v_\alpha + jv_\beta$ e um vetor de corrente $\vec{i} = i_\alpha + ji_\beta$, onde a potência aparente é dada por

$$\vec{s} = \vec{e} \cdot \vec{i}^* = (v_\alpha + jv_\beta) (i_\alpha + ji_\beta) = \underbrace{v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta}_p + j \underbrace{(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)}_q. \quad (2.7)$$

A parte real da potência instantânea aparente coincide com a expressão já mencionada anteriormente. A parte imaginária é conhecida na teoria convencional como potência reativa e possui unidade [var]. Na Teoria p-q é denominada potência instantânea imaginária, com a unidade [vai], “Volt-Ampere imaginário”.

Embora a potência imaginária, da mesma forma que a potência reativa referente à teoria convencional, seja a parcela imaginária da potência aparente, a Teoria p-q apresenta outra definição sobre a mesma. Na teoria convencional, a potência reativa é por vezes definida como a potência que é trocada entre carga e fonte. A Teoria p-q denomina este comportamento como potência real oscilante, pois neste caso há, de fato, uma troca de energia entre os dois elementos, realizando trabalho, mesmo que este trabalho possua valor médio igual a zero.

Outro erro comum ao se definir a potência imaginária é supor que a presença de elementos armazenadores de energia, como capacitores e indutores, seja imprescindível para o aparecimento da mesma. Circuitos que contam com dispositivos eletrônicos semicondutores, como um retificador trifásico a tiristores, por exemplo,

apresentam potência imaginária mesmo sem a presença de indutâncias e capacitâncias.

A definição da potência imaginária segundo a Teoria p-q é a seguinte:

A potência imaginária q é proporcional à quantidade de energia que está sendo trocada entre as fases do sistema. Esta não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga em nenhum momento (AKAGI *et al.*, 2007).

Na forma matricial a Teoria p-q para sistemas trifásicos é definida como

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Para sistemas trifásicos a três fios, a expressão

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

é suficiente e equivalente a (2.7).

2.1 Compensação *shunt* através da Teoria p-q

A partir da identificação das potências instantâneas demandadas por uma carga, um compensador pode ser projetado para fornecer componentes de potência que são indesejáveis à rede local. Uma carga que apresenta grande potência imaginária, por exemplo, prejudica o fator de potência da linha limitando sua capacidade de transmissão de potência real, pois os cabos possuem limites de corrente para garantir sua integridade. Caso esta mesma carga possua um compensador de potência imaginária, ou seja, um elemento que forneça toda potência imaginária requerida pela mesma, o cabo será responsável por conduzir apenas a componente de corrente produtora da potência real da carga. Neste caso o compensador deve operar como

uma fonte de corrente conectada em derivação ao sistema. A expressão (2.9) pode ser reescrita como

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Sendo v_α e v_β correspondentes à tensão do sistema em que o compensador está conectado, ao arbitrar p e q , esta expressão fornece as correntes i_α e i_β que devem ser sintetizadas para fornecer ao sistema essas quantidades arbitradas. Logo, se o q arbitrado for o mesmo q exigido pela carga, e o p arbitrado for igual a zero, a expressão (2.10) informa quais valores de i_α e i_β um compensador em derivação deve injetar no sistema com o intuito de poupá-lo de fornecer potência imaginária para a carga, fazendo-o fornecer apenas potência real. Este é o princípio da compensação *shunt* utilizando a Teoria p - q . Neste caso a expressão (2.10) se tornaria

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_ref} \\ i_{\beta_ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha_S}^2 + v_{\beta_S}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha_S} & v_{\beta_S} \\ v_{\beta_S} & -v_{\alpha_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q_C \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

obedecendo a convenção dos sinais da figura 2.1 e onde o índice S refere-se ao sistema de potência, C à carga e ref é o valor de referência para o compensador.

A mesma análise é válida para a potência real. Uma carga pode apresentar variações no consumo de potência real; um motor com acionamento em velocidade variável, um retificador a diodos, ou até mesmo cargas desbalanceadas são exemplos deste comportamento.

No caso do retificador a diodos, a potência real oscilante é oriunda dos harmônicos de corrente que surgem ao alimentá-lo.

Já as cargas desequilibradas, devido ao produto cruzado de sequência positiva de tensão com sequência negativa de corrente, e sequência negativa de tensão com sequência positiva de corrente, contêm componentes oscilantes de potência real e imaginária.

A potência real de uma carga hipotética pode ser definida como a soma de sua

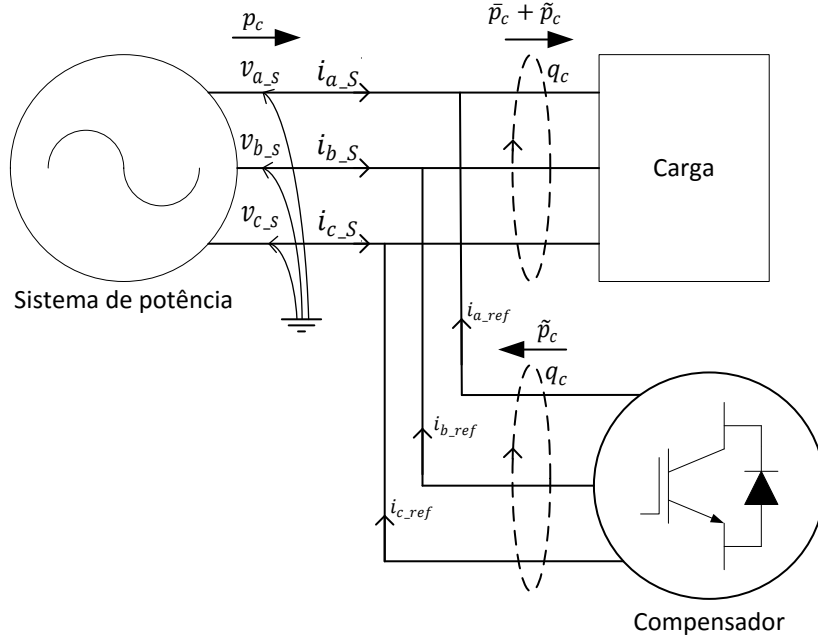


Figura 2.1: Esquema geral de um compensador conectado em derivação.

componente média com sua componente oscilante:

$$p_C = \bar{p}_C + \tilde{p}_C. \quad (2.12)$$

Utilizando \tilde{p}_C em (2.11) tem-se

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_ref} \\ i_{\beta_ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha_S}^2 + v_{\beta_S}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha_S} & v_{\beta_S} \\ v_{\beta_S} & -v_{\alpha_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_C \\ q_C \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

o que resulta nas correntes no referencial $\alpha\beta$ necessárias para eliminar as componentes imaginária e real oscilante do sistema.

O cálculo das potências instantâneas utilizadas nas equações supracitadas, para o caso da figura 2.1, é dado pela expressão (2.14).

$$\begin{bmatrix} p_C \\ q_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha_S} & v_{\beta_S} \\ v_{\beta_S} & -v_{\alpha_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_C} \\ i_{\beta_C} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Com p_C conhecido, \bar{p}_C pode ser encontrado através de um filtro passa baixas. Deste modo, \tilde{p}_C é obtido conforme a seguinte expressão

$$\tilde{p}_C = p_C - \bar{p}_C. \quad (2.15)$$

Após definir as correntes i_{α_ref} e i_{β_ref} a transformada inversa de Clarke fornece as correntes de referência para o compensador no referencial abc. A figura 2.2 apresenta uma visão geral do algoritmo de compensação *shunt*.

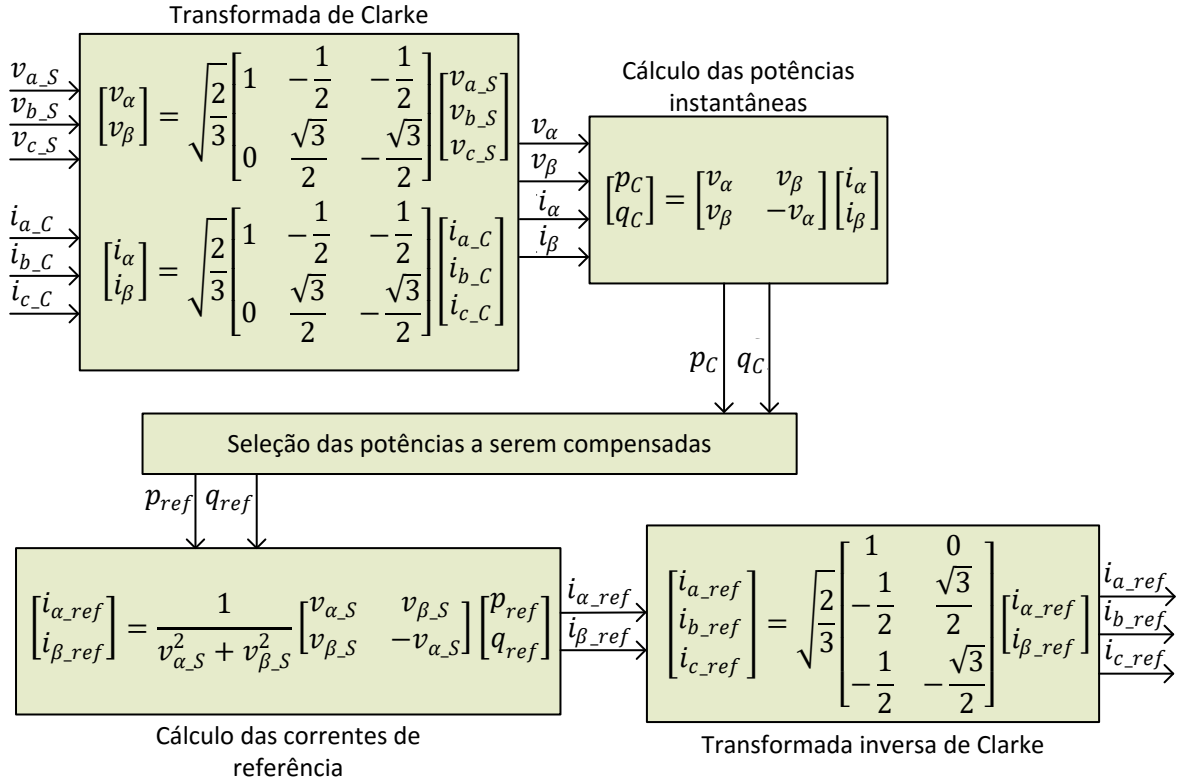


Figura 2.2: Algoritmo para compensação *shunt*.

2.2 Compensação série através da Teoria p-q

Um compensador não obrigatoriamente deve estar conectado em derivação ao circuito elétrico, sua conexão em série também é possível, vide figura 2.3. Ao invés deste operar como fonte de corrente, na compensação série o compensador opera como fonte de tensão.

No circuito exibido na figura 2.3, as potências instantâneas da carga são determinadas através da expressão (2.16).

$$\begin{bmatrix} p_C \\ q_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha_C} & v_{\beta_C} \\ v_{\beta_C} & -v_{\alpha_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_S} \\ i_{\beta_S} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

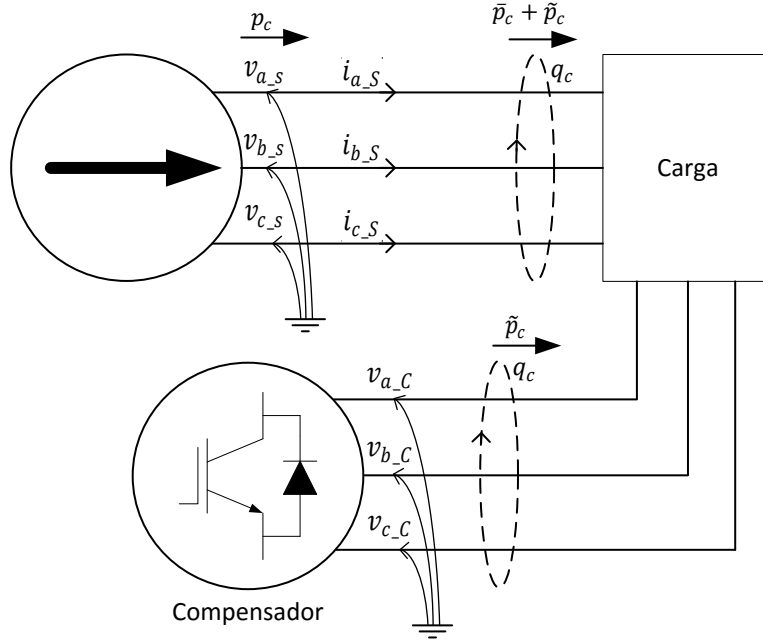


Figura 2.3: Esquema geral de um compensador conectado em série.

Da mesma forma que a expressão (2.9) foi colocada em função das correntes no referencial $\alpha\beta$, dando origem a (2.10), (2.9) pode ser posta em função das tensões neste mesmo referencial (expressão (2.17)). Este método é denominado em (AKAGI *et al.*, 2007) como Teoria p-q dual.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \begin{bmatrix} i_{\alpha} & -i_{\beta} \\ i_{\beta} & i_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

No intuito de compensar as potências real oscilante e imaginária, a equação (2.18) é utilizada para estabelecer as tensões de referência para o conversor com base na notação da figura 2.3.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha_ref} \\ v_{\beta_ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{\alpha_S}^2 + i_{\beta_S}^2} \begin{bmatrix} i_{\alpha_S} & -i_{\beta_S} \\ i_{\beta_S} & i_{\alpha_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_C \\ q_C \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

O algoritmo de compensação é análogo ao da compensação em derivação, conforme ilustra a figura 2.4.

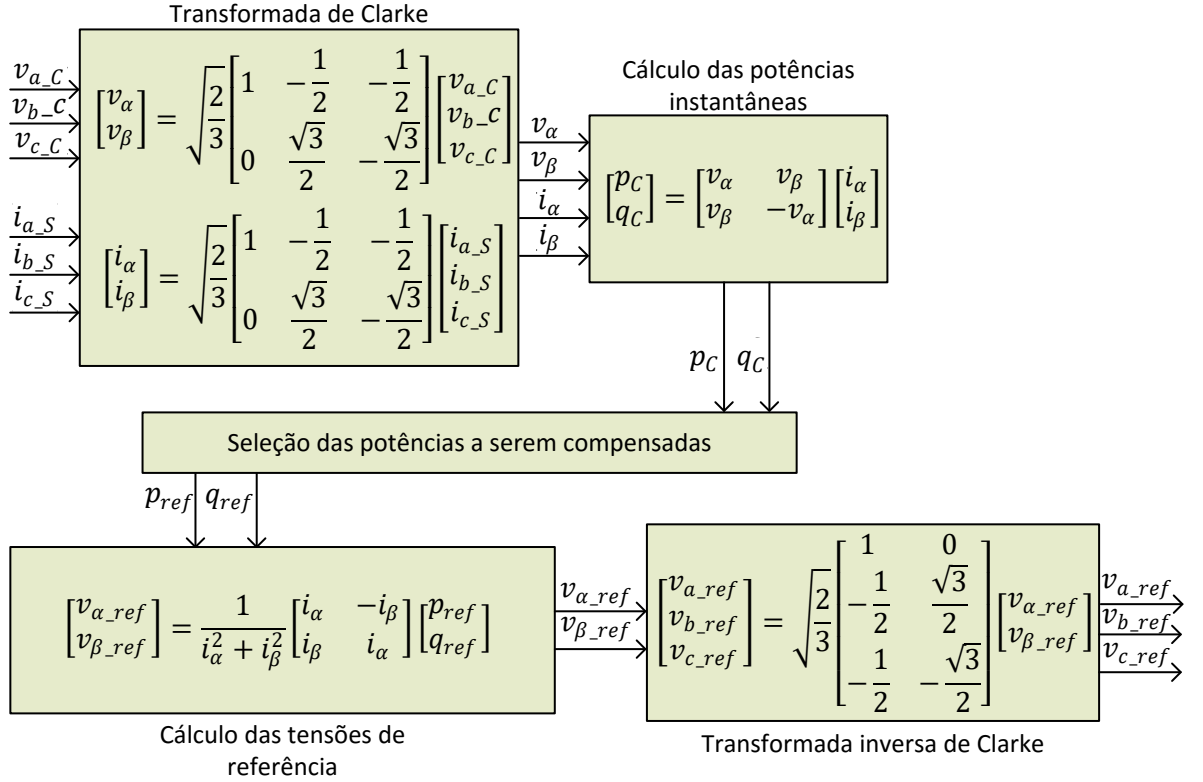


Figura 2.4: Algoritmo para compensação série.

Capítulo 3

Características de um Forno a Arco

Atualmente, é predominante a utilização de energia elétrica nos processos de fusão e refino do metal na indústria siderúrgica. (GHADIMI e RAVESH, 2016)

Um forno elétrico a arco (EAF – electric arc furnace) tem como objetivo fundir o metal oriundo de sucata, localizada em uma câmara fechada, através da energia de arcos voltaicos formados por eletrodos de grafite. Estes eletrodos são alimentados por uma fonte de tensão alternada em torno de 1000 V.

A figura 3.1 mostra um esboço da interação entre dois eletrodos e a sucata, formando um arco voltaico. Estes eletrodos são movimentados verticalmente através de atuadores hidráulicos. Cada eletrodo possui um diâmetro de aproximadamente 1,5 m, peso de aproximadamente 40 toneladas e altura entre 1 e 2 andares. O metal é derretido devido um grande surto de energia proveniente dos eletrodos. O metal fundido é mais denso que a sucata e portanto se desloca para a parte de baixo do forno criando o que é chamado de banho líquido em (CÂNDIDO, 2008). Acima do banho líquido situa-se a sucata onde as extremidades dos eletrodos são mergulhadas. O intenso calor criado pelo arco voltaico faz o metal se liquefazer e se separar. Em seguida, mais sucata é inserida no forno e o processo se repete. (BOULET *et al.*, 2003)

Além dos fornos de fusão de sucata descritos, existem os fornos panela, onde é feito o refino que é parte do processo de fabricação do aço. A utilização dos fornos panela consiste numa estratégia operativa que visa liberar o forno de fusão para a

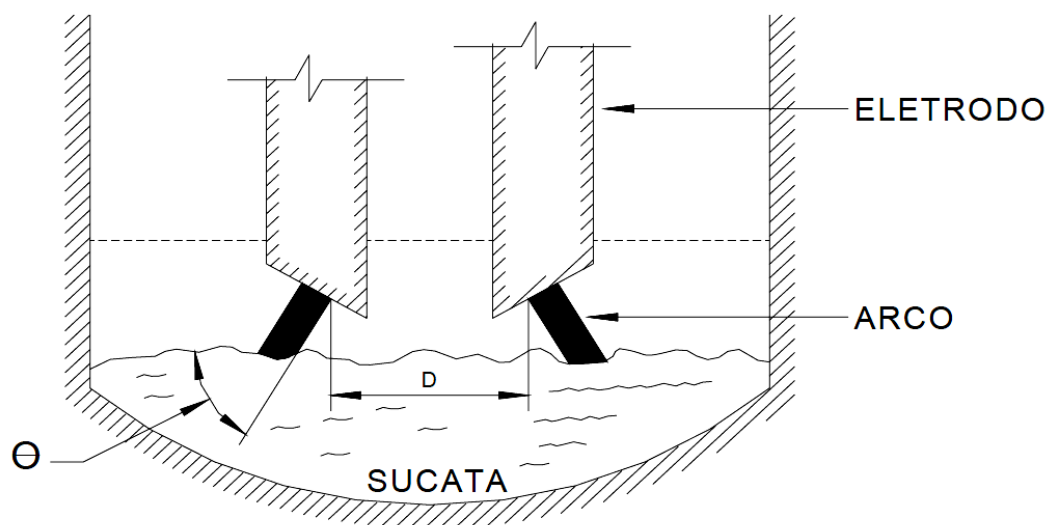


Figura 3.1: Esboço do interior de um forno a arco. (CÂNDIDO, 2008)

operação como apenas elemento fusor. Esta opção vem sendo empregada em grande escala pelas inúmeras vantagens que proporciona como aumento de produtividade, redução dos custos operacionais, e melhoria da qualidade do produto. (CÂNDIDO, 2008)

O ciclo típico de operação de um forno a arco, conhecido como corrida, apresenta as seguintes etapas:

1º carregamento: etapa realizada com a estrutura superior (tampa) do forno fora de sua posição (abóboda aberta) para que o carregamento de sucate, denominado de primeiro cesto, seja colocado no forno.

Início de fusão: Após o fechamento da abóboda, o disjuntor do forno é ligado energizando o transformador e o sistema hidráulico dos braços mecânicos, inicia-se a descida até que a extremidade dos eletrodos faça contato com a carga, dando origem aos arcos voltaicos.

Fusão: etapa de característica similar à anterior quanto à movimentação dos eletrodos. Porém a máxima potência pode ser atingida, pois os arcos já penetram na sucata abrindo três perfurações. Assim sendo, forma-se um anteparo entre os arcos e as paredes do forno pela própria sucata e todas as irradiações são dissipadas na própria carga a ser fundida.

2º carregamento: repete-se a sequência, anterior, de carregamento, início de fusão e, fusão. Normalmente, são feitos dois ou três carregamentos por ciclo de operação do forno.

Fim de fusão / refino: as operações metalúrgicas necessárias são feitas nesta etapa no forno panela, preparando a carga nas características desejadas para o vazamento. (CÂNDIDO, 2008)

3.1 Modelagem de um forno a arco

A modelagem de um EAF geralmente segue o esquema da figura 3.2. Estão representados um dos transformadores da usina siderúrgica (AT / MT), o transformador de um dos fornos (MT / BT) e seus eletrodos. Estes são representados com uma indutância em série com uma resistência variável. Em alguns casos também são conectados ao barramento de MT do forno bancos de capacitores e filtros passivos.

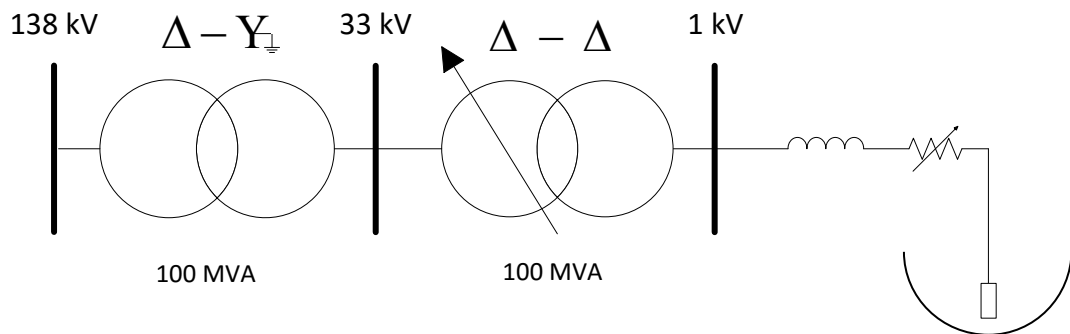


Figura 3.2: Instalação típica de um forno a arco.

A figura 3.3 mostra um diagrama unifilar simplificado da usina siderúrgica Cosigua, caso a ser estudado neste trabalho. Nela constam 4 fornos sendo 2 destinados a fusão e refino e 2 do tipo panela, destinados somente ao refino. Os fornos que realizam fusão possuem um transformador exclusivo devido à sua alta potência. Um deles conta com um filtro passivo de terceiro harmônico e outro com um banco de capacitores de 16,2 Mvar.

Segundo (SOLLERO *et al.*, 1999) a formação do arco elétrico ocorre da seguinte maneira:

A ignição do arco se dá quando a tensão, dentro de cada semi ciclo, cresce além de um certo valor crítico capaz de romper a rigidez dielétrica do gás. Quando a corrente passa por zero o arco se extingue, voltando à ignição no semi ciclo seguinte.

Diante desta definição fica evidente o comportamento estocástico da resistência do arco, com variações desde praticamente zero (curto-circuito) até infinito (circuito

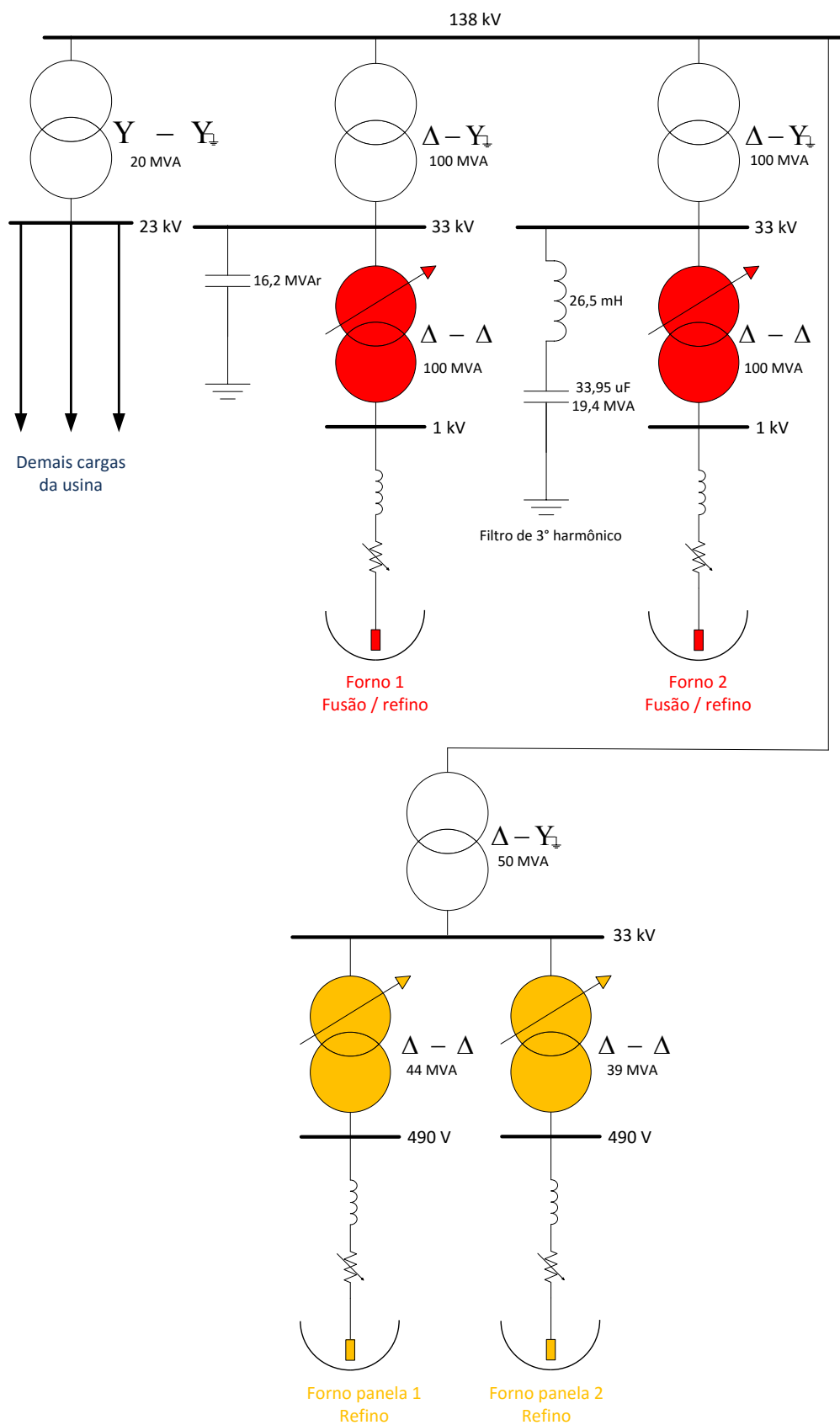


Figura 3.3: Diagrama unifilar simplificado da siderúrgica Cosigua.

aberto). Considerar que a resistência do arco permanece constante a cada semi ciclo não é estritamente correto, todavia não consiste em uma aproximação grosseira. (SOLLERO *et al.*, 1999)

Esta aproximação é utilizada em (PETERSEN *et al.*, 1995), onde também é sugerida a modelagem da resistência de um EAF a partir de uma distribuição gaussiana (SOLLERO *et al.*, 1999; ASSIS, 2000). A expressão para a resistência do arco é

$$R_{arco} = \mu + \mu.\sigma\sqrt{-2\ln[ran(x_1)]} .sen[2\pi.ran(x_2)], \quad (3.1)$$

onde:

- R_{arco} : resistência do arco calculada a cada semiciclo;
- μ : valor médio da distribuição gaussiana;
- σ : desvio padrão da distribuição gaussiana;
- x_1 : semente da distribuição 1;
- x_2 : semente da distribuição 2.

A semente de uma função geradora de números aleatórios é o valor inicial atribuído à mesma. Geralmente estas funções utilizam uma relação recursiva, onde o próximo número na sequência é função do último ou dois últimos números (PORTNOI, 2005). Para que a resistência do arco tenha comportamento distinto em cada fase, foram atribuídos diferentes sementes para cada uma de suas distribuições.

Como ponto de partida para definir o valor médio das distribuições gaussianas, ou seja, das resistências do arco, a potência nominal do forno pode ser utilizada como referência. O forno a ser analisado possui potência real de 100 MW e opera com tensão de 1 kV, logo, desprezando a indutância dos eletrodos, a resistência média deve ser

$$\bar{R} = \frac{V^2}{P} = 0,01 \, \Omega. \quad (3.2)$$

Contudo este valor serve apenas como “chute inicial”, pois a queda de tensão no transformador dedicado ao forno e o comportamento da resistência segundo a equação (3.1) comprometem a validade dos cálculos da resistência e indutância necessárias para que a carga demande os valores de p e q desejados. Ademais, deve se levar em consideração que um forno a arco não se comporta como uma carga equilibrada, sendo assim, foram adotados valores diferentes para a média da distribuição gaussiana μ da resistência de cada fase:

$$\overline{R_a} = 0,007 \, \Omega \mid \overline{R_b} = 0,01 \, \Omega \mid \overline{R_c} = 0,004 \, \Omega$$

A indutância dos eletrodos foi determinada de forma empírica a partir da comparação dos resultados da simulação com as medições de campo obtidas, sendo seu valor estabelecido em $10 \, \mu H$.

3.1.1 Resultados atingidos com o modelo proposto

O modelo apresentado foi implementado no PSCAD com base no circuito mostrado na figura 3.3. Todavia para efeitos de simplificação foi utilizado apenas um forno a arco. O valor das indutâncias dos transformadores foi especificado com base nos dados informados pela própria Cosigua. As demais cargas da usina foram estimadas com base em valores típicos. Na figura 3.4 é ilustrado o circuito da usina siderúrgica implementado no PSCAD. A linha de subtransmissão que alimenta a Cosigua e a SE ZIN foram modeladas no PSCAD a partir de dados fornecidos pela Light SESA, conforme mostrado no apêndice D.

A figura 3.5 mostra o comportamento da resistência da fase A do arco. É possível notar que aproximadamente a cada 8 ms ocorre uma mudança em seu valor, pois este período de tempo é cerca de metade de um ciclo quando a frequência é 60 Hz.

Como a resistência do arco varia a cada semi ciclo, a corrente segue o mesmo comportamento. Na figura 3.6 é mostrado o resultado da simulação da corrente na fase A do forno a arco.

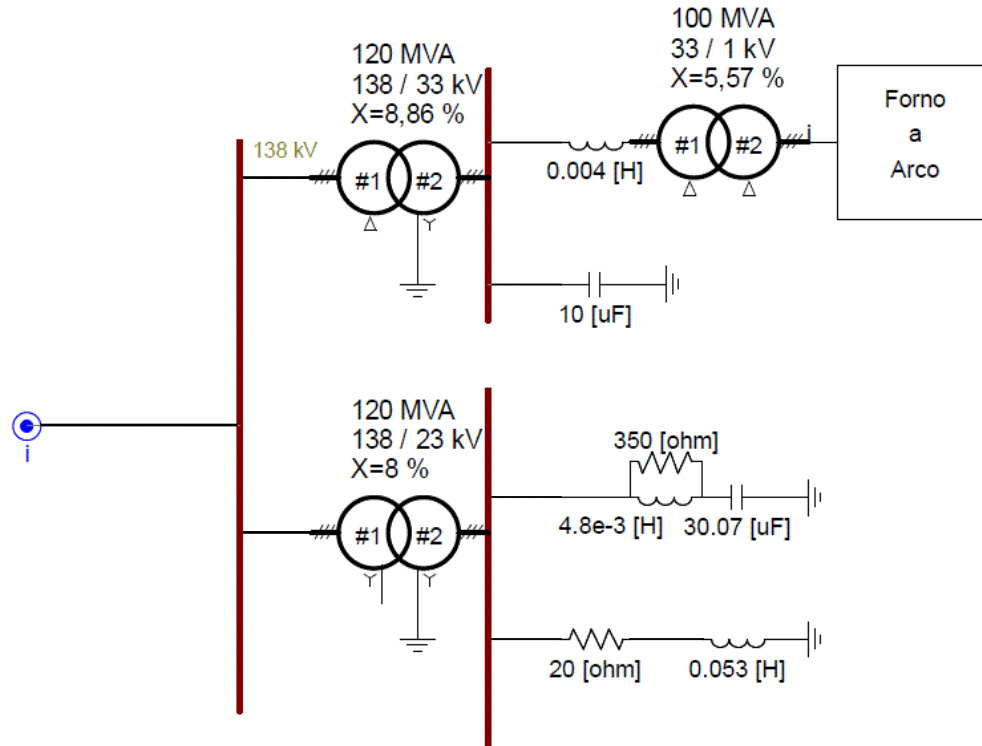


Figura 3.4: Modelagem simplificada da Cosigua no PSCAD.

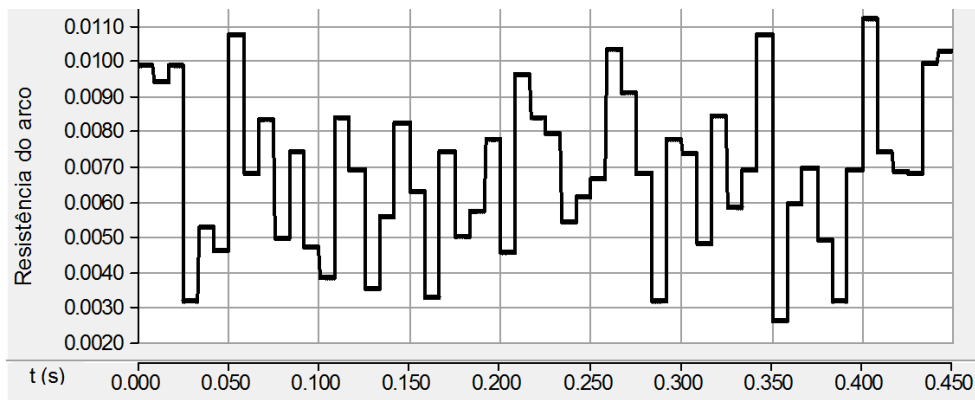


Figura 3.5: Resistência do arco.

Através das medições de tensão no barramento da SE ZIN e de corrente na saída da linha de transmissão aérea de 138 kV destinada à Cosigua (LTA 41), as potências instantâneas real e imaginária foram calculadas com base na Teoria p-q. Estas são exibidas na figura 3.7.

O valor médio da potência real é de 102 MW e sua variância é de 517. Já a

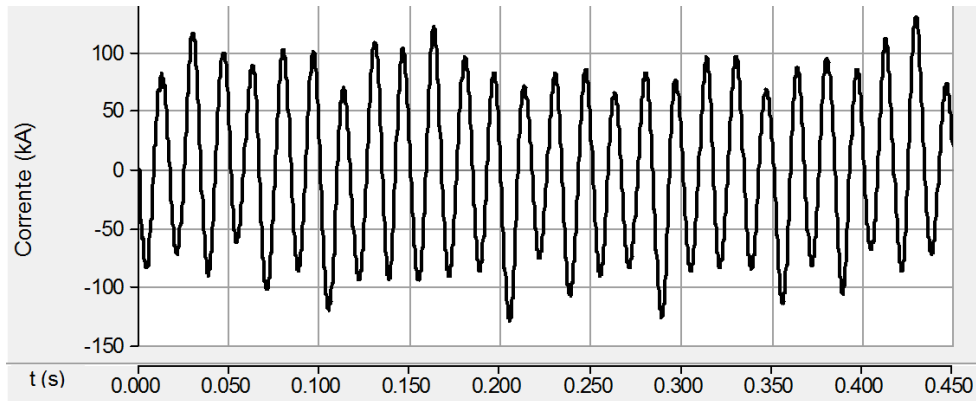


Figura 3.6: Corrente na fase A do forno a arco.

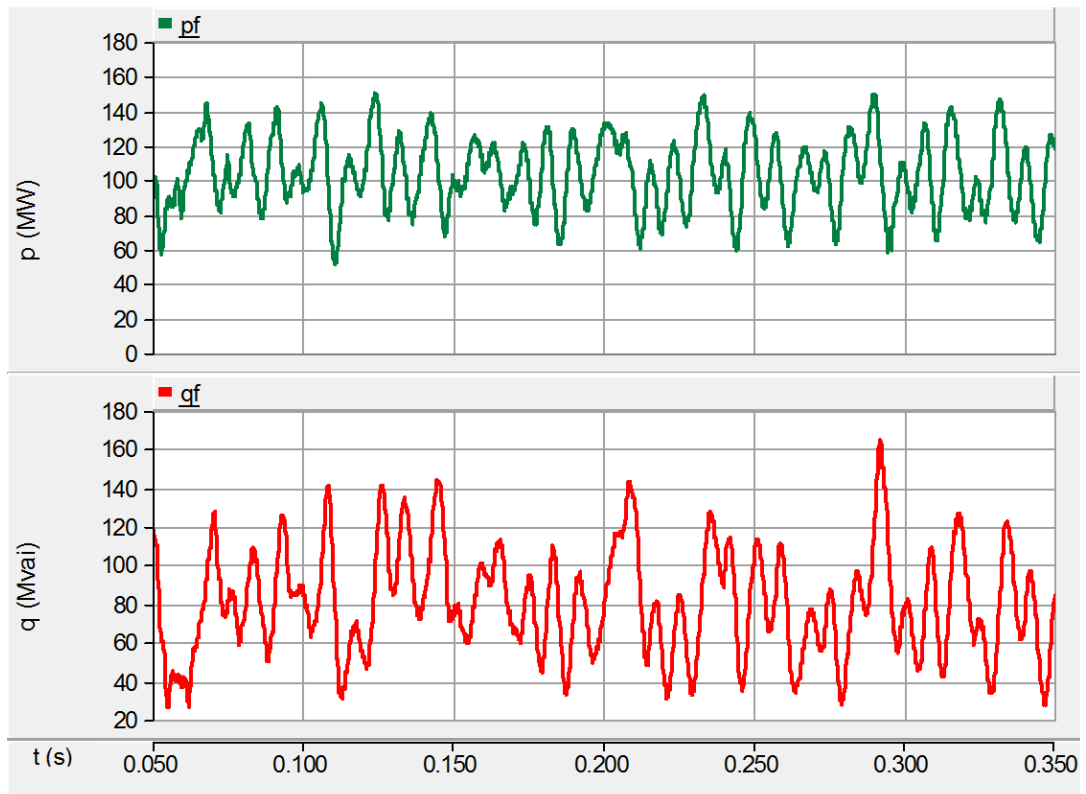


Figura 3.7: Potências real e imaginária no forno a arco.

potência imaginária apresenta média de 80 Mvai e variância de 921. A corrente da fase A na LTA 41 é mostrada na figura 3.8.

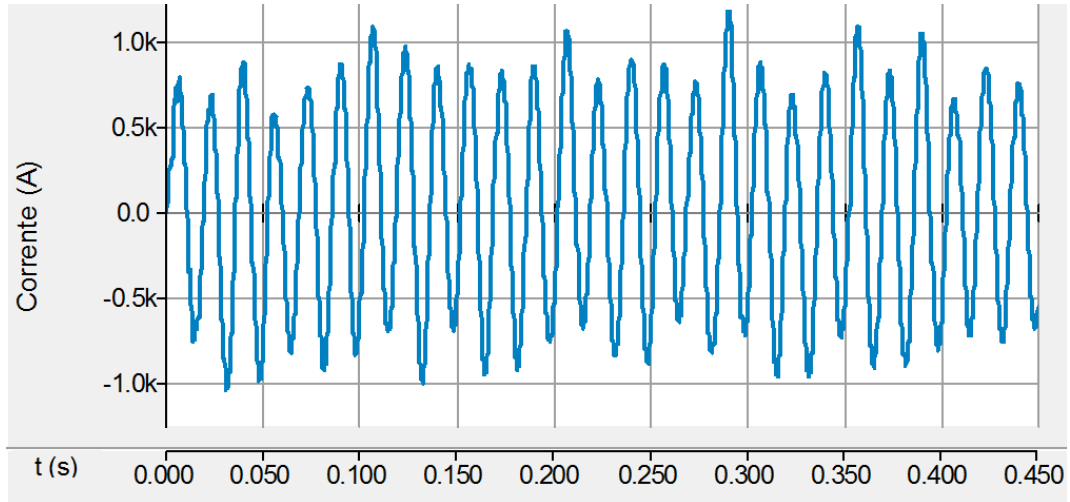


Figura 3.8: Corrente da fase A na LTA 41

3.1.2 Medições em campo

Através das medições em campo das correntes e tensões na linha de subtransmissão que alimenta a usina siderúrgica Cosigua, é possível validar e até mesmo ajustar o modelo proposto na seção anterior.

A figura 3.9 mostra as potências instantâneas na LTA 41. A potência real instantânea p possui média de 108 MW e variância de 515. A potência imaginária instantânea q apresenta média de 81 Mvai e variância de 903.

Ao comparar as potências instantâneas simuladas com base no modelo proposto (figura 3.7) com as potências instantâneas calculadas com base em medições em campo (figura 3.9) nota-se semelhança em seu comportamento, o que é confirmado com base nos valores de média e variância das mesmas. A tabela 3.1 sumariza estas comparações.

O mesmo pode ser dito em relação à corrente na fase A da LTA 41, cuja medição em campo é exibida na figura 3.10 e a simulação na figura 3.8.

Diante da comparação das medições em campo com os resultados obtidos na simulação realizada no PSCAD conclui-se que o modelo é satisfatório.

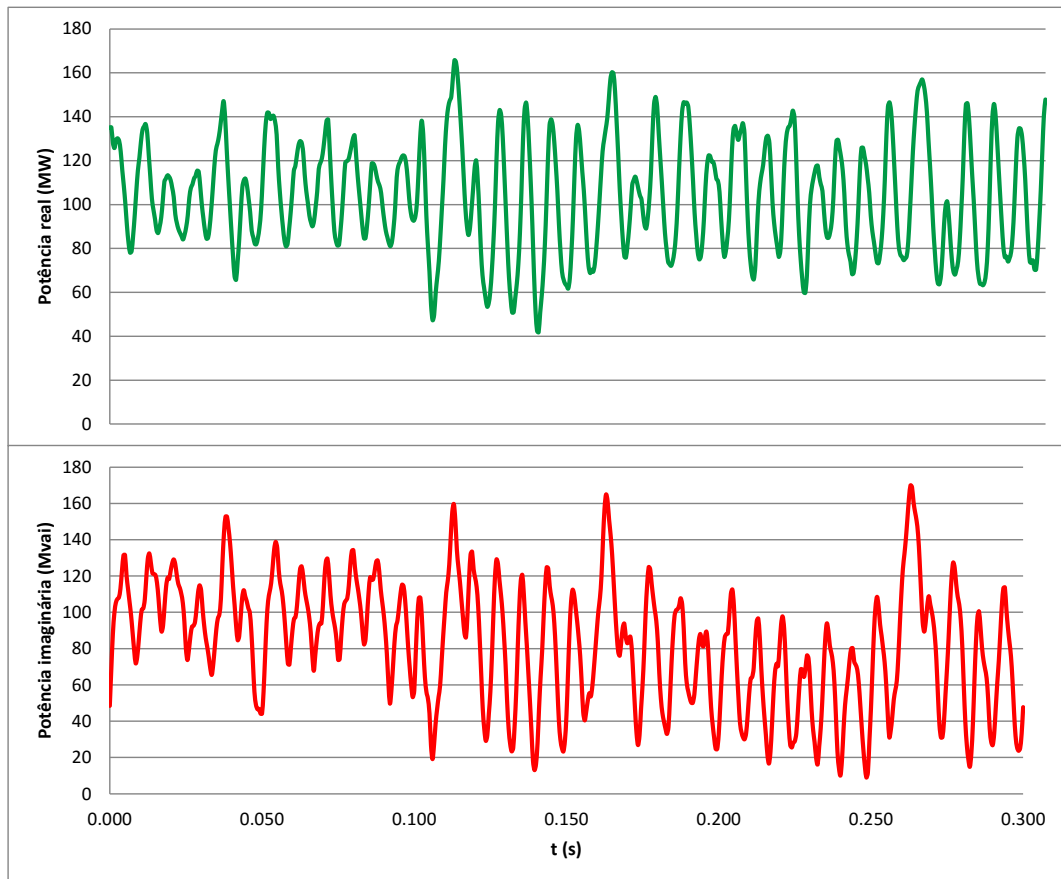


Figura 3.9: Potências real e imaginária instantâneas no forno a arco calculadas através de medições em campo.

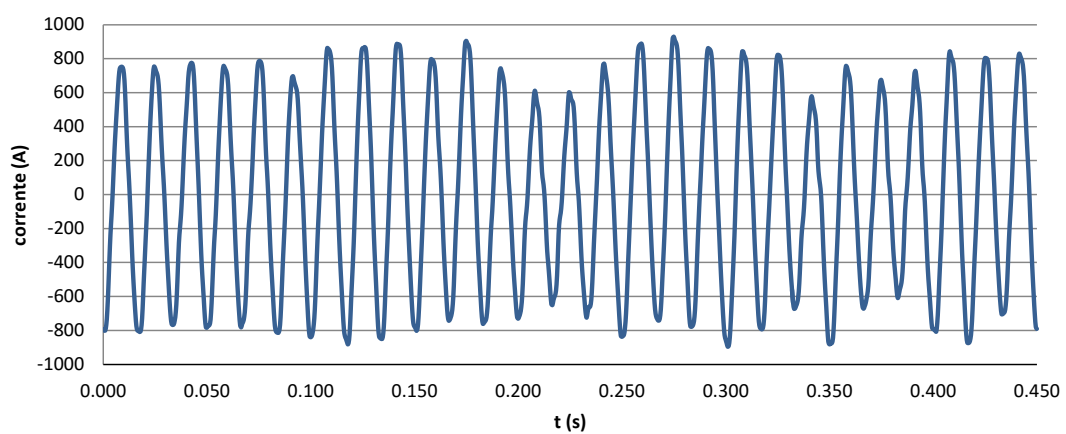


Figura 3.10: Medição de corrente em campo da fase A na LTA 41

Tabela 3.1: Medições em campo *vs.* resultados da simulação.

Medida	Medições em campo	Resultados da simulação	Desvio
\bar{p}	108 MW	102 MW	5,6 %
\bar{q}	81 Mvai	80 Mvai	1,2 %
$Var(p)$	515	517	0,4 %
$Var(q)$	903	921	2,0 %

3.2 Impactos na Qualidade de Energia

Apesar das diversas vantagens dos fornos a arco sobre os fornos tradicionais, este tipo de carga elétrica, dependendo do nível de curto-circuito da barra em que é conectada, produz distúrbios na tensão que podem prejudicar outras cargas na rede elétrica. O forno a arco é uma carga aleatória, o que dá origem a flutuações na tensão que produzem o efeito *flicker*, isto é, uma sensação visual de instabilidade na luminosidade. Variações na tensão na ordem de 0,3 % nas frequências próximas a 8,8 Hz podem ser notadas por 50 % da população, causando incômodo nas pessoas sensíveis a este efeito. (COLLANTES-BELLIDO e GÓMEZ, 1997; CAI *et al.*, 2009)

O efeito *flicker* ocorre em diversos tipos de lâmpadas: incandescente, fluorescente, LED, entre outros. Como cada tipo de lâmpada possui um princípio de operação distinto, apresentam diferentes respostas de *flicker*. (CAI *et al.*, 2009)

Além disso, o forno a arco é uma carga altamente não linear, que gera harmônicos de corrente. Esses harmônicos de corrente podem dar origem a grandes harmônicos na tensão dependendo da impedância da rede elétrica. Quando condições para ressonância na rede aparecem, esses harmônicos de tensão se tornam muito elevados, causando mau funcionamento ou danificando os equipamentos elétricos conectados à rede. (AKAGI, 2000)

Harmônicos podem causar outros diversos problemas para o sistema de potência como aberturas indevidas de equipamentos de proteção, sobreaquecimento de transformadores e deterioração no isolamento de capacitores (GRADY e SANTOSO, 2001). Outro impacto negativo é a diminuição do fator de potência.

Do ponto de vista da Teoria p-q, o forno a arco apresenta características prejudiciais à qualidade de energia. Uma delas é a alta potência real oscilante. Dois fatores contribuem para isso: o desequilíbrio da carga e a variação da resistência do arco.

Conforme abordado no capítulo 2, cargas desequilibradas apresentam correntes dotadas de componentes de sequência negativa. Considerando que a tensão não apresentará estas componentes na mesma frequência da corrente, seu produto levará a senóides com valor médio nulo.

Com a mudança no valor da resistência do arco a cada meio ciclo, o mesmo ocorre com a potência real. Quanto maior o valor atribuído ao desvio padrão da distribuição gaussiana no modelo apresentado, maior a potência real oscilante no sistema.

Outra característica de um EAF é a grande demanda por potência imaginária. Assim como a potência real, apresenta uma grande parcela oscilante, vide figura 3.9.

No capítulo seguinte um compensador eletrônico é proposto para a mitigação dos impactos provenientes da operação de um EAF no sistema elétrico de potência.

Capítulo 4

Compensador

Para proteger o sistema de potência dos impactos descritos no capítulo anterior e assegurar a qualidade de fornecimento da concessionária de energia elétrica, um compensador é proposto. O objetivo é fazer com que ao invés de o sistema fornecer toda forma de potência exigida pela carga, o compensador forneça as componentes da potência que são indesejadas, deixando para o anterior somente o papel de suprir potência útil.

4.1 Filtro Ativo

O compensador trata-se basicamente de um VSC (*voltage source converter*) de dois níveis, composto por uma ponte trifásica de IGBTs, conforme ilustrado na figura 4.1. Nos capítulos seguintes será abordado de que maneira é composta a fonte de tensão CC exibida, por enquanto, é adotada a hipótese de que é uma fonte perfeita.

Existem diferentes topologias de conversores multinível, como o NPC (*diode-clamped neutral point-clamped*), FC (*flying capacitor*) e o MMC (*modular multilevel converter*) que apresentam diversas vantagens em relação ao conversor de dois níveis (FERREIRA, 2014; FLOURENTZOU *et al.*, 2009; CARRASCO *et al.*, 2006) e podem representar uma melhor solução no caso de uma aplicação prática.

O conversor da figura 4.1 é denominado neste trabalho como filtro ativo, devido à sua capacidade de “filtrar”, ou seja, atenuar no sistema elétrico de potência

características indesejadas da carga identificando-as em tempo real.

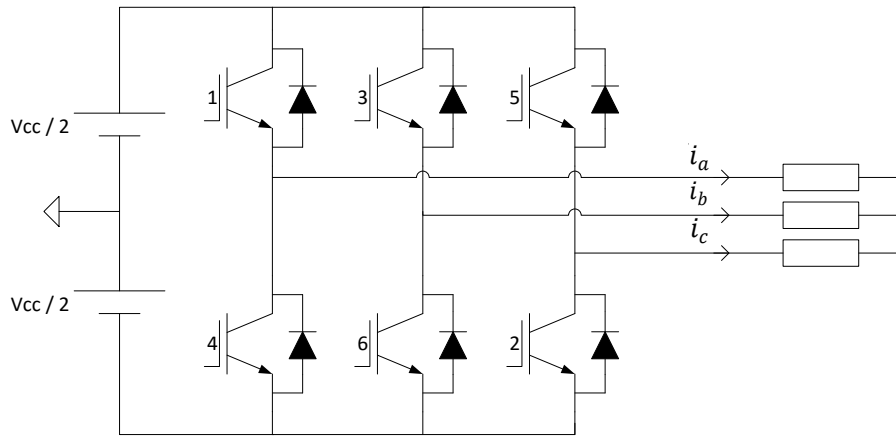


Figura 4.1: VSC de dois níveis.

4.1.1 Técnicas de modulação

Diversas técnicas de modulação em largura de pulso (PWM - *pulse width modulation*) podem ser aplicadas ao conversor em questão, destaque para a modulação PWM senoidal (SPWM - *sinusoidal PWM*), controle adaptativo de corrente, modulação por vetor espacial (SVPWM - *space vector PWM*) e modulação PWM senoidal com injeção de harmônicos de sequência zero (HIPWM - *harmonic injection PWM*). No apêndice E os mesmos são descritos de forma detalhada.

A SPWM é a técnica mais tradicional dentre as citadas, contudo é a que apresenta maior conteúdo harmônico na tensão de saída (MOHAN *et al.*, 2003; RASHID, 1999). A SVPWM e a HIPWM, além da menor distorção harmônica apresentada, realizam um melhor aproveitamento da tensão CC disponível, pois a tensão fase-neutro máxima de saída do conversor, na região linear de operação, sofre um aumento de 15% em sua componente fundamental em relação a SPWM (BOSE, 2002; BOOST e ZIOGAS, 1988). A HIPWM produz resultados tão satisfatórios quanto a SVPWM, entretanto, sua implementação é muito mais simples. Além disso requer menor esforço computacional (KWASINSKI *et al.*, 2003), o que é benéfico tanto no caso de

uma simulação ou utilização em um DSP (*digital signal processor*).

Para gerar as correntes de compensação o conversor utiliza a técnica de controle adaptativo de corrente com banda de histerese. Esta estratégia foi escolhida por proporcionar ao conversor a capacidade de rapidamente rastrear a corrente de referência, resultando em uma ótima resposta dinâmica durante transitórios (JENA *et al.*, 2011), o que é de grande importância para o bom funcionamento do filtro ativo, pois o comportamento da carga em questão é altamente imprevisível, além de apresentar mudanças drásticas a cada semi ciclo.

4.1.2 Estratégia de Compensação

O filtro ativo proposto objetiva que o sistema de potência “enxergue” a usina siderúrgica como uma carga com fator de potência unitário, ou seja, uma carga que não demande potência imaginária e não injete correntes harmônicas. Para isso a estratégia de compensação escolhida é manter a potência real constante em seu valor médio e a potência imaginária nula. Este conversor irá operar como fonte de corrente, utilizando a Teoria p-q para estabelecer qual ordem de corrente deve ser enviada ao controlador. O filtro ativo será responsável por compensar toda potência imaginária da usina, bem como sua potência real oscilante.

O filtro ativo é composto por um VSC de dois níveis formado por IGBTs, conectado ao barramento de 138 kV da Cosigua através de um transformador com relação de 138 / 13,8 kV, $S = 120$ MVA e $X = 10$ %, como ilustra a figura 4.2. O transformador se faz necessário porque os IGBTs disponíveis no mercado atualmente não suportam uma tensão dessa magnitude. O lado CC do conversor é conectado a uma fonte ideal cuja origem será mostrada posteriormente.

No intuito de que o ripple na corrente injetada pelo conversor seja reduzido a níveis aceitáveis, são utilizados indutores na interface entre o conversor e o sistema de potência. Estes são denominados indutores de acoplamento. Geralmente são dimensionados em torno de 5 a 10 % da impedância base do conversor, cujo valor visto pelo lado de 13,8 kV do transformador é

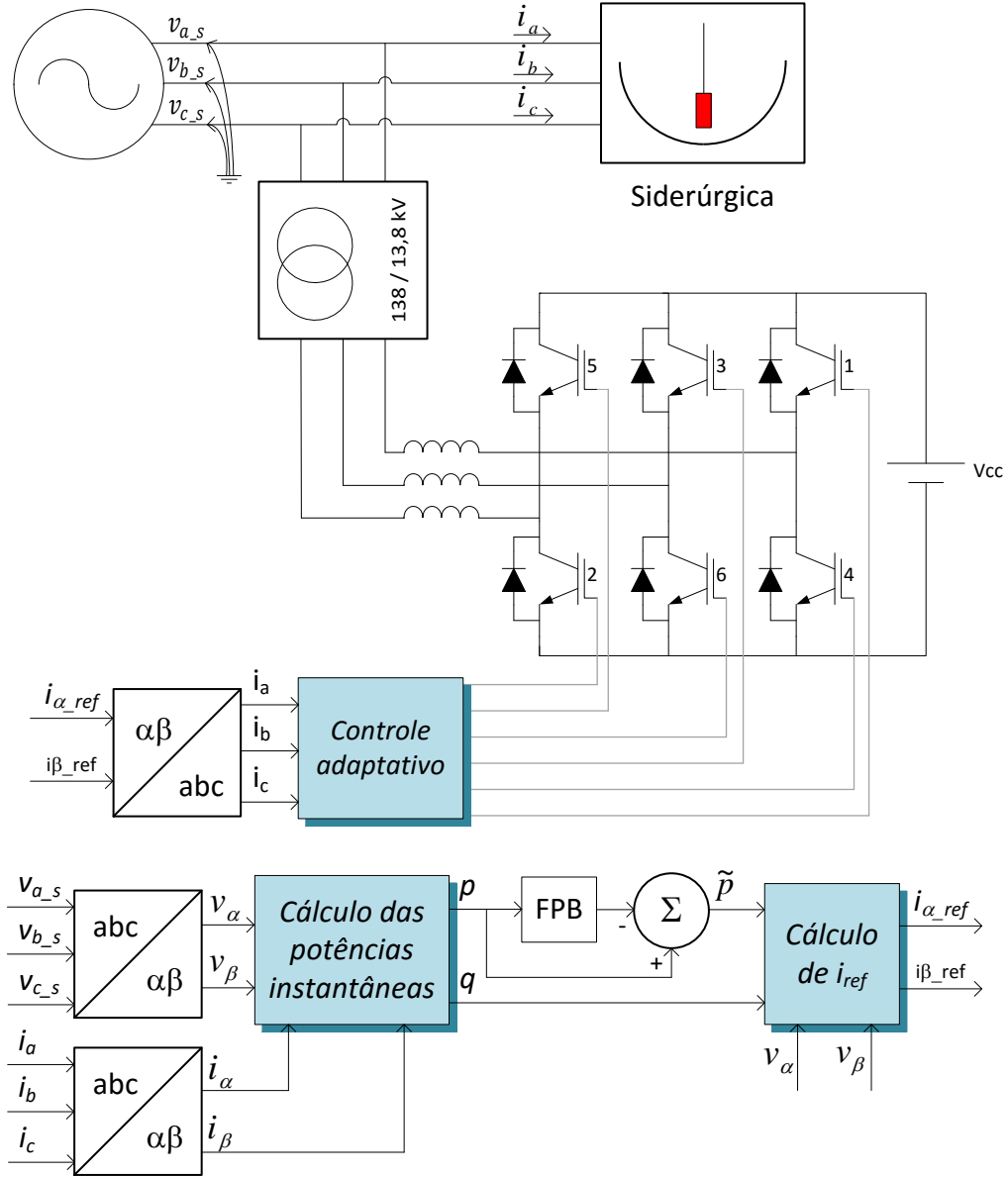


Figura 4.2: Filtro ativo conectado ao sistema de potência.

$$Z_b = \frac{V_b^2}{S_b} = \frac{13,8^2}{120} = 1,587 \, \Omega. \quad (4.1)$$

Foi adotado 10% deste valor, sendo a indutância correspondente igual a 0,421 mH.

A fim de garantir total controle sobre um VSC, um nível mínimo de tensão CC é exigido. Para que todas as chaves controladas estejam diretamente polarizadas, a

tensão CC do conversor deve ser a todo instante maior do que a tensão CC oriunda do retificador trifásico formado pelos seus diodos, ou seja,

$$V_{CC_{min}} > \sqrt{2}V_{LL(rms)} = \sqrt{2}.\sqrt{3}V_{LN(rms)}. \quad (4.2)$$

Entretanto, este nível de tensão não garante a operação apropriada do VSC, pois existe a queda de tensão no indutor de acoplamento que pode impossibilitar que o conversor sintetize a corrente necessária, como mostrado no apêndice E na equação (E.4). Quanto maior a corrente exigida e a indutância de acoplamento, maior deverá ser o nível da tensão CC especificada para o conversor. Para que o rastreamento da corrente de compensação fosse satisfatório na aplicação em estudo, a tensão CC foi estabelecida em 25 kV.

Diante da necessidade de conhecer as potências real e imaginária a serem compensadas, primeiramente as medições de tensão no barramento de 138 kV e as de corrente na usina, ambas no referencial abc, são convertidas para o referencial $\alpha\beta$ por meio da expressão (2.3) pois não há condutor de neutro envolvido. As potências real e imaginária da usina siderúrgica são calculadas utilizando a Teoria p-q (equação (4.3)).

$$\begin{bmatrix} p_{usina} \\ q_{usina} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha_S} & v_{\beta_S} \\ v_{\beta_S} & -v_{\alpha_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_usina} \\ i_{\beta_usina} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Em seguida um filtro passa baixas sintonizado em 0,5 Hz é utilizado para determinar a potência média na usina. Deseja-se compensar a potência oscilante, assim a potência de referência para o conversor é

$$p_{ref} = \tilde{p}_{usina} = p_{usina} - \bar{p}_{usina}. \quad (4.4)$$

Utilizando a expressão (2.10) as correntes de referência para o conversor no eixo $\alpha\beta$ são

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_ref} \\ i_{\beta_ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha_S} & v_{\beta_S} \\ v_{\beta_S} & -v_{\alpha_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_{usina} \\ q_{usina} \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Aplicando a transformada inversa de Clarke, dada pela expressão (2.4), são obtidas as ordens de corrente no referencial abc, que em seguida são enviadas para o controlador adaptativo de corrente.

4.2 Filtro Ativo x Sistema Armazenador de Energia

É possível definir a potência ativa como sendo a soma de seu valor médio com o seu valor oscilante,

$$p = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (4.6)$$

para definir o valor de \bar{p} é necessário um filtro passa baixas. A definição da frequência de corte deste filtro determina se o compensador eliminará apenas a potência oscilante acima da frequência fundamental ou se também o fará para baixas frequências. Inevitavelmente, para compensar estes efeitos, um elemento armazenador de energia é necessário. Este armazenador deve ser capaz de acumular energia quando a potência real instantânea requerida pela carga estiver abaixo da potência média e devolvê-la ao sistema quando esta estiver acima.

Um filtro ativo *shunt* composto por um inversor PWM e um capacitor CC pode exercer a função de compensador para \tilde{p} . Embora o capacitor armazene energia, esse filtro geralmente não é descrito como armazenador de energia de um ponto de vista prático, pois, considerando o mesmo volume, a quantidade de energia armazenada no capacitor é muito menor do que em uma bateria ou *flywheel*, por exemplo. Em outras palavras, a diferença em terminologia entre filtros ativos e sistemas armazenadores de energia não é devido a sua topologia de circuito, mas depende se a capacidade de energia armazenada é pequena ou grande (AKAGI, 2000). A relação entre a energia armazenada e a potência nominal do conversor, análoga à constante de inércia H

para geradores de grande porte, serve como parâmetro para determinar o tamanho de um armazenamento energético. O valor de tempo que resulta dessa relação é da ordem de até poucos ciclos em filtros ativos.

Para determinar a capacidade mínima do armazenamento energético necessário, é preciso conhecer a maior exigência por energia em meio ciclo de \tilde{p} . É imprescindível considerar que a carga possui oscilações em baixa frequência. Caso estas sejam desprezadas ocorre o subdimensionamento do armazenador de energia. Deste modo, a potência real oscilante da carga foi processada por um filtro passa baixas, com frequência de corte estabelecida em 5 Hz, conforme exibido na fig 4.3.

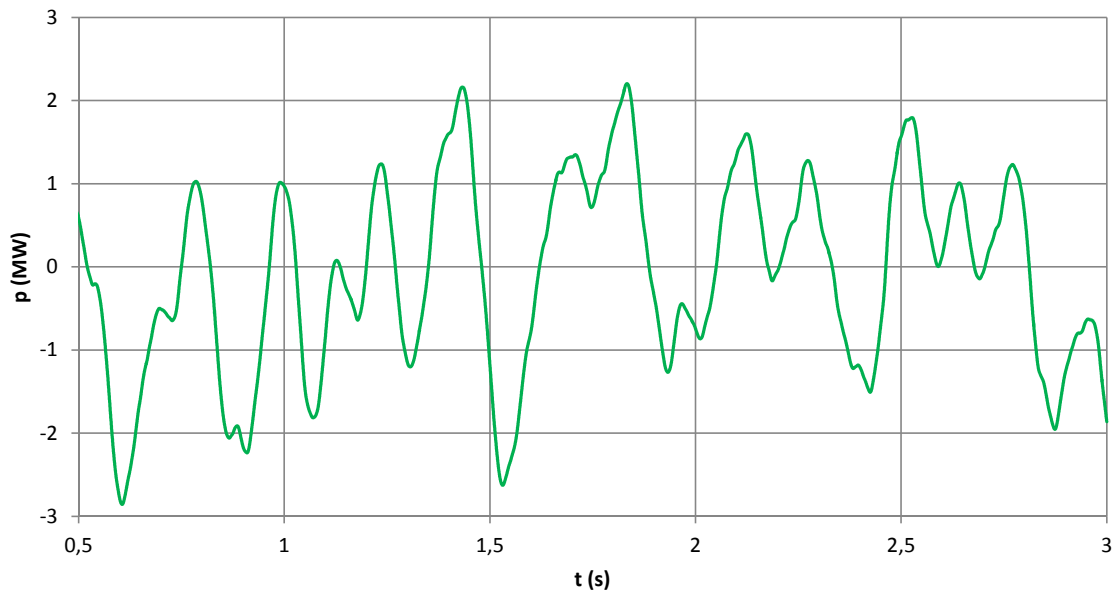


Figura 4.3: Oscilações em baixa frequência da potência real instantânea exigida pela siderúrgica.

A energia é dada por

$$E = \int_{t_i}^{t_f} p(t) dt \quad (4.7)$$

onde $p(t)$ representa a potência real instantânea em função do tempo t e t_i e t_f são os instantes de tempo inicial e final, respectivamente, onde se deseja conhecer a energia. Embora neste caso a potência real instantânea não possa ser representada por uma expressão analítica, é possível realizar uma integração numérica. A maior

demanda energética, compreendida no período entre $1,6205 < t < 1,88725$ s, é de 309 kJ .

Com base na equação (4.8) extraída de (ASSIS, 2000), caso um capacitor, conectado ao lado CC do filtro ativo com tensão nominal de 25 kV , fosse utilizado para compensar a potência real oscilante da carga em questão, permitindo uma variação de tensão ϵ igual a 2% , a capacitância necessária seria de $49.529 \mu F$.

$$C = \frac{2.E}{V_m^2.\epsilon} \quad (4.8)$$

Considerando as grandes flutuações de potência real da carga, conforme exposto no capítulo 3 e na figura 4.3, e os cálculos realizados nesta seção, para que o sistema a “enxergue” como uma carga com potência real fixa, é indispensável um grande armazenamento de energia. Opções para esse armazenamento são analisadas no próximo capítulo.

Capítulo 5

Sistemas Armazenadores de Energia

Devido à necessidade de um sistema armazenador de energia (EES - Energy Storage System) no projeto do compensador, uma pesquisa sobre qual tipo melhor se adapta às condições do caso em estudo é imprescindível. Foram considerados para tal a bateria, o supercapacitor, o *flywheel* e o SMES (*Super conducting Magnetic Energy Storage*).

5.1 Baterias

A bateria é uma das tecnologias mais antigas de armazenamento, onde a energia elétrica é armazenada na forma de energia química. Um sistema de armazenamento com baterias é formado por uma ou diversas células que são conectadas em série e / ou em paralelo para que sejam atingidas a tensão e a capacidade desejadas. Cada célula é composta por um eletrodo positivo e outro negativo, onde ocorrem as reações químicas. Os eletrodos são separados por um eletrólito, uma solução responsável pela transferência de íons entre os dois eletrodos. Quando estes são conectados externamente, as reações químicas liberam elétrons originando corrente elétrica. (DEKKA *et al.*, 2015; DUNN *et al.*, 2011)

Baterias possuem baixas perdas ociosas, características flexíveis de potência e energia para atender diferentes exigências da rede, longa vida útil, baixos custos de manutenção e alta eficiência energética. (DEKKA *et al.*, 2015; DUNN *et al.*, 2011)

5.1.1 Baterias de chumbo-ácido

As baterias de chumbo ácido são o sistema de armazenamento eletroquímico mais utilizado (DEKKA *et al.*, 2015) e seu uso data desde meados dos anos 1800. Possuem densidade de energia ($\frac{Energia}{Volume}$) muito baixa quando comparadas a outros tipos de bateria, além disso, apresentam vida útil de apenas 750 ciclos completos, o que torna interessante seu uso apenas como fonte de energia emergencial e gerenciamento de qualidade de energia (SPARACINO *et al.*, 2012).

5.1.2 Baterias de íons de lítio

Baterias de íons de lítio vêm sendo tradicionalmente utilizadas para dispositivos eletrônicos portáteis, e mais recentemente em veículos elétricos e veículos elétricos híbridos. As baterias de íons de lítio consistem em uma tecnologia relativamente nova, sua disponibilidade comercial ocorreu em 1991. (SPARACINO *et al.*, 2012)

Células de íons de lítio oferecem a maior densidade de energia e tensão de saída dentre todas as tecnologias de baterias recarregáveis em uso. Não apresentam efeito memória, possuem alta eficiência durante a carga e descarga, longa vida útil e baixas perdas ociosas. Devido a escassez de lítio, esta tecnologia de bateria apresenta um dos mais altos custos. (SPARACINO *et al.*, 2012; QIAN *et al.*, 2011; PALOMARES *et al.*, 2012)

As baterias de íons de lítio podem ter sua vida útil prolongada quando operam em uma janela de carga / descarga mais restrita, ou seja, uma configuração onde a carga varia entre 30% e 70%, proporciona uma vida útil maior do que uma janela que opera entre 10% e 90%. (QIAN *et al.*, 2011)

5.1.3 Baterias de íons de sódio

Até o presente momento, baterias de íons de lítio vêm atraindo toda atenção do mercado de armazenamento de energia, porém devido à preocupação com o tamanho das reservas de lítio disponíveis e o alto custo para obtê-lo, componentes baseados em sódio retornaram ao foco de interesse. (PALOMARES *et al.*, 2012)

As baterias de íons de sódio podem apresentar uma importante alternativa devido à grande disponibilidade de sódio, seu baixo custo e a similaridade do sódio e lítio quanto aos seus processos químicos de inserção. Devido as baterias de íon de sódio apresentarem menor densidade de energia e tensão de saída, seu foco deve se dar em áreas onde o peso e o tamanho não são características de suma importância (PALOMARES *et al.*, 2012).

Todavia ainda é necessário muito trabalho de pesquisa a ser feito para que as baterias de íons de sódio atinjam os requisitos necessários para suas aplicações. (PALOMARES *et al.*, 2012)

5.1.4 Baterias de sódio-enxofre

Baterias de sódio-enxofre (NaS) consistem de enxofre líquido no eletrodo do anodo e sódio líquido no eletrodo do catodo. Baterias de NaS operam em temperaturas na faixa de 300 a 360°. (DEKKA *et al.*, 2015; SPARACINO *et al.*, 2012)

Trate-se de uma tecnologia de baterias com grande maturidade comercial. Uma importante característica que proporciona sua aplicabilidade na interação com sistemas de potência é sua habilidade em descarregar acima de sua potência nominal. Apresenta alta densidade de potência ($\frac{Potência}{Volume}$) e energia, boa estabilidade de temperatura, longa vida útil e baixo custo. (SPARACINO *et al.*, 2012)

5.2 Supercapacitores

Um capacitor convencional é um elemento utilizado para armazenar energia temporariamente. Em aplicações de alta tensão costumam ser compostos de filmes metálicos com dielétrico de papel ou polímeros (BARBER *et al.*, 2009; HO *et al.*, 2010).

A equação que descreve a energia armazenada por um supercapacitor é idêntica a de um capacitor convencional (expressão (5.1))

$$E = \frac{CV^2}{2}, \quad (5.1)$$

onde C é a capacitância, e V , a tensão sobre o capacitor / supercapacitor.

Um supercapacitor (também conhecido como ultracapacitor) é composto por um capacitor eletroquímico de dupla camada, que é capaz de armazenar milhares de vezes mais energia do que um capacitor comum para um mesmo volume (MCCLUER e CHRISTIN, 2009). A capacitância específica de uma dupla camada como esta é dada pela expressão (5.2)

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{D}, \quad (5.2)$$

onde ϵ_0 representa a permissividade eletrostática do vácuo, ϵ_r a constante dielétrica ou permissividade eletrostática relativa do meio entre as duas camadas, A a área da superfície e d , a distância entre as duas camadas (GUERRERO-MARTÍNEZ *et al.*, 2014).

Supercapacitores são construídos a partir de módulos de células singulares conectadas em série em conjunto com módulos adjacentes conectados em paralelo. Células singulares estão disponíveis em capacitâncias entre 350 e 2700 F e operam na faixa de 2 V. A tensão no módulo geralmente varia de 200 a 400 V. Possuem longa vida útil e são indicados para suavização de carga devido seus rápidos ciclos de carga e descarga. Atualmente se restringem a aplicações com potências da ordem de centenas de quilowatts (CARRASCO *et al.*, 2006; MCCLUER e CHRISTIN, 2009).

A principal diferença entre capacitores e supercapacitores é o uso de eletrodos porosos com grande área de superfície, o que eleva sua densidade de energia (10Wh/kg) e potência (50kW/kg). Também apresenta maior eficiência (88-95%), baixo custo com manutenção e maior vida útil. (DEKKA *et al.*, 2015; GUERRERO-MARTÍNEZ *et al.*, 2014)

5.3 *Flywheel*

Um *flywheel* consiste em uma massa girante que armazena energia cinética na forma rotacional. A expressão

$$E = \frac{J\omega^2}{2} \quad (5.3)$$

define a energia armazenada em um *flywheel*, onde J é o momento de inércia do corpo girante (também conhecido como inércia rotacional), dado em kgm^2 e ω sua velocidade angular, dada em rad/s . A expressão 5.3 revela a variação quadrática da energia armazenada em função da velocidade angular, logo, pode ser vantajosa a operação de um *flywheel* em altas velocidades.

O uso de *flywheels* para armazenamento de energia mecânica já ocorre há centenas de anos, todavia antes da revolução industrial se dava de maneira rudimentar. Foi a partir da década de 1980, quando a eletrônica de potência, mancais magnéticos e máquinas elétricas com alta densidade de potência atingiram maturidade tecnológica, que *flywheels* demonstraram potencial para competir com outros sistemas de armazenamento de energia. (BITTERLY, 1998)

A conversão da energia na forma mecânica para a forma elétrica ocorre na máquina elétrica, a qual dependendo do fluxo de potência é denominada motor ou gerador. O controle da máquina é realizado por um conversor de eletrônica de potência, que através de seus dispositivos semicondutores é capaz de controlar as grandezas elétricas e mecânicas desejadas para o acionamento.

Existem duas classes de tecnologias de armazenamento de energia com *flywheels*. Uma delas é a baseada em *flywheels* de baixa velocidade (até 6000 rpm) com rotores de aço e mancais convencionais. A outra envolve modernos *flywheels* de alta velocidade (até 60.000 rpm) que estão começando a tornar-se comercialmente disponíveis e fazem uso de rotores com maior densidade de potência e energia em relação aos rotores de aço. Essa tecnologia requer mancais de baixíssimo atrito, como um mancal magnético, que objetiva a levitação do eixo da máquina por meio de forças

magnéticas (CARRASCO *et al.*, 2006). Para evitar as perdas oriundas do atrito com o ar, o *flywheel* pode ter sua estrutura girante localizada dentro de uma câmara de vácuo. (DEKKA *et al.*, 2015)

Assim como supercapacitores, *flywheels* possuem uma vantagem sobre as baterias no que tange a uma elevada vida útil com pequena piora na eficiência. Devido a sua alta potência específica, *flywheels* e supercapacitores podem carregar e descarregar muito mais rápido que baterias. A principal desvantagem de um *flywheel* é que apresenta relativamente altas perdas ociosas, isto é, sofre uma “auto-descarga” quando a energia armazenada não está sendo fornecida para alguma aplicação, o que o faz se descarregar muito mais rápido do que baterias e supercapacitores (DOUCETTE e MCCULLOCH, 2010).

5.4 SMES

Um SMES consiste de uma bobina constituída de material supercondutor, onde a circulação de uma corrente elétrica contínua pela mesma propicia o armazenamento de energia na forma de campo magnético. A expressão que define a energia armazenada na bobina supercondutora é dada por

$$E = \frac{Li^2}{2}, \quad (5.4)$$

onde L representa a indutância própria da bobina em H e i , a corrente elétrica que flui pela mesma em A .

Para que materiais como o Nb-Ti (nióbio-titânio) e o Nb₃Sn (estanho-nióbio) comportem-se como um supercondutor é preciso resfriá-los a temperaturas em torno de -269 °C. Para tal o resfriamento em criostatos operando com hélio líquido é realizado. Todavia existem supercondutores de alta temperatura (HTS - *high-temperature superconductors*), como o REBaCuO (óxido de bário e cobre proveniente das terras raras) e o MgB₂ (diboreto de magnésio), que possuem temperatura crítica acima de -243 °C. No caso de um HTS com temperatura crítica acima de

-195 °C o resfriamento pode ser realizado com nitrogênio líquido. (DE ANDRADE *et al.*, 2005; MOON, 2008; WOLSKY, 2013)

Uma das maiores vantagens do SMES é a habilidade de fornecer grandes quantidades de potência durante uma fração de ciclo. Típicas aplicações de SMES são a correção de afundamentos de tensão em instalações industriais (unidades de 1 MW) e estabilização de redes em anel (unidades de 2 MW) (CARRASCO *et al.*, 2006).

SMES possuem altíssima eficiência (entre 95 e 98%), longa vida útil (20 anos ou mais) e não apresentam degradação quando submetidos a sucessivos ciclos de carga e descarga. Suas perdas são desprezíveis, pois supercondutores apresentam resistência ôhmica nula em corrente contínua. Deste modo suas perdas mais significativas são atribuídas à potência necessária para manter o material supercondutor devidamente resfriado.

5.5 Seleção da tecnologia de armazenamento de energia

Foram apresentadas as principais características dos sistemas de armazenamento de energia mais relevantes e aplicáveis à conversão para a forma elétrica. A tabela 5.1 compara aspectos técnicos das tecnologias mencionadas neste capítulo. Já a tabela 5.2 compara seus custos.

O sistema armazenador de energia a ser indicado para a aplicação proposta neste trabalho precisa estar preparado para suportar um número elevado de ciclos de carga e descarga, pois, como explicado nos capítulos anteriores, devido à característica da carga em questão, o compensador deverá oscilar entre absorver e liberar energia para o sistema em uma faixa de frequências de 0,5 a 120 Hz . Dentre as tecnologias apresentadas, o *flywheel* e o supercapacitor não possuem limitações neste quesito. Todavia, até o momento da confecção deste trabalho, sistemas de armazenamento baseados em supercapacitores apresentam potência nominal máxima de apenas 0,3 MW, o que inviabiliza o seu uso, pois as oscilações de potência da carga em estudo

Tabela 5.1: Comparação entre tecnologias de armazenamento. (DEKKA *et al.*, 2015; SPARACINO *et al.*, 2012; MCCLUER e CHRISTIN, 2009; GUERRERO-MARTÍNEZ *et al.*, 2014; WANDELT *et al.*, 2015; KÖTZ *et al.*, 2001; FIORINI, 2015; ONGARO *et al.*, 2012)

EES	P_n (MW)	Vida útil (anos)	Ciclos	Eficiência (%)	Perdas ociosas
<i>Flywheel</i>	0-90	15	Ilimitado ¹	80-85	Alta
Chumbo-ácido	0-50	5-15	500-1000	85-90	Baixa
Íons de lítio	0-100	5-15	1000-10000+	87-92	Desprezível
Sódio-enxofre	0,05-8	10-15	2500	75	Média
Supercapacitor	0-0,3	10	Ilimitado	88-95	Alta
SMES	0,1-100	20+	100000+	95-98	Desprezível

são da ordem de dezenas de megawatts.

Uma desvantagem do *flywheel* é o alto índice de perdas ociosas. Todavia, na aplicação deste trabalho, o elemento armazenador de energia só entra em operação ociosa quando a potência real instantânea da carga se iguala ao seu valor médio, fato que somente ocorre por períodos de tempo insignificantes (vide figura 3.7).

Tabela 5.2: Custos das tecnologias de armazenamento. (DEKKA *et al.*, 2015)

EES	\$/kW	\$/kWh
<i>Flywheel</i>	250-350	1000-5000
Chumbo-ácido	300-600	200-400
Íons de lítio	1200-4000	600-2500
Sódio-enxofre	1000-3000	300-500
Supercapacitor	100-300	300-2000
SMES	200-300	1000-10000

No que tange ao custo, o *flywheel* se destaca com um dos menores preços por quilowatt. Porém apresenta um dos maiores custos por quilowatt-hora, juntamente com o SMES e o supercapacitor. Neste quesito as baterias se destacam positivamente, mas sua degradação com os ciclos de carga e descarga tornam sua indicação

¹Assumindo manutenção

não recomendável para a aplicação em questão.

Dentre todas as vantagens e desvantagens apresentadas neste capítulo, o *flywheel* mostra ser o elemento armazenador de energia mais indicado para a compensação das oscilações de potência real de um forno a arco elétrico. No capítulo seguinte é proposto um sistema de controle para realizar essa compensação com um *flywheel*.

Capítulo 6

Controle do *Flywheel*

O elemento armazenador de energia escolhido para esta aplicação foi o *flywheel*, devido às suas características descritas no capítulo anterior. Para que um movimento rotacional seja imposto a uma estrutura qualquer uma máquina elétrica pode ser utilizada. Em aplicações de alta potência e suavização de carga, tanto a máquina de indução, como a máquina síncrona de ímãs permanentes são apropriadas. Recentes implementações de ambas mostram uma maior eficiência da máquina de ímãs permanentes, porém a diferença não é muito grande, varia entre 3 e 4% (CARDENAS *et al.*, 2004). Todavia a máquina de ímãs permanentes apresenta menor robustez, menor resistência a variações de temperatura e custo significativamente maior do que a máquina de indução (CARDENAS *et al.*, 2004). Deste modo a máquina selecionada para o caso estudado foi a máquina de indução.

Existem dois tipos de rotor para uma máquina de indução: rotor de gaiola de esquilo e rotor bobinado. Um rotor de gaiola de esquilo consiste de barras condutoras encaixadas em ranhuras no ferro do rotor e curto-circuitadas em cada lado por anéis condutores. Por sua vez o rotor bobinado é formado por um enrolamento com o mesmo número de fases e polos do enrolamento do estator. (FITZGERALD *et al.*, 2006)

Para o controle do *flywheel* é fundamental que o acionamento da máquina seja realizado em velocidade variável, no intuito de controlar a quantidade de energia armazenada, além do seu próprio fluxo de potência.

No caso de uma máquina de indução com rotor de gaiola de esquilo, o controle de velocidade é alcançado através de um conversor CC-CA como o da figura 4.1. Caso a máquina esteja conectada a uma rede CA é necessário um outro conversor CA-CC, que opera unido ao primeiro por um capacitor CC, numa configuração conhecida como *back to back* (figura 6.1).

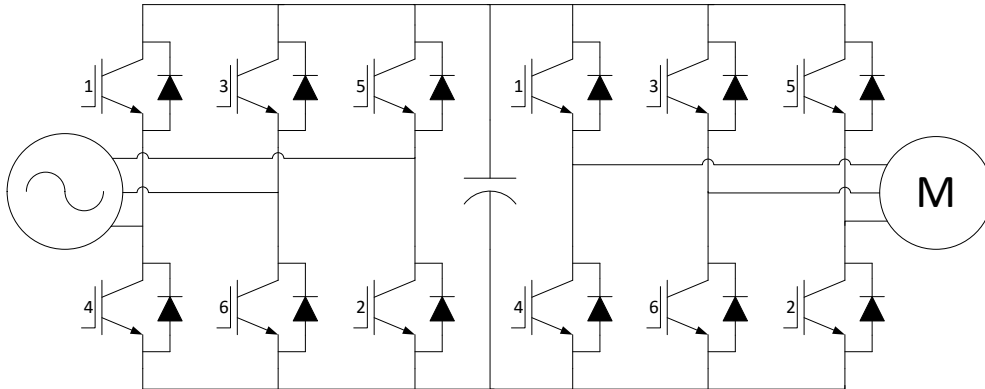


Figura 6.1: Conversores em *back to back*.

A máquina de indução com rotor bobinado oferece uma alternativa para a configuração anterior: a máquina de indução duplamente alimentada (MIDA). Nesta solução o enrolamento do estator é diretamente conectado à rede CA e o enrolamento do rotor é ligado a um conversor em *back to back*, como ilustra a figura 6.2.

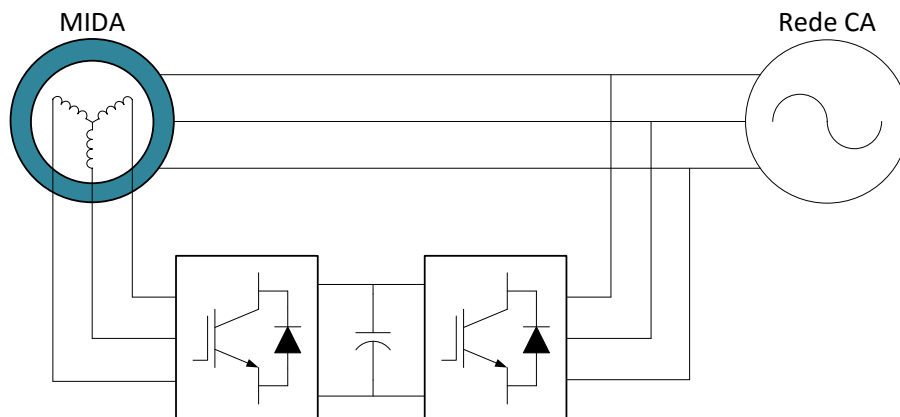


Figura 6.2: Máquina de indução duplamente alimentada.

O conversor em *back to back* trata-se de dois conversores PWM bidirecionais unidos por um capacitor CC, assim como no caso do conversor apresentado para a máquina com gaiola de esquilo, porém com a MIDA o dimensionamento desse conversor equivale a apenas 25% da aplicação anterior. O conversor em *back to back* é capaz de controlar o fluxo de potência na MIDA através do controle de seu escorregamento. (TAZIL *et al.*, 2010)

A tabela 6.1 exibe as vantagens e desvantagens da MIDA em relação ao uso da máquina de gaiola de esquilo.

Tabela 6.1: Vantagens e desvantagens da MIDA em relação a máquina de indução com gaiola de esquilo. (TAZIL *et al.*, 2010; MULLER *et al.*, 2000; BRUNE *et al.*, 1994)

Vantagens	Desvantagens
Redução no custo do inversor, pois este é tipicamente dimensionado em 0,25pu.	A máquina de rotor bobinado é mais cara que a com rotor de gaiola de esquilo.
Melhora na eficiência do sistema devido ao menor dimensionamento do conversor.	Custos de manutenção com adição de escovas e anéis coletores.
Redução nos custos do filtro do inversor e nos filtros de interferência eletromagnética, pois os filtros são dimensionados em 25% da potência total do sistema.	Embora possa ser realizado o controle de potência imaginária, sua magnitude é limitada pelo desejado conversor com menor dimensionamento.
	A extensão de velocidade é de apenas $\pm 33\%$ em torno da velocidade síncrona.

O fato da extensão de velocidade ser de apenas $\pm 33\%$ em torno da velocidade síncrona configura uma desvantagem considerável para a aplicação da MIDA como *flywheel*, pois como a energia armazenada varia com o quadrado da velocidade, perde-se a oportunidade de armazenar muito mais energia considerando um mesmo momento de inércia.

Outra desvantagem significativa é o controle de potência imaginária com magnitude limitada. A carga estudada apresenta grande quantidade de potência imaginária, com a MIDA não seria possível compensá-la integralmente.

Diante dessas informações justifica-se o uso da configuração da máquina de indução com rotor de gaiola de esquilo e conversores em *back-to-back*.

6.1 Controle da Máquina de Indução

Para que seja possível elevar significativamente a velocidade máxima de operação do *flywheel*, neste trabalho o controle da máquina de indução é realizado utilizando a topologia de duplo conversor. Para tornar esta configuração possível é necessário acesso aos seis terminais da máquina. Um dos conversores é conectado ao elo CC e à máquina, este é denominado conversor frontal (CF) e é responsável pelo controle de velocidade do *flywheel*. O outro conversor é conectado aos terminais restantes da máquina e a um capacitor, é chamado de conversor traseiro (CT), seu papel é fornecer toda potência imaginária exigida durante o acionamento (RUEDA, 2014). A figura 6.3 mostra uma visão geral do compensador conectado em derivação ao sistema, juntamente com o duplo conversor.

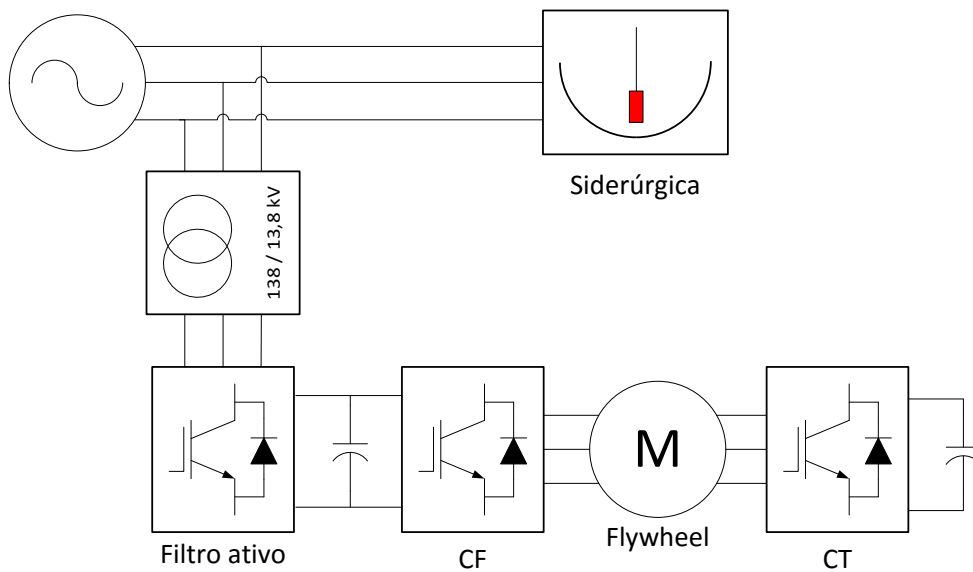


Figura 6.3: Visão geral do compensador.

Uma visão mais detalhada da topologia de duplo conversor é exibida na figura 6.4, onde o CF aparece conectado a uma fonte de tensão (V_{CC1}) para simbolizar que este fornece potência ativa à máquina, embora no projeto do compensador (figura 6.3) esteja conectado a um capacitor.

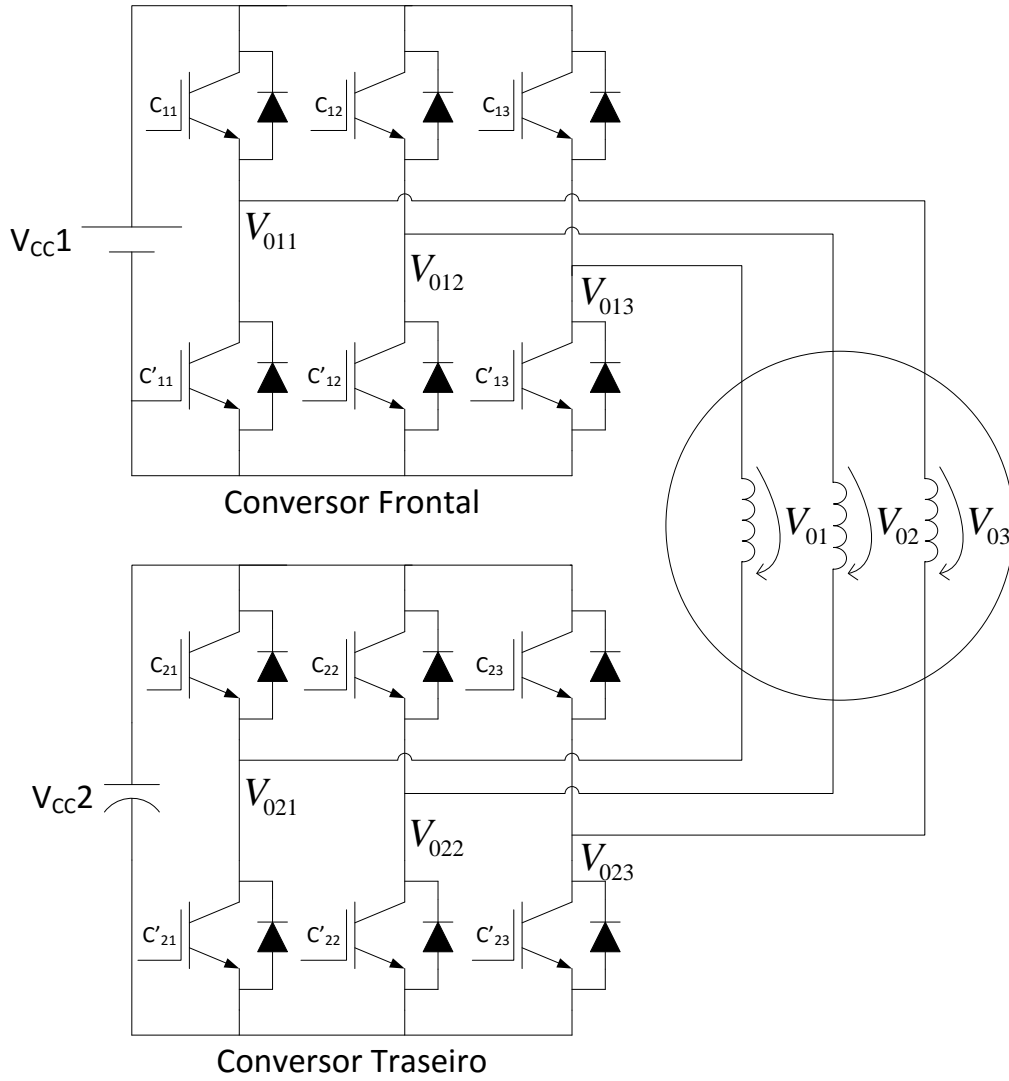


Figura 6.4: Topologia de acionamento com duplo conversor.

A tensão no estator em regime permanente é descrita a seguir em grandezas fasoriais,

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_e \sigma L_s \bar{I}_s + j\omega_e \frac{L_m}{L_r} \bar{\lambda}_{rd}, \quad (6.1)$$

onde ω_e corresponde à velocidade angular elétrica do estator, σ ao coeficiente total de dispersão da máquina, L_m à indutância mútua e λ_{rd} ao fluxo no rotor. As variáveis com a letra s subscrita se referem ao estator, e com a letra r ao rotor. O termo $j\omega_e \sigma L_s \bar{I}_s$ é definido como tensão reativa de dispersão em (KIM *et al.*, 2004). Já o

termo $j\omega_e L_m \bar{\lambda}_{rd}/L_r$ representa a tensão interna do campo eletromagnético do rotor ou força eletromotriz FEM (RUEDA, 2014).

Em (KIM *et al.*, 2004) este conversor é proposto para o controle de tração de um veículo elétrico, onde o acionamento em altas velocidades se torna um grande desafio, pois a tensão interna do campo eletromagnético do rotor e a tensão reativa de dispersão crescem com a velocidade, fazendo com que a tensão disponível no barramento CC seja insuficiente para controlar a máquina.

Caso a tensão reativa seja fornecida por uma segunda fonte de alimentação, a primeira passa a ter condições de controlar a máquina em velocidades maiores que outrora. Sendo esta segunda fonte responsável apenas por injetar potência imaginária, um simples capacitor atende a demanda, dispensando o uso de baterias ou circuitos retificadores como em (SHIVAKUMAR *et al.*, 2001; SANTOS *et al.*, 2015) onde os dois conversores injetam potência real.

Uma estratégia muito comum para lidar com o problema da tensão reativa em acionamentos de alta velocidade é o enfraquecimento do fluxo magnético para valores de velocidade acima da nominal. Todavia esta estratégia prejudica a resposta dinâmica da máquina (BOSE, 2002), o que traz grandes prejuízos para sua operação no caso de estudo deste trabalho. Como visto, a carga a ser compensada possui oscilações de grande magnitude em alta frequência, o que requer uma resposta muito veloz do compensador como um todo. Uma resposta lenta da máquina prejudicaria o controle da tensão CC que alimenta o filtro ativo, como será visto adiante.

Entretanto, com a topologia de duplo conversor é possível manter o fluxo nominal da máquina mesmo para valores de velocidade acima da nominal. No caso em estudo o enfraquecimento de fluxo só é utilizado quando a velocidade ultrapassa 1,4 pu. O mesmo obedece a seguinte estratégia:

$$\begin{cases} Se \omega \leq 1,4\omega_n, \psi_{ref} = \psi_n \\ Se \omega > 1,4\omega_n, \psi_{ref} = \psi_n \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right) \end{cases}, \quad (6.2)$$

onde ψ_{ref} representa o fluxo de referência e ψ_n o fluxo nominal.

A operação da máquina em velocidades acima da nominal, acompanhada do aumento de sua velocidade máxima, pode ser efetuada elevando-se a tensão no barramento CC, todavia existem diversas vantagens em, ao invés disso, adotar a topologia de duplo conversor, algumas são: o uso de componentes com menor tensão nominal propicia maior eficiência, o conversor apresenta menor distorção harmônica, menor tensão de modo comum e possui potencial para tolerância a faltas (operação de apenas um dos conversores com potência reduzida). Todas essas melhorias sem produzir impactos significantes no custo, pois o aumento no número de chaves semicondutoras é compensado pela redução no custo das mesmas, devido sua menor tensão nominal.

Na topologia de duplo conversor, a tensão na carga é dada em função da tensão terminal de cada um dos conversores. A partir do potencial em cada conversor é possível definir a tensão sobre a carga segundo a seguinte expressão matricial (SANTOS *et al.*, 2015):

$$\begin{bmatrix} V_{01} \\ V_{02} \\ V_{03} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{011} \\ V_{012} \\ V_{013} \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{021} \\ V_{022} \\ V_{023} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

As tensões CA em cada conversor são funções do estado das chaves semicondutoras, para o caso de chaves ideais, elas são definidas pela expressão (6.4), onde a variável dependente do tempo $\gamma_k(t)$ com $k \in \{1, 2, 3\}$ representa o estado das chaves. Deste modo, a tensão de saída do duplo conversor é dada pela expressão (6.5) (SANTOS *et al.*, 2015).

$$\gamma_k(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } C_{k1} \text{ estiver fechada, logo } C_{k2} \text{ estará aberta} \\ 0 & \text{se } C_{k1} \text{ estiver aberta, logo } C_{k2} \text{ estará fechada} \end{cases} \quad (6.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{011} = \gamma_{11} V_{cc1} \\ V_{012} = \gamma_{12} V_{cc1} \\ V_{013} = \gamma_{13} V_{cc1} \end{array} \right. e \left\{ \begin{array}{l} V_{021} = \gamma_{11} V_{cc2} \\ V_{022} = \gamma_{12} V_{cc2} \\ V_{023} = \gamma_{13} V_{cc2} \end{array} \right. \quad (6.5)$$

6.2 Representação da Máquina de Indução

O bloco de máquina de indução fornecido pelo PSCAD não dá acesso aos seis terminais do estator, o software fornece apenas 3 e realiza uma conexão Y com os demais. Isso impossibilita o uso deste bloco para a simulação da topologia de duplo conversor, assim, a máquina foi representada pelas suas equações de estado no modelo d-q.

6.2.1 Modelagem no Espaço de Estados

Segundo (BOSE, 2002) o modelo dinâmico no espaço de estados, tendo os fluxos concatenados como variáveis de estado, é dado por:

$$\frac{dF_{qs}}{dt} = \omega_b \left[v_{qs} - \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{ds} - \frac{R_s}{X_{ls}} (F_{qs} - F_{qm}) \right], \quad (6.6a)$$

$$\frac{dF_{ds}}{dt} = \omega_b \left[v_{ds} + \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{qs} - \frac{R_s}{X_{ls}} (F_{ds} - F_{dm}) \right], \quad (6.6b)$$

$$\frac{dF_{qr}}{dt} = -\omega_b \left[\frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{dr} + \frac{R_r}{X_{lr}} (F_{qr} - F_{qm}) \right], \quad (6.6c)$$

$$\frac{dF_{dr}}{dt} = -\omega_b \left[-\frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{qr} + \frac{R_r}{X_{lr}} (F_{dr} - F_{dm}) \right]. \quad (6.6d)$$

Onde,

- $F_{ij} = \omega_b \psi_{ij}$,
- d : eixo direto,
- q : eixo em quadratura,
- s : variável do estator,

- r : variável do rotor,
- v_{ds}, v_{qs} : tensões do estator nos eixos d e q,
- F_{dm}, F_{qm} : fluxos de magnetização nos eixos d e q,
- R_r : resistência do rotor,
- R_s : resistência do estator.
- X_{ls} : reatância de dispersão do estator ($\omega_e L_{ls}$),
- X_{lr} : reatância de dispersão do rotor ($\omega_e L_{lr}$),
- ω_e : frequência angular elétrica do estator,
- ω_r : velocidade angular elétrica do rotor,
- ω_b : frequência angular elétrica base da máquina.

De posse das variáveis de estado é possível determinar outras grandezas da máquina, como mostram as expressões seguintes.

$$F_{mq} = X_{ml} \left[\frac{F_{qs}}{X_{ls}} + \frac{F_{qr}}{X_{lr}} \right] \quad (6.7)$$

$$F_{md} = X_{ml} \left[\frac{F_{ds}}{X_{ls}} + \frac{F_{dr}}{X_{lr}} \right] \quad (6.8)$$

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} (F_{qs} - F_{qm}) \quad (6.9)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}} (F_{ds} - F_{dm}) \quad (6.10)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{1}{\omega_b} (F_{ds} i_{qs} - F_{qs} i_{ds}) \quad (6.11)$$

$$T_e - T_L = J \left(\frac{2}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} \quad (6.12)$$

Onde,

- i_{ds}, i_{qs} : correntes do estator nos eixos d e q,
- X_{ml} : $1 / \left(\frac{1}{x_m} + \frac{1}{x_{ls}} + \frac{1}{x_{lr}} \right)$,
- p : número de polos,
- J : momento de inércia,
- T_e , torque eletromagnético,
- T_L , torque da carga.

Para implementar um modelo que utilize estas equações no PSCAD foram utilizadas três fontes de corrente, sendo uma para cada fase. Os dados de entrada para a solução das equações de estado são as tensões medidas nos terminais do estator da máquina e o torque da carga. As tensões no referencial abc são convertidas para o referencial dq através da transformada de Park (equação (6.13)),

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - 120^\circ) & \text{sen}(\theta + 120^\circ) \\ \text{cos}(\theta) & \text{cos}(\theta - 120^\circ) & \text{cos}(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

onde $\theta = \omega_e t$.

O modelo define as correntes do estator no referencial dq , sendo estas convertidas para o referencial abc através da transformada inversa de Park (equação (6.14)), para que sejam enviadas às fontes de corrente.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) \\ \text{sen}(\theta - 120^\circ) & \text{cos}(\theta - 120^\circ) \\ \text{sen}(\theta + 120^\circ) & \text{cos}(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

6.2.2 Validação do Modelo

No intuito de validar o modelo apresentado na seção anterior, seu comportamento dinâmico foi comparado ao do modelo fornecido pelo Simulink, ferramenta de simulação do MATLAB. A comparação não foi realizada com o modelo fornecido pelo PSCAD porque este representa uma máquina de indução de gaiola dupla e as equações expostas na seção anterior referem-se a uma máquina de indução de gaiola simples, assim como o modelo disponibilizado pelo Simulink.

Para efetuar a comparação um dos terminais trifásicos do modelo do PSCAD foi conectado em Y. Nos dois casos uma fonte CA com tensão fase-fase de 13,8 kV e frequência de 60 Hz foi utilizada. A tabela 6.2 exibe os parâmetros da máquina de indução simulada. Estes foram estimados conforme descrito no apêndice B.

Tabela 6.2: Parâmetros utilizados na simulação.

Dados da máquina de indução			
p	4	J	867,86 kg.m ²
r_s	69,4 mΩ	r_r	9,8 mΩ
L_s	0,704 mH	L_r	0,704 mH
L_m	21,4 mH	V_n	13,8 kV
ω_n	1795 rpm	P_n	16 MW

A figura 6.5 mostra o comportamento do torque eletromagnético durante a partida direta da máquina nos dois casos. Enquanto a figura 6.6 faz o mesmo para a velocidade angular do rotor.

Nota-se grande semelhança entre os dois modelos, o que viabiliza a utilização do modelo baseado nas equações no espaço de estados apresentado nesta seção.

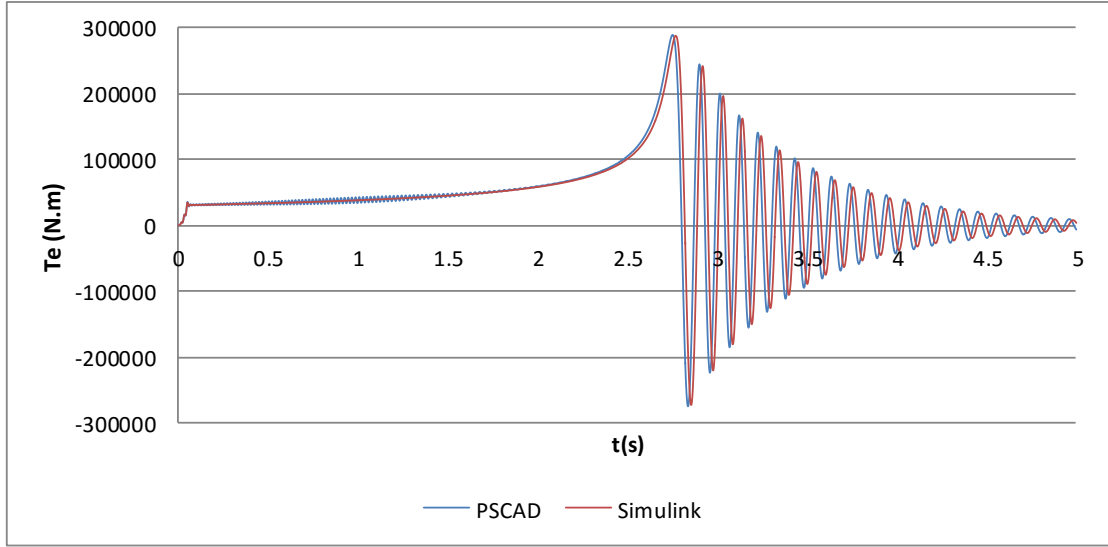


Figura 6.5: Comparação do torque eletromagnético.

6.3 Controle do Conversor Frontal

O conversor frontal é responsável pelo acionamento da máquina de indução. A estratégia escolhida foi o controle direto de torque e fluxo (*Direct Torque and Flux Control* – DTFC ou DTC).

O DTC, como o nome indica, é o controle direto de torque e fluxo de uma máquina pela seleção de vetores espaciais de tensão a serem aplicados por um conversor através da consulta de uma tabela (BOSE, 2002).

A estratégia consiste em selecionar o vetor de tensão apropriado para obtenção da melhor resposta dinâmica da máquina. Considerando que a queda de tensão no enrolamento (incluindo a parte resistiva e a tensão reativa de dispersão) é pequena, a trajetória do fluxo magnético do estator move-se na direção da tensão de saída do conversor (TAKAHASHI e NOGUCHI, 1986). Sendo assim, os vetores de tensão podem ser devidamente escolhidos para que se obtenha o comportamento desejado. Os vetores de tensão nulos (V_0 e V_7) curto circuitam os terminais da máquina e mantêm torque e fluxo praticamente inalterados. Devido à queda de tensão provocada pela resistência, torque e fluxo irão lentamente diminuir durante o curto-circuito

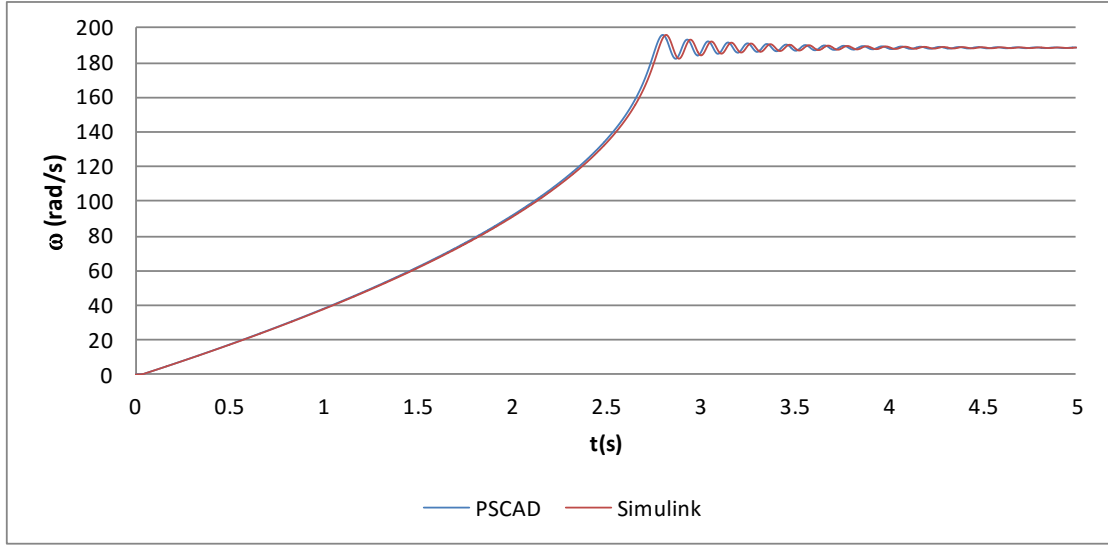


Figura 6.6: Comparação da velocidade angular do rotor.

(BOSE, 2002).

A magnitude do torque eletromagnético em função dos fluxos no estator e rotor é dada pela equação (6.15), sendo γ o ângulo entre os mesmos.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r L'_s} \left| \vec{\psi}_r \right| \left| \vec{\psi}_s \right| \text{sen} \gamma \quad (6.15)$$

Onde $L'_s = L_s L_r - L_m^2$. Se o fluxo no rotor permanecer constante e o ângulo γ for acrescido de $\Delta\gamma$ através da tensão no estator, o acréscimo no torque é descrito pela expressão (6.16).

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r L'_s} \left| \vec{\psi}_r \right| \left| \vec{\psi}_s + \Delta \vec{\psi}_s \right| \text{sen} \Delta \gamma \quad (6.16)$$

A hipótese de que o fluxo do rotor permanece constante para um curto intervalo de tempo é justificada pela sua variação extremamente lenta, devido sua grande constante de tempo. Enquanto isso, o fluxo no estator varia rapidamente com \vec{V}_s . (BOSE, 2002)

Desprezando a resistência do estator é permitido estabelecer que

$$\Delta\vec{\psi}_s = \vec{V}_s \cdot \Delta t \quad (6.17)$$

o que significa que é possível controlar a trajetória do fluxo no estator através do vetor de tensão espacial imposto pelo conversor. A figura 6.7 ilustra como o fluxo no estator acompanha os vetores espaciais de tensão. Considerando o ponto de operação **A**, onde o fluxo magnético encontra-se no limite da banda superior de histerese, sendo necessário diminuí-lo, o uso do vetor de tensão V_3 por um período de tempo Δt_1 , faz com que $\vec{\psi}_s$ adote sua direção e sentido, o que resulta na atenuação do seu módulo, conforme desejado.

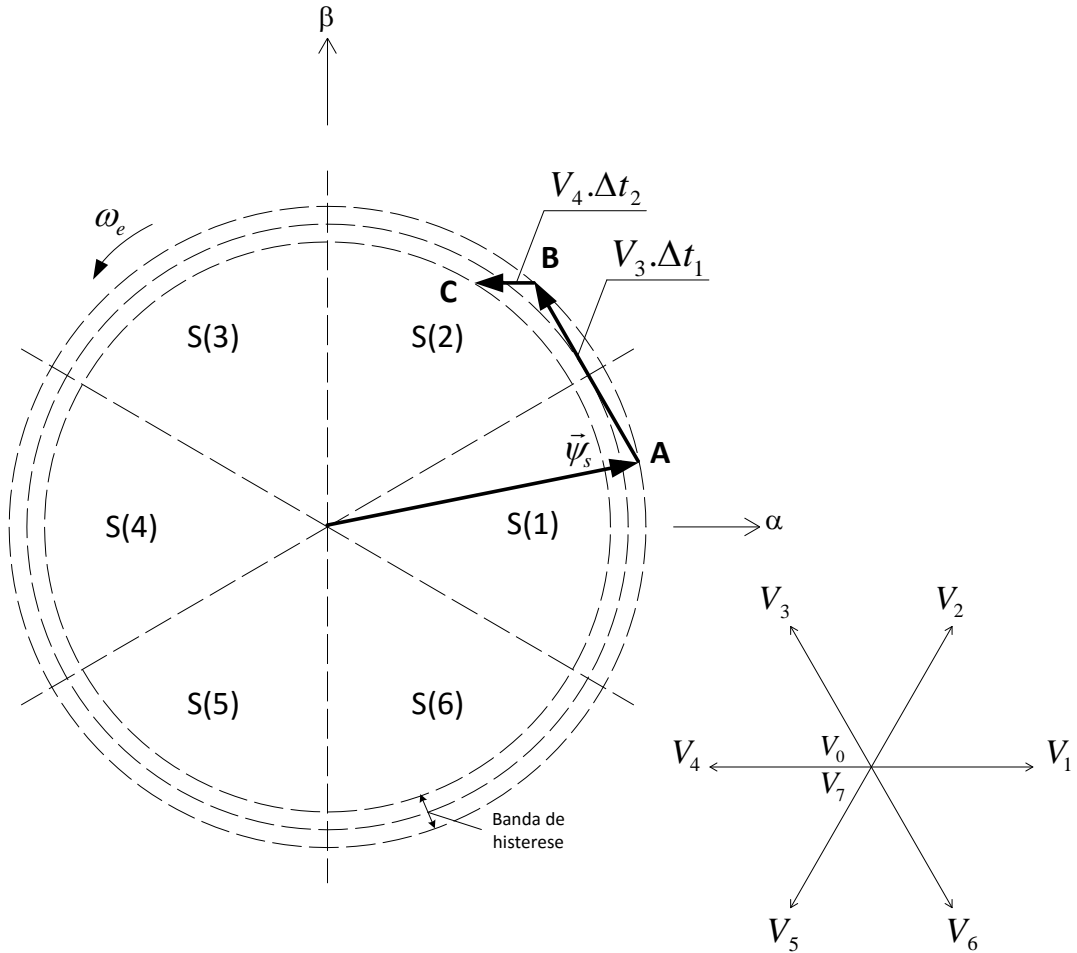


Figura 6.7: Trajetória do fluxo do estator no DTC.

A mesma situação ocorre no ponto de operação **B**, todavia o uso de V_3 não provoca atenuação de $\vec{\psi}_s$, e sim seu aumento. Já V_4 é um bom candidato para diminuir o fluxo no estator, como mostra novamente a figura 6.7. Portanto a seleção dos vetores espaciais para o controle de $\vec{\psi}_s$ depende do lugar que este ocupa no plano $\alpha\beta$, por esta razão divide-se o mesmo em seis setores (S(1) a S(6) na figura 6.7), onde cada um destes recebe um conjunto de vetores de tensão associados a determinadas ações de controle. Deste modo é possível construir uma tabela de chaveamento onde conhecido o setor que se encontra $\vec{\psi}_s$ e especificando seu comportamento desejado, é obtido o melhor vetor de tensão para segui-lo.

Ao controlar o fluxo magnético no estator também é possível controlar o torque eletromagnético (T_e) na máquina, como indica a equação (6.16), pois ao impor uma trajetória no mesmo sentido de rotação do rotor (ω_e) aplica-se um torque positivo. Já a seleção de um vetor de tensão cujo sentido seja oposto ao da rotação, um torque negativo é atingido. Na figura 6.8, no setor 2, V_3 e V_4 movem $\vec{\psi}_s$ na direção de ω_e , logo T_e é positivo. Porém V_3 provoca um aumento de $|\vec{\psi}_s|$, já V_4 provoca uma atenuação. Caso seja desejável que T_e seja negativo, V_1 ou V_6 devem ser selecionados, pois se movem na direção oposta a ω_e . A decisão entre V_1 ou V_6 deve ser tomada com base na necessidade de aumentar (V_1) ou diminuir (V_6) $|\vec{\psi}_s|$.

A extensão desta análise aos outros setores, como mostra a figura 6.8, é fundamental para a construção da tabela de chaveamento do DTC.

6.3.1 Diagrama de Blocos do DTC

A figura 6.9 mostra o diagrama de blocos do DTC. Um laço de controle para a velocidade da máquina é incluído. O controlador de velocidade tem como entradas a velocidade de referência e a velocidade medida. O erro de velocidade passa por um controlador proporcional integral (PI) dando origem ao torque de referência.

Torque eletromagnético e fluxo de referência são comparados com seus respectivos valores calculados. Os erros de torque e fluxo são processados por comparadores de histerese conforme as expressões (6.18) e (6.19). Os cálculos para estimativa de

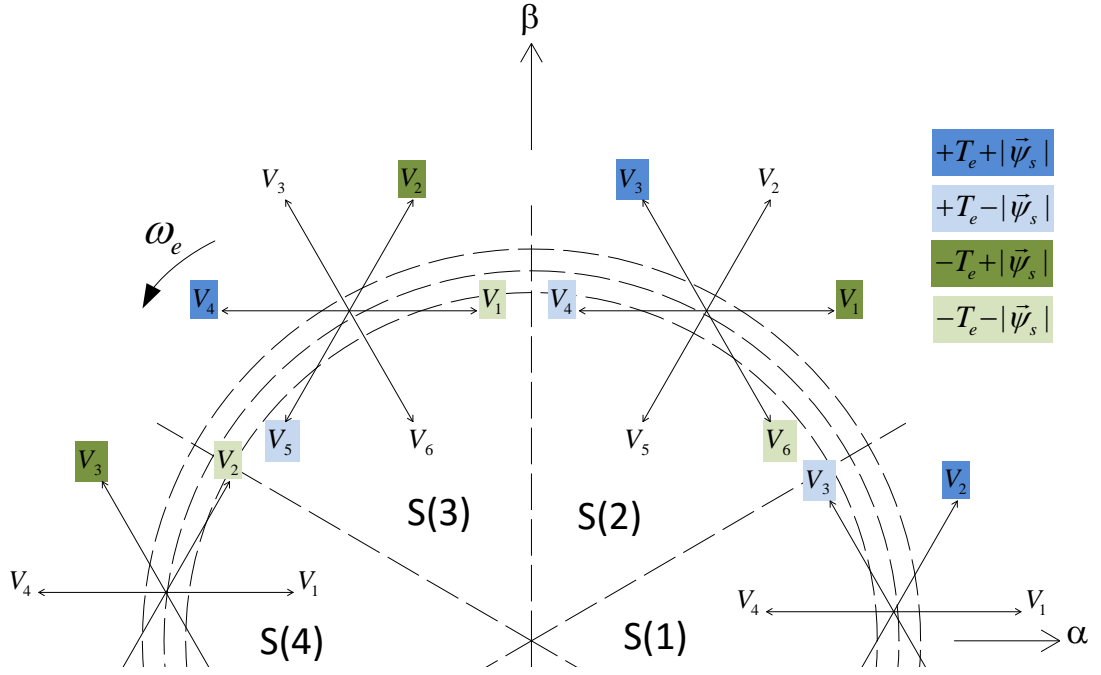


Figura 6.8: Consequências da seleção dos vetores espaciais em diferentes setores.

T_e e $\vec{\psi}_s$ são descritos pelas equações de (6.20) a (6.24), sendo r_a a resistência da armadura e P_p o número de pares de polos. São realizados num referencial fixo ao estator, logo não há necessidade de uma transformação de coordenadas para um referencial girante, o que dispensa o uso de um estimador de posição do fluxo rotórico, como no controle orientado pelo campo (FOC - *Field Oriented Control*).

$$H_{Te} = 1, \text{ para } E_{Te} > +HB_{Te} \quad (6.18a)$$

$$H_{Te} = -1, \text{ para } E_{Te} < -HB_{Te} \quad (6.18b)$$

$$H_{Te} = 0, \text{ para } -HB_{Te} < E_{Te} < +HB_{Te} \quad (6.18c)$$

$$H_{\psi} = 1, \text{ para } E_{\psi} > +HB_{\psi} \quad (6.19a)$$

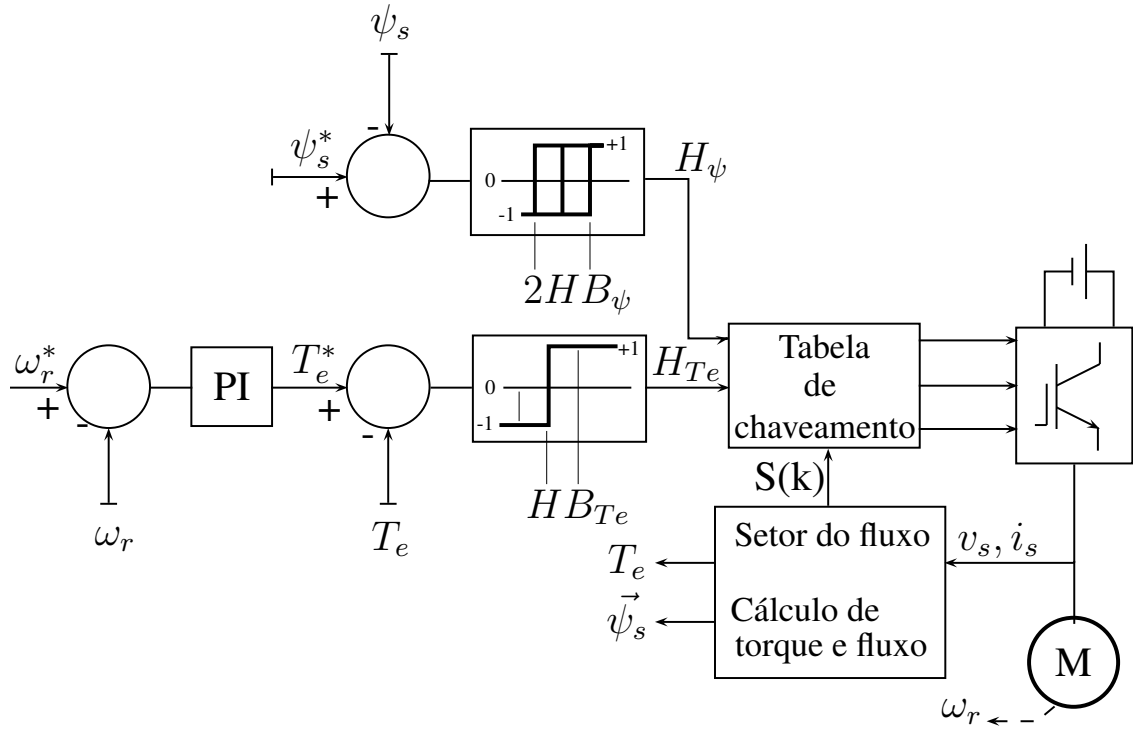


Figura 6.9: Diagrama de blocos do DTC.

$$H_\psi = -1, \text{ para } E_\psi < -HB_\psi \quad (6.19b)$$

$$\psi_\alpha = \int (v_\alpha - r_a i_\alpha) dt \quad (6.20)$$

$$\psi_\beta = \int (v_\beta - r_a i_\beta) dt \quad (6.21)$$

$$T_e = P_p(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (6.22)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \right) \quad (6.23)$$

$$\psi = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (6.24)$$

O setor em que se encontra o fluxo magnético do estator, cujo ângulo é obtido conforme a equação (6.23), é dividido em seis partes iguais, cada uma com 60° , conforme ilustrado pela figura 6.7.

Finalmente, de posse das saídas dos controladores de histerese, H_ψ e H_{Te} , e do

setor em que $\vec{\psi}_s$ se encontra é possível consultar a tabela de chaveamento do DTC (tabela 6.3) para obter o vetor espacial de tensão apropriado.

Tabela 6.3: Tabela de chaveamento do DTC. (BOSE, 2002)

H_ψ	H_{Te}	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Quanto ao DTC podem-se ressaltar as seguintes características:

- Formas de onda da corrente e fluxo no estator muito próximas da senoidal;
- Excelente comportamento dinâmico do torque;
- Não utiliza nenhum algoritmo PWM tradicional;
- É pouco dependente dos parâmetros da máquina, pois o único utilizado é a resistência de armadura.
- Controladores de histerese de torque e fluxo determinam a frequência de chaveamento do conversor, que varia com a velocidade síncrona e condições de carga.

6.4 Controle do Conversor Traseiro

O conversor traseiro é responsável por fornecer toda potência imaginária exigida pela máquina (q_m). Seu controle é baseado na Teoria p-q dual, conforme descrito na seção 2.2.

Para o cálculo das potências instantâneas são utilizadas as medições de tensão nos enrolamentos da máquina e as de corrente em cada fase (figura 6.10). A equação (6.25), baseada na equação (2.8), expressa as potências real e imaginária na máquina.

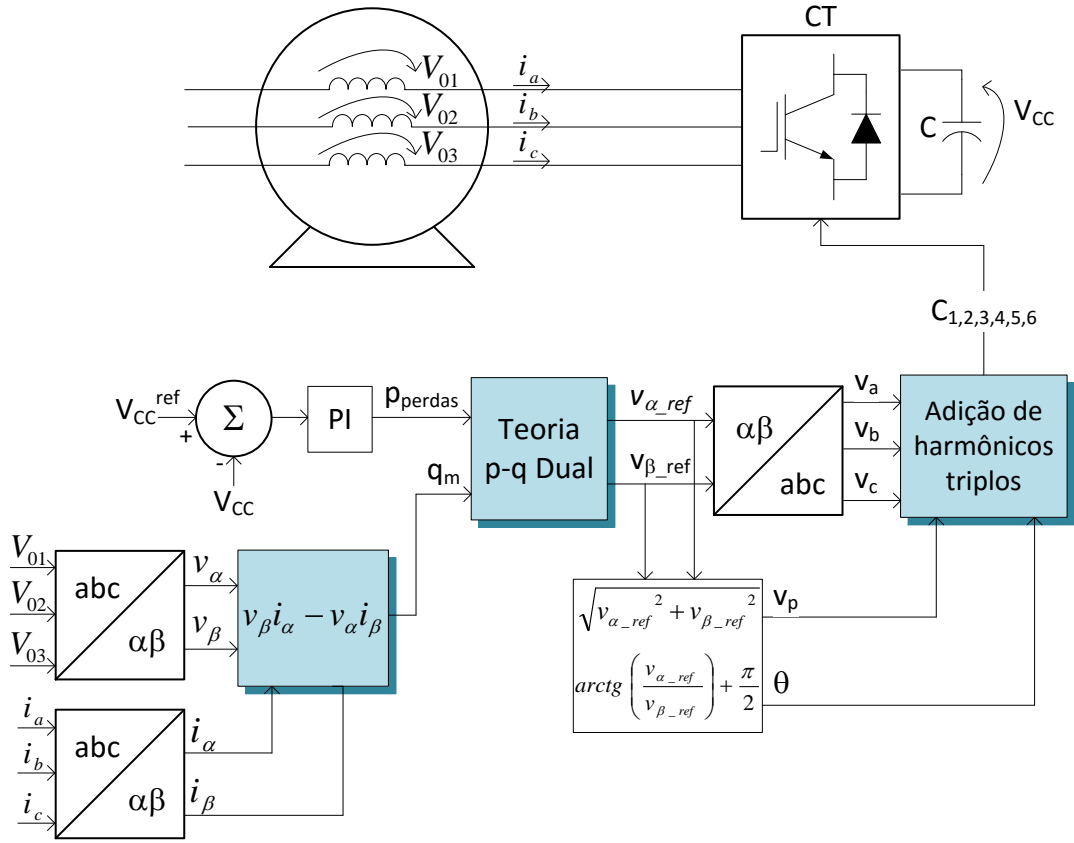


Figura 6.10: Diagrama de blocos do CT.

$$\begin{bmatrix} p_m \\ q_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha_m} & v_{\beta_m} \\ v_{\beta_m} & -v_{\alpha_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_m} \\ i_{\beta_m} \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

Devido ao chaveamento do conversor frontal em alta frequência, o cálculo das potências instantâneas apresenta elevado nível de ruído. Um filtro passa baixas com frequência de corte estabelecida em 100 Hz é utilizado para sua atenuação.

O conversor necessita de potência real para carregar o capacitor e suprir suas perdas (p_{perdas}), sua demanda é definida a partir de um controlador PI, cuja entrada é o erro de tensão no capacitor. Deseja-se compensar a potência imaginária, logo a

equação (2.17) torna-se

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha_ref} \\ v_{\beta_ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{\alpha_m}^2 + i_{\beta_m}^2} \begin{bmatrix} i_{\alpha_m} & -i_{\beta_m} \\ i_{\beta_m} & i_{\alpha_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{perdas} \\ q_m \end{bmatrix}. \quad (6.26)$$

Para o controle da tensão de saída do CT é utilizada a técnica de modulação PWM senoidal com adição de harmônicos de sequência zero, pelas razões expostas na seção 4.1.1. A frequência do sinal da portadora foi definida em 5 kHz. Uma explicação mais detalhada sobre a obtenção do ângulo de defasagem do vetor de tensão θ é dada no apêndice A.

6.5 Controle do Elo CC

O filtro ativo e o conversor frontal da máquina são unidos por um capacitor CC cuja tensão deve ser mantida em 25 kV. O conversor responsável pelo controle desta tensão varia de acordo com o modo de operação do *flywheel*.

Durante o carregamento inicial do *flywheel*, ou seja, da partida da máquina do repouso até sua velocidade inicial de operação, o filtro ativo controla a tensão no elo CC. Este objetivo é atingido ao realizar algumas mudanças no esquema de controle ilustrado da figura 4.2. Neste caso, o conversor não compensa a potência real oscilante do sistema, sequer sua potência imaginária, sua referência de potência é oriunda de um controlador PI cuja entrada é o erro de tensão no elo CC (figura 6.11). Durante a partida do *flywheel* a referência de torque para o CF é fornecida por um controlador PI cuja entrada é o erro de velocidade da máquina.

Quando o *flywheel* atinge sua velocidade nominal o conversor responsável pelo controle da tensão no elo CC passa a ser o CF. Se a tensão CC estiver alta, há energia em excesso no capacitor, essa energia é utilizada para acelerar a máquina até que a tensão retorne ao seu valor de referência. Se a tensão CC estiver baixa, o CF impõe uma frenagem regenerativa à máquina, devolvendo energia ao capacitor até que a tensão se eleve ao valor desejado. Para implementar esta estratégia o erro de tensão CC é conduzido por um controlador PI dando origem ao torque de

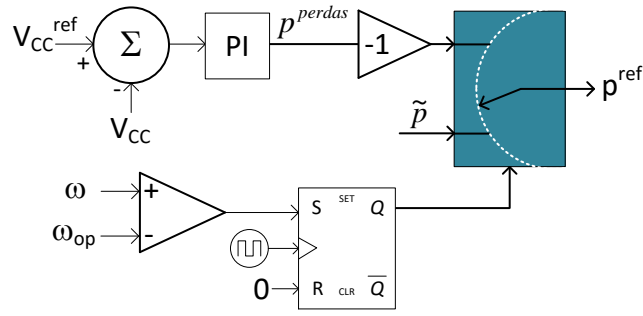


Figura 6.11: Referência para a potência real no filtro ativo.

referência (figura 6.12).

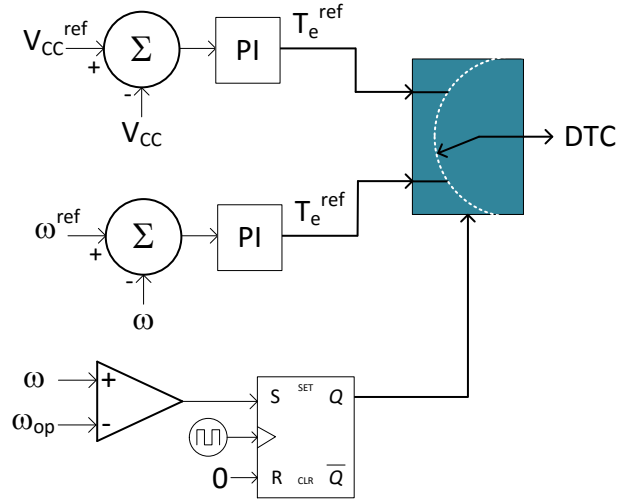


Figura 6.12: Controle do elo CC.

Considerando que a velocidade da máquina não mude de sentido, uma ordem positiva de torque faz o sentido do fluxo de potência ser do capacitor para a máquina, pois

$$P = T_e \omega, \quad (6.27)$$

assim $P > 0$. Já uma ordem de torque negativa, faz a potência fluir da máquina para o capacitor CC, pois $P < 0$.

Após a partida do *flywheel*, além da compensação da potência oscilante da carga, a ordem de potência real para o filtro ativo é adicionada de uma componente cuja função é manter a velocidade da máquina em 2 pu no longo prazo. Esta componente é necessária para suprir as perdas no compensador e evitar a operação em velocidades inapropriadas, devido a componentes em baixa frequência da carga. A figura 6.13 exhibe o adendo feito ao diagrama de blocos da figura 4.2.

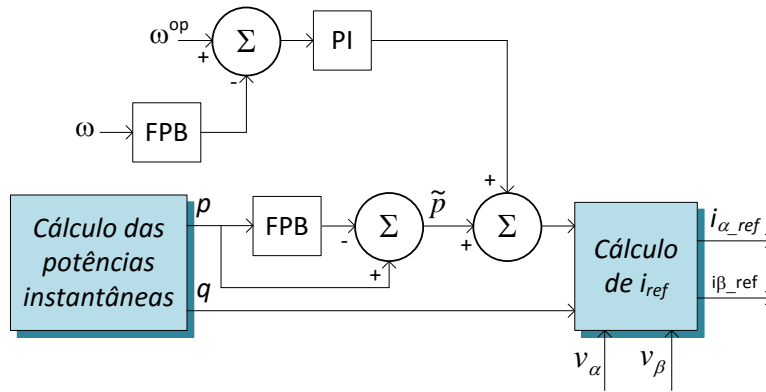


Figura 6.13: Diagrama de blocos para o controle da velocidade média.

6.6 Dimensionamento dos Capacitores CC

O dimensionamento dos capacitores CC foi baseado na equação (6.28) que descreve uma constante de tempo que considera características do compensador.

$$\tau = \frac{1}{2} \cdot \frac{C \cdot V_{CC}^2}{S} \quad (6.28)$$

Onde:

- C é a capacitância em farad;
- V_{CC} é a tensão CC nominal em volt;
- S é a potência aparente do conversor em volt-ampère.

Esta constante de tempo relaciona a energia armazenada no capacitor e a potência aparente do conversor, o que conduz a ideia de quanto tempo o conversor conseguiria permanecer em operação sem a contribuição do sistema de potência para manter a tensão no capacitor.

Segundo (ASSIS, 2000) o tamanho do capacitor pode ser classificado baseado em τ , sendo que para valores compreendidos entre 1 ms e 10 ms, este é considerado médio. Para valores inferiores a 1 ms o capacitor é considerado pequeno, e finalmente, para valores maiores que 10 ms, é considerado grande.

Neste trabalho o capacitor do elo CC foi dimensionado em $3.000 \mu\text{F}$, onde $\tau = 8,7 \text{ ms}$, o que classifica seu tamanho como médio. A potência aparente no conversor foi calculada considerando $P = 40 \text{ MW}$ e $Q = 100 \text{ Mvai}$.

Já o capacitor do CT foi dimensionado em $500 \mu\text{F}$, onde $\tau = 5,21 \text{ ms}$, também classificado como de tamanho médio. A potência aparente no conversor foi calculada considerando $P = 0 \text{ MW}$ e $Q = 30 \text{ Mvai}$. A potência real foi considerada nula pois seu valor é muito pequeno.

Capítulo 7

Simulações e Resultados

O software PSCAD foi utilizado para realizar simulações computacionais do compensador proposto. Foi utilizado um passo de simulação de $5 \mu s$.

7.1 Partida do *Flywheel*

Para o *flywheel* ser capaz de compensar as oscilações de potência real do sistema, antes este necessita atingir sua velocidade de operação, que no caso, é de 2 pu. A partida da máquina de indução é realizada a partir do método sugerido por (KAZMIERKOWSKI e KASPROWICZ, 1995) onde um sinal *carrier* (onda quadra 10 kHz com ciclo de trabalho de 70%) é adicionado ao comparador de torque. No início do acionamento, com velocidade igual a zero, o conversor é extremamente lento em magnetizar a máquina, pois utiliza apenas vetores ativos no intuito de aumentar o torque eletromagnético. Com o uso desta técnica, vetores nulos de tensão passam a ser utilizados, o que eleva a magnitude do fluxo magnético de maneira muito mais rápida. A figura 7.1 ilustra o uso do sinal *carrier* até que o fluxo nominal da máquina seja atingido.

A figura 7.2 mostra o torque eletromagnético e a velocidade angular do momento no qual a máquina se encontra em repouso até o alcance da sua velocidade de operação, que é de 3590 rpm. A corrente no estator durante a partida pode ser vista na figura 7.3.

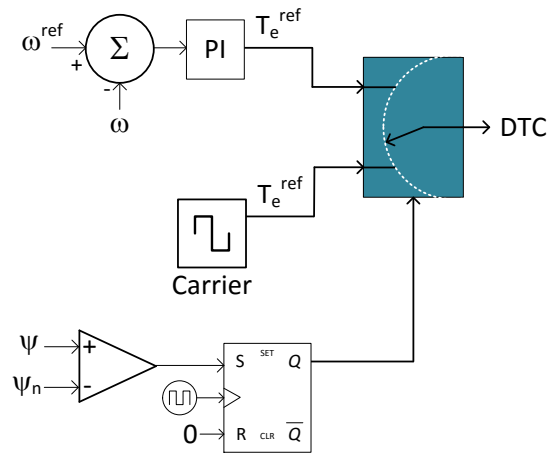


Figura 7.1: Sinal *carrier* para acelerar a magnetização da máquina.

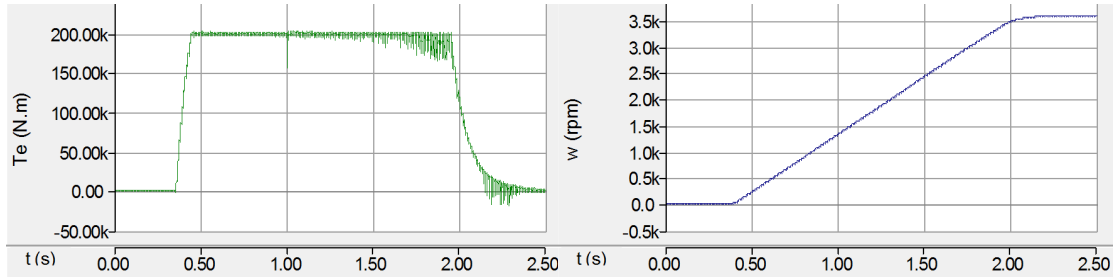


Figura 7.2: Torque eletromagnético e velocidade durante a partida da máquina.

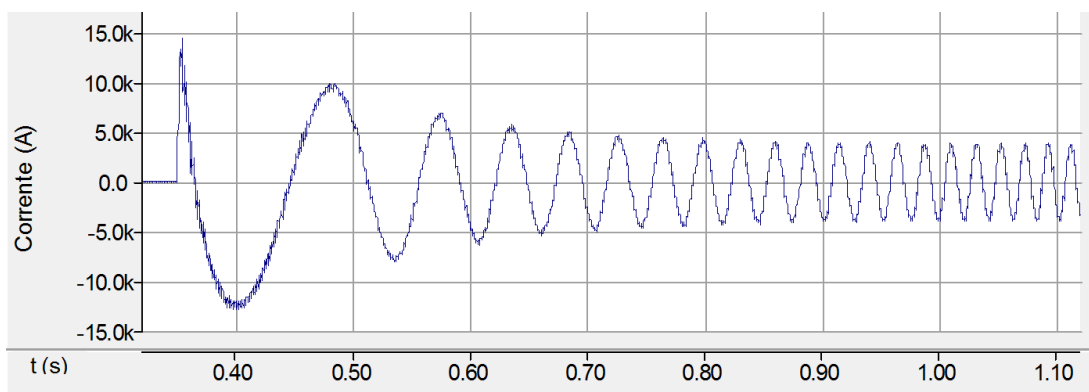


Figura 7.3: Corrente no estator durante a partida da máquina.

A partir da velocidade de 1,4 pu, que corresponde a aproximadamente 2500 rpm e é atingida quando $t \simeq 1,5$ s, é efetuado o enfraquecimento do fluxo magnético,

conforme ilustra a figura 7.4.

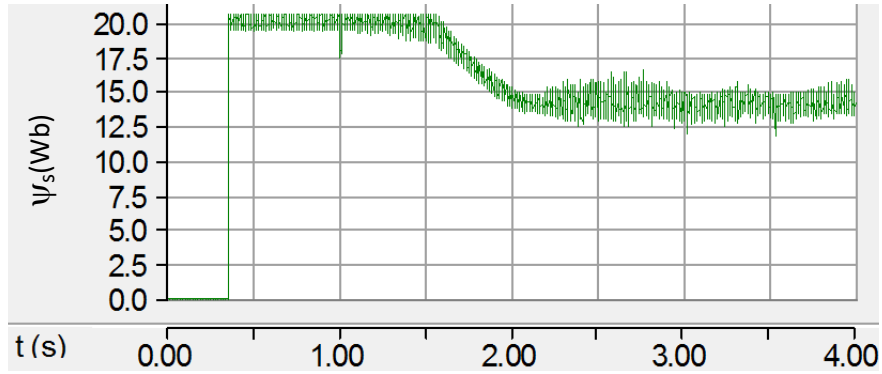


Figura 7.4: Fluxo magnético no estator da máquina.

7.2 Desempenho do Conversor Traseiro

A compensação da potência imaginária pelo conversor traseiro foi realizada com sucesso, como pode ser visto na figura 7.5, onde o cálculo da mesma foi realizado considerando a medição de tensão no lado CA do CF. Para a confecção desta figura foi utilizado um filtro passa baixas sintonizado em 10 Hz.

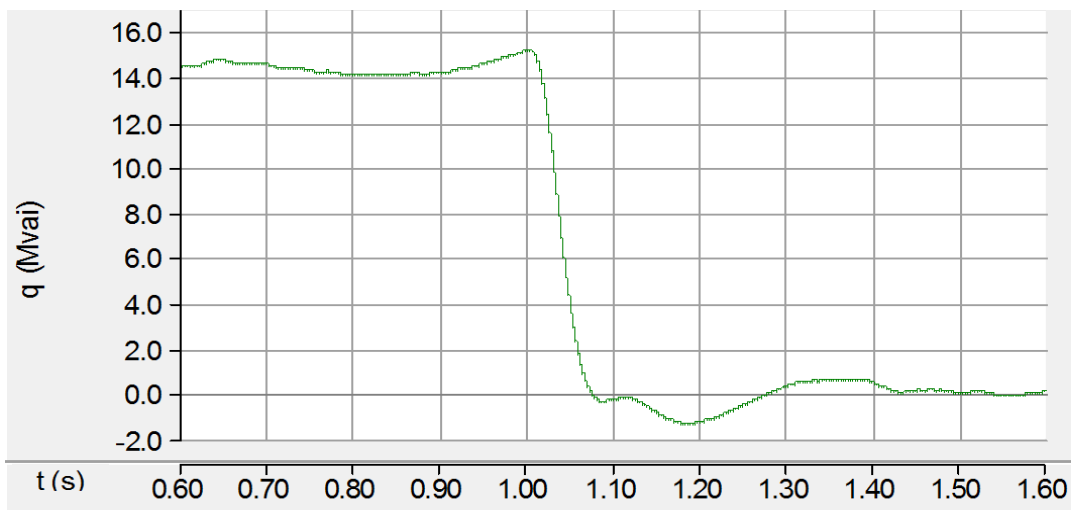


Figura 7.5: Potência imaginária exigida ao CF.

A figura 7.6 mostra a medição da potência instantânea imaginária exigida pela máquina, calculada com base nas medições de tensão e corrente em seus terminais. Para a confecção desta figura foi utilizado um filtro passa baixas também sintonizado em 10 Hz.

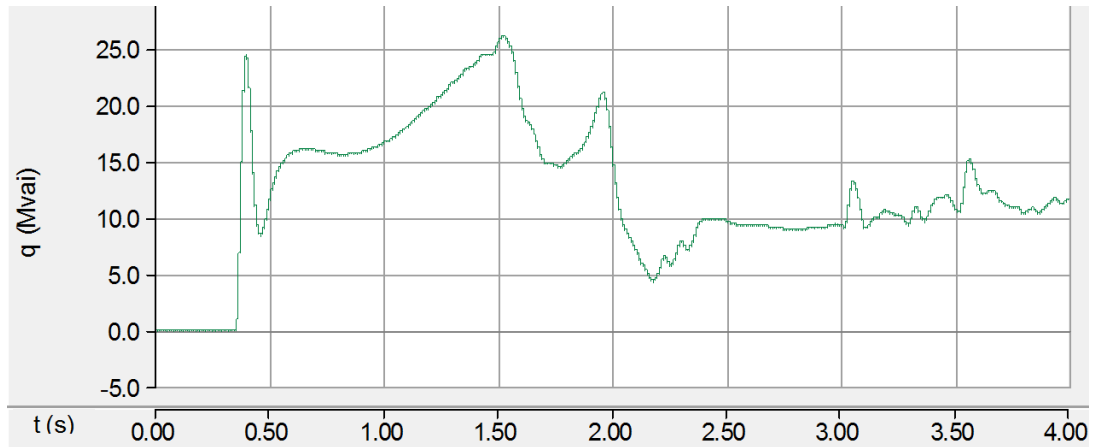


Figura 7.6: Potência imaginária exigida pela máquina.

A figura 7.7 mostra a tensão de referência para o CT com a adição dos harmônicos triplos. No mesmo gráfico, em vermelho, é exibida a tensão de referência antes da injeção de harmônicos, nota-se que o método de sincronismo utilizado é eficaz, pois as ondas não possuem defasagem angular entre si.

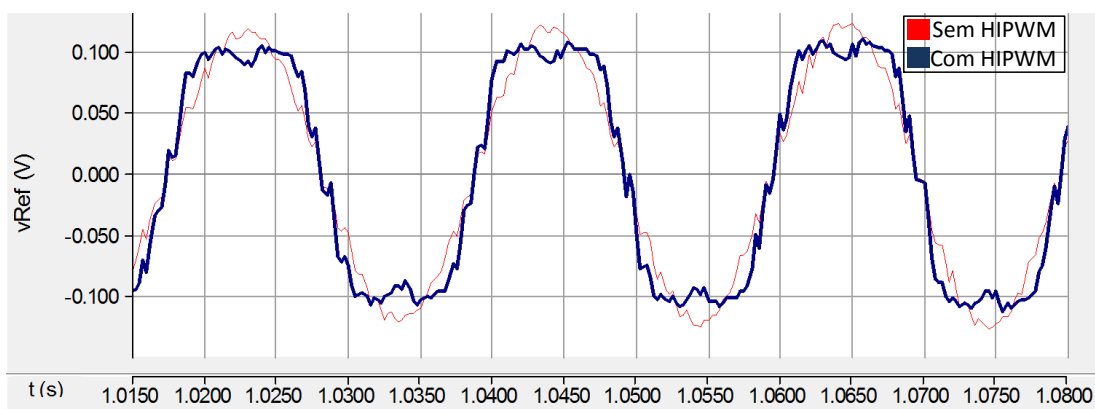


Figura 7.7: Tensões de referência com e sem injeção de harmônicos triplos.

7.3 Desempenho do Filtro Ativo

Como já mencionado nos capítulos anteriores, a estratégia de compensação consiste em eliminar a potência real oscilante e a potência imaginária do sistema. A figura 7.8 exibe p (em vermelho) e q (em verde) medidos na saída da LTA 41 na SE ZIN. Em $t = 3$ s, o compensador entra em operação. Nota-se que este cumpre sua função com sucesso, pois a potência imaginária cai para zero e a potência real se estabiliza em seu valor médio. Um pequeno ripple pode ser observado nas formas de onda, pois o chaveamento para a síntese das correntes de referência não é perfeito.

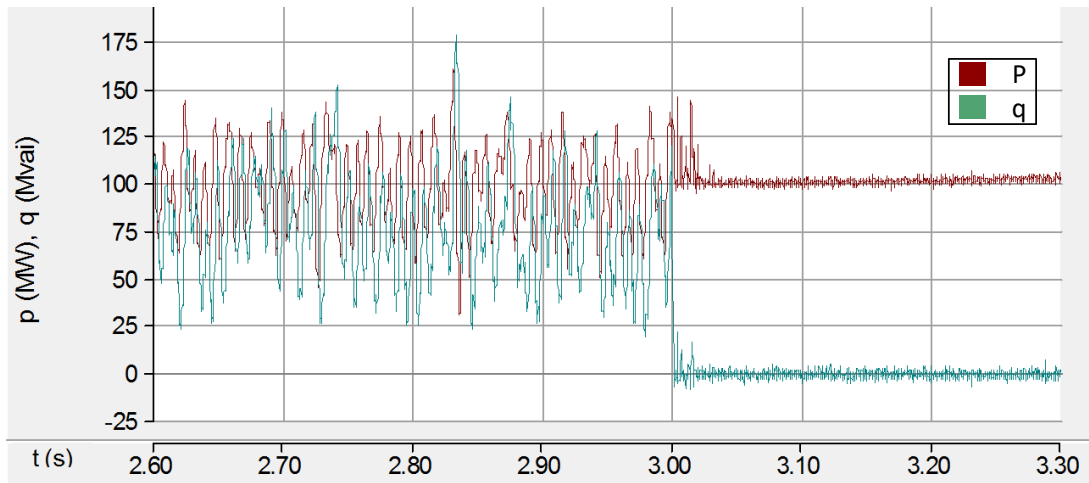


Figura 7.8: Compensação das potências real oscilante e imaginária.

A figura 7.9 mostra a corrente (na cor azul) e a tensão (na cor verde) na fase A da LTA 41. Nota-se que com a entrada do compensador as oscilações em baixa frequência cessaram. Além disso a corrente está em fase com a tensão, pois a potência imaginária foi eliminada.

Através de uma FFT (*fast Fourier transform*) aplicada sobre o sinal de corrente, com frequência fundamental estabelecida em 5 Hz, é possível conhecer seus harmônicos em baixa frequência. Na figura 7.10 é visualizada a atenuação dos harmônicos através do espectro de frequências da corrente na SE ZIN, onde o 12º harmônico corresponde à frequência de 60 Hz.

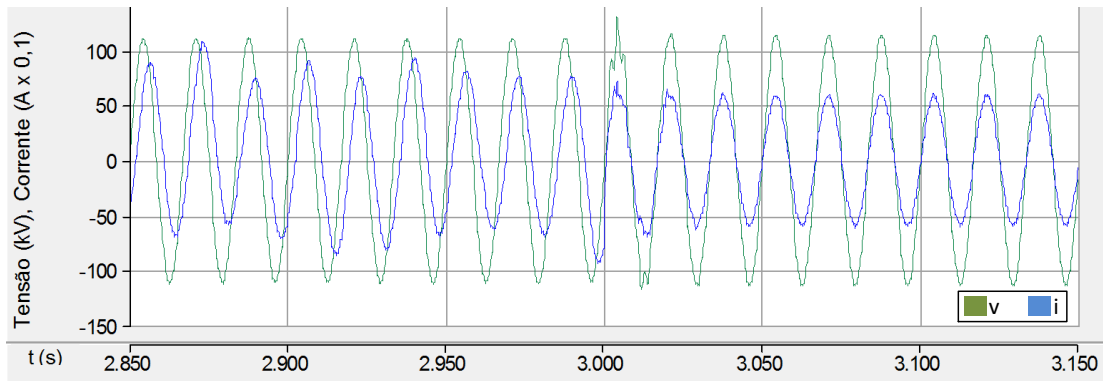


Figura 7.9: Corrente e tensão na LTA 41.

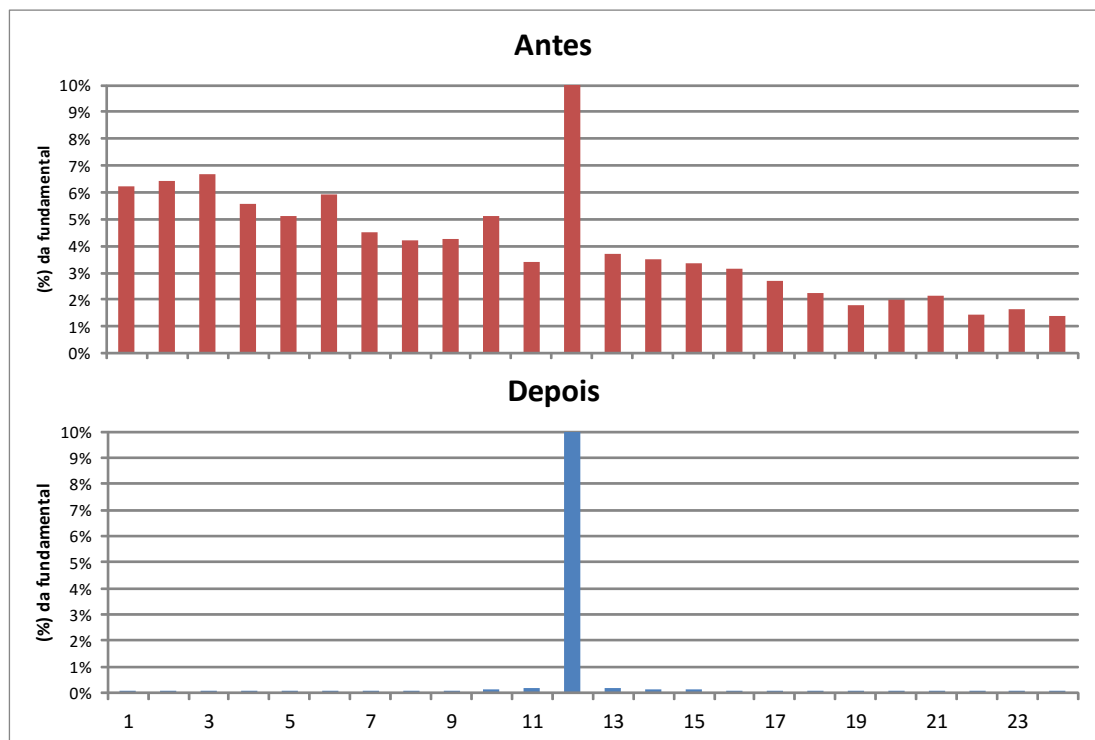


Figura 7.10: Espectro harmônico da corrente antes e depois da compensação.

A figura 7.11 mostra p (em vermelho) e q (em verde) injetados na rede pelo conversor. É possível observar que a potência real oscila em torno de zero, pois ora o conversor a absorve, ora a entrega ao sistema, compensando as oscilações da carga.

A figura 7.12 exhibe uma das fases da corrente de compensação injetada no sistema pelo conversor. É notória sua mudança de amplitude a cada meio ciclo.

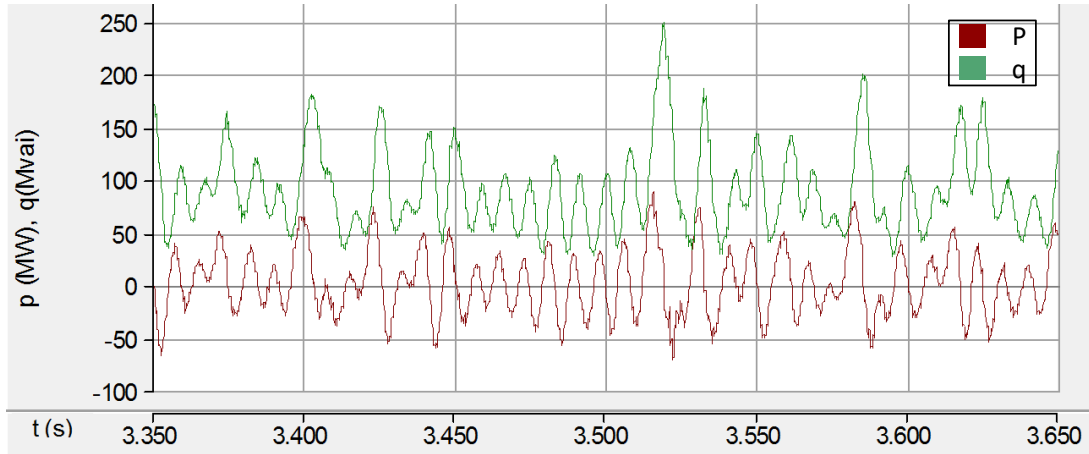


Figura 7.11: p e q injetados na rede pelo conversor.

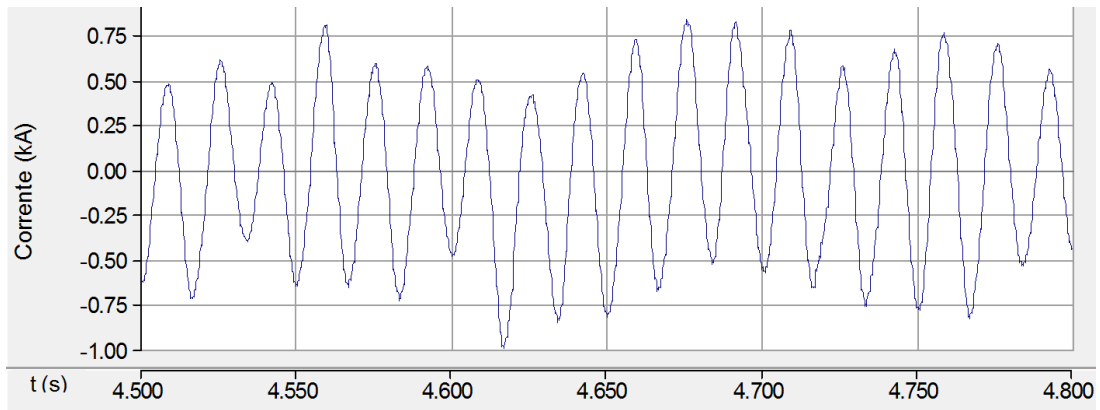


Figura 7.12: Corrente de compensação.

7.4 Oscilações de Torque e Velocidade

A figura 7.13 mostra a velocidade angular do *flywheel* durante a compensação. Nota-se uma variação muito baixa, apenas 1,9 %, o que é desejado para minimizar o estresse mecânico e, assim, aumentar sua vida útil.

A velocidade de operação do *flywheel* foi estipulada em 2 pu a fim de limitar as pulsações de torque na máquina, pois quanto maior a velocidade angular, menor deve ser o torque eletromagnético para se obter a mesma potência (vide (6.27)). Esta estratégia reduz as oscilações de torque, que por sua vez, quando de grande mag-

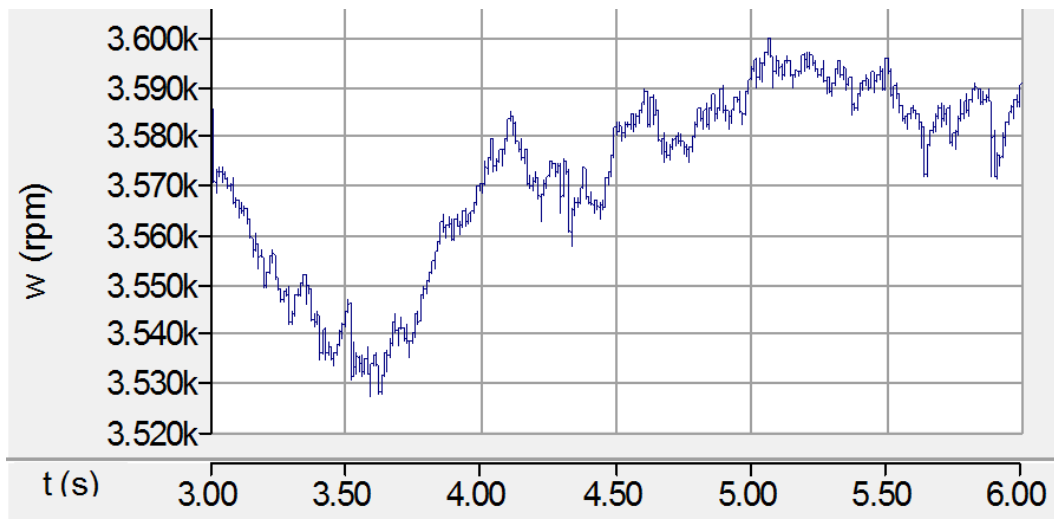


Figura 7.13: Velocidade da máquina durante a compensação.

nitude, podem provocar desgaste no mancal, aumento no ruído acústico e vibração na máquina (WEDEEN, 1994; ZHAO *et al.*, 2015).

O rastreamento do torque eletromagnético quando o CF assume o controle da tensão no elo CC é exibido na figura 7.14.

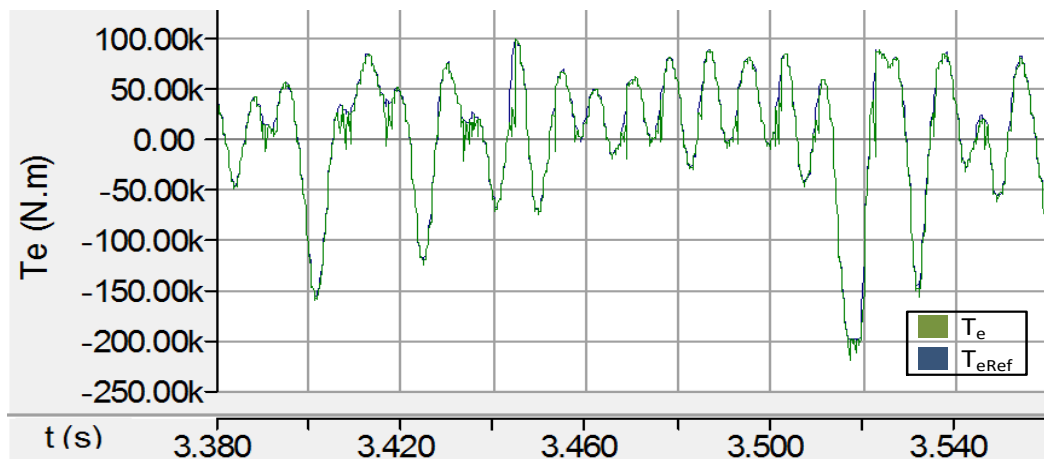


Figura 7.14: Rastreamento do torque eletromagnético para o controle da tensão no elo CC.

Através das figuras 7.13 e 7.14, e da equação (6.27), é possível constatar que a

potência real consumida pela máquina ultrapassa o seu valor nominal, informado na tabela 6.2, em diversos instantes. A figura 7.15 mostra a potência real instantânea na máquina durante a compensação. São observados picos em torno de 60 MW, todavia para o dimensionamento da mesma deve ser considerado um valor médio de potência, que neste caso, como trata-se da compensação de \tilde{p} , esse valor médio seria idealmente zero. Deste modo, o uso do valor rms da potência é mais apropriado.

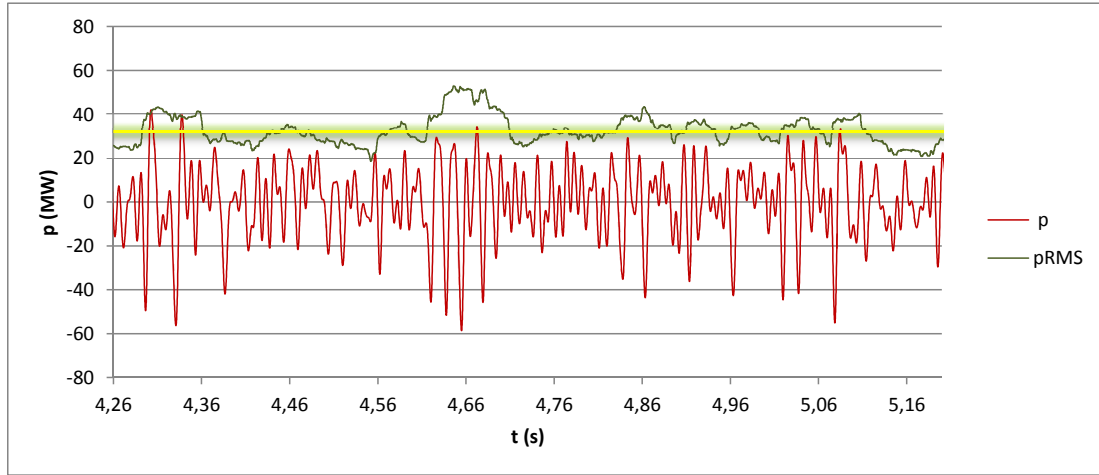


Figura 7.15: Potência real instantânea e rms na máquina.

Baseando-se no valor médio da potência rms na máquina, para uma aplicação experimental, a potência nominal da mesma deveria ser de aproximadamente 32 MW.

O controle da tensão CC através do CF foi efetuado com sucesso, conforme exibido na figura 7.16. O ripple na tensão CC é relativamente grande, contudo não houve prejuízo para a operação do compensador.

7.5 Mitigação do efeito *flicker*

A fim de investigar o nível de *flicker* nas tensões apresentadas foi utilizado o padrão flickermeter, cujos detalhes são descritos no apêndice C. O flickermeter fornece um índice de percepção de curta duração (P_{ST}) das oscilações que será utilizado para avaliar o desempenho do compensador. Também existe um índice para o nível de

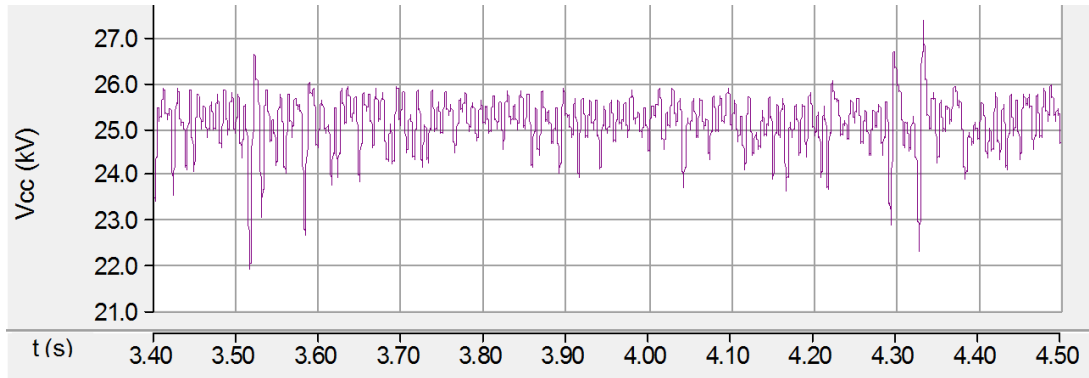


Figura 7.16: Tensão no elo CC durante o controle pelo CF.

percepção de longa duração (P_{LT}), todavia este não será considerado neste trabalho (ASSIS, 2000).

7.5.1 Compensação da potência imaginária e real oscilante

A figura 7.17 mostra a tensão na barra da SE ZIN (em verde) e na barra da siderúrgica (em azul) em valores RMS e em pu. A barra da siderúrgica sofre maiores oscilações de tensão devido à impedância da linha de subtransmissão. Em $t < 3$ s, nota-se uma pequena subtensão na barra da SE ZIN (em torno de 0,99 pu) fruto da alta demanda de potência imaginária.

A partir da entrada do compensador em operação, em $t = 3$ s, as oscilações de tensão na barra da SE ZIN são praticamente eliminadas, enquanto na barra da siderúrgica sofrem grande redução. A SE ZIN passa a apresentar uma pequena sobretensão (aproximadamente 1,005 pu), pois com a compensação da potência imaginária, seu fator de potência tornou-se capacitivo devido ao banco de capacitores instalado no barramento de 138 kV da subestação (vide apêndice D).

O resultado das medições do nível de percepção do efeito *flicker* provocado pela operação do forno a arco foi de $P_{STZIN} = 1,716$ na barra da SE ZIN, e $P_{STCOS} = 2,068$ na barra da Cosigua.

A norma IEEE 1453-2004 (*IEEE Recommended Practice for Measurement and*

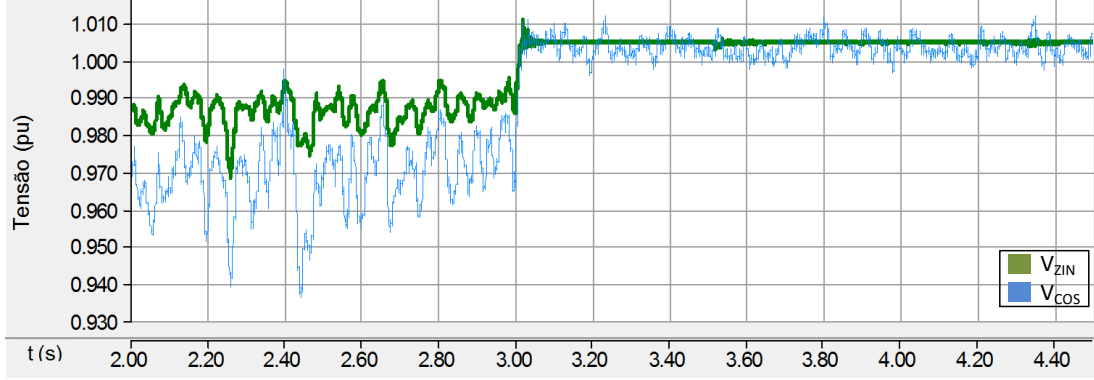


Figura 7.17: Tensão na barra da SE ZIN e da siderúrgica.

Limits of Voltage Fluctuations and Associated Light Flicker on AC Power Systems) estabelece que para tensões entre 35 e 230 kV o nível de planejamento de *flicker* recomendado é de $P_{ST} = 0,8$. Deste modo, antes da entrada do compensador em operação, as tensões tanto na SE ZIN como na Cosigua estão fora das exigências da norma.

Com a compensação das oscilações de potência real oscilante e imaginária o *flicker* é praticamente eliminado na SE ZIN, pois $P_{ST_{ZIN}} = 0,042$. Apesar da redução de $P_{ST_{COS}}$ para 1,041 o nível de *flicker* na Cosigua ainda se encontra fora dos limites recomendados pela norma.

7.5.2 Compensação apenas da potência imaginária

Em (GHADIMI e RAVESH, 2016; REED *et al.*, 2000; SCHAUDER, 1999) são propostas como forma de mitigação do efeito *flicker* a compensação apenas da potência imaginária da carga, não existindo preocupação com as flutuações de potência real. No intuito de comparar qual das estratégias é mais eficaz, realizou-se uma simulação onde o controlador do filtro ativo foi modificado, sendo retirada a ordem de compensação da potência real oscilante. Neste caso, não há necessidade de um elemento armazenador de energia de grande porte, pois a única energia dispendida seria a da perda no conversor. A figura 7.18 exibe p (em vermelho) e q (em verde) na LTA 41

com a compensação de q a partir de $t = 3$ s.

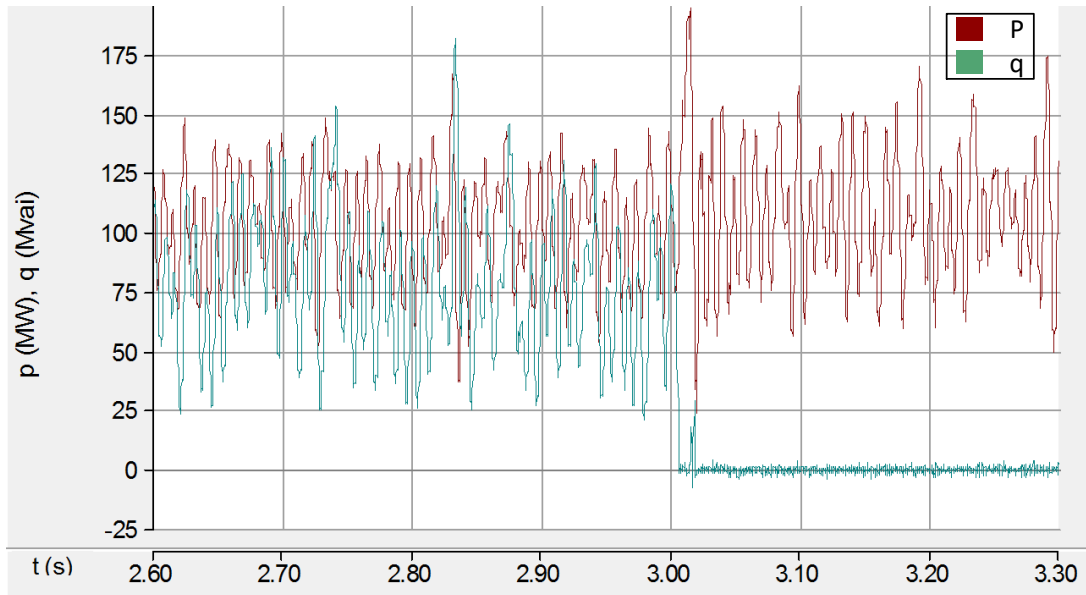


Figura 7.18: Compensação apenas da potência imaginária.

A figura 7.19 mostra a tensão na barra da SE ZIN (em verde) e na barra da siderúrgica (em azul), assim como no caso anterior.

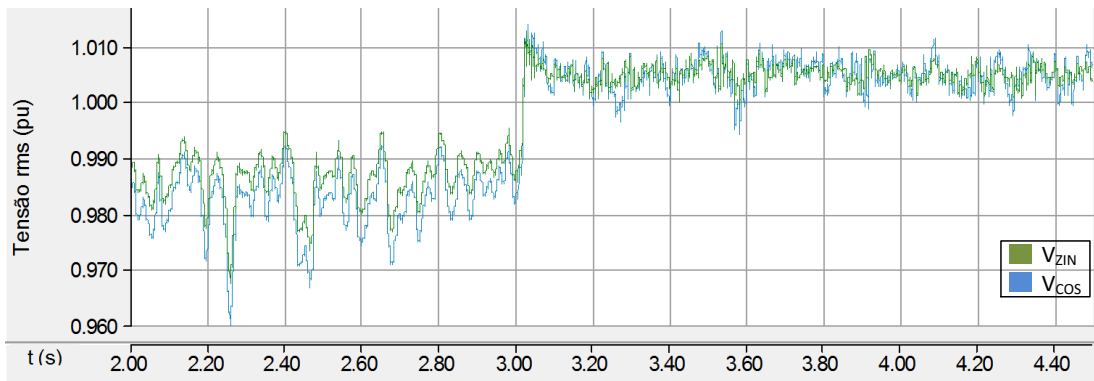


Figura 7.19: Tensão na barra da SE ZIN e da siderúrgica com compensação apenas de q .

Com esta estratégia as oscilações de tensão na barra da SE ZIN persistem mesmo com a compensação, porém em menor magnitude. $P_{ST_{ZIN}}$ e $P_{ST_{COS}}$ são reduzidos para 0,523 e 1,333 respectivamente.

Os valores atingidos são maiores do que no caso da inclusão da compensação da potência real oscilante, o que pode ser explicado pela equação (7.1), que descreve de maneira aproximada a queda relativa de tensão no ponto de conexão comum em virtude das oscilações de potência no mesmo (JOORABIAN *et al.*, 2009). Esta aproximação somente é válida quando a barra em estudo apresenta elevado nível de curto-circuito (ROSAS *et al.*, 2003), o que ocorre no caso em questão (vide apêndice D).

$$\frac{\Delta V}{V_n} \approx \frac{R\Delta P + X\Delta Q}{V_n^2} \quad (7.1)$$

Baseado na equação (7.1) é possível afirmar que existe uma correlação entre o nível de *flicker* causado por p e a razão R/X . Quanto maior seu valor, maior será a influência de p sobre o P_{ST} . A partir dos valores apresentados no apêndice D a razão R/X calculada é 0,068. Caso fosse maior, a potência real teria ainda mais influência nos resultados apresentados.

Capítulo 8

Conclusões

8.1 Conclusões Gerais

A partir das simulações computacionais realizadas no PSCAD verificou-se a viabilidade do compensador proposto para a mitigação dos efeitos produzidos por um forno elétrico a arco. As oscilações de potência real foram drasticamente reduzidas. Já a potência imaginária aproximou-se de zero. Contudo, foi observada a presença de ripple nas mesmas, devido a resposta dos conversores não ser rápida o suficiente.

É válido salientar que o compensador proposto é capaz de suavizar os efeitos prejudiciais ao sistema de potência oriundos de qualquer carga com característica oscilante, seja seu comportamento aleatório ou não.

O uso da topologia de duplo conversor para o acionamento da máquina de indução além da velocidade nominal mostrou-se de grande valia, uma vez que sem o mesmo, para uma velocidade de 2 pu, o fluxo magnético na máquina sofreria uma redução muito grande, prejudicando sua resposta dinâmica. Entretanto, é importante ressaltar que a máquina a ser utilizada necessita de especificações especiais de tensão e potência no caso de uma implementação real.

Foram realizadas medições da severidade do efeito *flicker* presente na rede elétrica em consequência da operação do forno a arco. Segundo a norma IEEE 1453-2004, os resultados dos níveis de percepção encontrados através das simulações extrapolam o limite aceitável.

O desempenho do compensador em relação à mitigação do *flicker* na SE ZIN foi amplamente satisfatório. Diante da compensação de \tilde{p} e q tanto a tensão na SE ZIN como na siderúrgica sofreram redução no indicador de percepção de curta duração, P_{ST} . Contudo, apesar da atenuação, o nível de *flicker* na barra da Cosigua permaneceu fora dos limites da norma IEEE 1453-2004. Foi realizada uma simulação com a compensação restrita à potência imaginária, esta estratégia mostrou-se menos eficaz do que a compensação de \tilde{p} juntamente com q .

8.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Recomendam-se os seguintes temas no intuito de dar prosseguimento à linha de pesquisa apresentada neste trabalho:

- (i) Implementação de um protótipo do compensador apresentado utilizando um mancal magnético e uma câmara de vácuo a fim de reduzir as perdas no *flywheel*;
- (ii) Estudo da topologia de duplo conversor para melhorias no DTC. Com a inclusão do segundo conversor surge uma maior disponibilidade de vetores de tensão, com diferentes módulos e ângulos. Deste modo, o plano $\alpha\beta$ pode ser dividido em um número maior de setores, sendo possível construir uma nova tabela de chaveamento;
- (iii) Utilizar o método de enfraquecimento de campo focado em obter máximo torque apresentado em (KIM *et al.*, 2004) e (RUEDA, 2014) adaptado para o DTC. Nos trabalhos citados utiliza-se o FOC, onde esta estratégia de enfraquecimento demonstra excelente resposta transitória;
- (iv) Analisar o desempenho da topologia multinível em cascada para esta aplicação, pois é adequada para os níveis de tensão considerados, além de apresentar menores perdas por chaveamento e menor conteúdo harmônico em sua tensão de saída.

Referências Bibliográficas

- COLLANTES-BELLIDO, R., GÓMEZ, T. “Identification and Modelling of a Three Phase Arc Furnace for Voltage Disturbance Simulation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 12, n. 4, pp. 1812–1817, out. 1997.
- GRADY, W. M., SANTOSO, S. “Understanding Power System Harmonics”, *IEEE Power Engineering Review*, dez. 2001.
- CAI, R., COBBEN, J., MYRZIK, J., et al. “Flicker responses of different lamp types”, *IET Generation, Transmission & Distribution*, v. 3, pp. 816–824, mar. 2009.
- AKAGI, H., WATANABE, E. H., AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. 1 ed. New Jersey, John Wiley & Sons, 2007.
- KIM, J., JUNG, J., NAM, K. “Dual-inverter control strategy for high-speed operation of EV induction motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 2, pp. 312–320, 2004.
- RUEDA, O. A. S. *Controle do Motor de Indução para Veículos Elétricos Mediante o Uso de Duplo Conversor*. Dissertação de mestrado, COPPE / UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2014.
- GHADIMI, A. A., RAVESH, N. R. “Arc furnace power quality compensation using SVC: A case study in IRAN”. In: *Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC), 2016 21st Conference on*, pp. 64–69. IEEE, 2016.
- CÂNDIDO, M. R. *Aplicação da Transformada Wavelet na Análise da Qualidade de Energia em Fornos Elétricos a Arco*. Tese de doutorado, USP, São Paulo, Brasil, 2008.
- BOULET, B., LALLI, G., AJERSCH, M. “Modeling and Control of an Electric Arc Furnace”, *Proceedings of the American Control Conference*, jun. 2003.

- SOLLERO, R. B., ROSS, R. P., VARRICCHIO, S. L., et al. “Modelagem de Fornos a Arco para Estimativa de Flutuação de Tensão”, *XV Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica - SNPTEE*, out. 1999.
- PETERSEN, H. M., KOCH, R. G., SWART, P., et al. “Modelling Arc Furnace Flicker and Investigating Compensation Techniques”, *IEEE Winter Meeting*, 1995.
- ASSIS, T. M. L. *Análise do Desempenho Dinâmico de um STATCOM: Aplicações em 12 Pulsos*. Dissertação de mestrado, COPPE / UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2000.
- PORTNOI, M. *Probabilidade, Variáveis Aleatórias, Distribuição de Probabilidades e Geração Aleatória: Conceitos sob a ótica de Avaliação de Desempenho de Sistemas*. In: Report, Universidade Salvador – UNIFACS, 2005.
- AKAGI, H. “Active Filters and Energy Storage Systems Operated Under Non-Periodic Conditions”, *Power Engineering Society Summer Meeting*, pp. 965–970, jul. 2000.
- FERREIRA, J. R. B. L. *Transmissão em Corrente Contínua com Conversor Multi-nível Modular em Ponte Semicompleta*. Dissertação de mestrado, COPPE / UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2014.
- FLOURENTZOU, N., AGELIDIS, V. G., DEMETRIADES, G. D. “VSC-based HVDC power transmission systems: An overview”, *IEEE Transactions on power electronics*, v. 24, n. 3, pp. 592–602, 2009.
- CARRASCO, J. M., FRANQUELO, L. G., BIALASIEWICZ, J. T., et al. “Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, v. 53, n. 4, pp. 1002–1016, ago. 2006.
- MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 3 ed. Nova Jersey, John Wiley & Sons, 2003.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência, Circuitos, Dispositivos e Aplicações*. 2 ed. São Paulo, Makron Books do Brasil, 1999.
- BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. 3 ed. Nova Jersey, Prentice Hall PTR, 2002.

- BOOST, M. A., ZIOGAS, P. D. “State-of-the-Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation”, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, v. 24, n. 2, pp. 271–280, mar. 1988.
- KWASINSKI, A., KREIN, P. T., CHAPMAN, P. L. “Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes”, *IEEE POWER ELECTRONICS LETTERS*, v. 1, n. 3, pp. 64–68, set. 2003.
- JENA, S., BABU, B. C., SAMANTARAY, S. R., et al. “Comparative Study Between Adaptive Hysteresis and SVPWM Current Control for Grid-connected Inverter System”, *Proceedings of the IEEE Student’s Technology Symposium*, jan. 2011.
- DEKKA, A., GHAFARI, R., VENKATESH, B., et al. “A Survey on Energy Storage Technologies in Power Systems”, *Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, out. 2015.
- DUNN, B., KAMATH, H., TARASCON, J.-M. “Electrical energy storage for the grid: a battery of choices”, *Science*, v. 334, n. 6058, pp. 928–935, 2011.
- SPARACINO, A. R., REED, G. F., KERESTES, R. J. “Survey of battery energy storage systems and modeling techniques”, *Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–8, nov. 2012.
- QIAN, H., ZHANG, J., LAI, J.-S., et al. “A high-efficiency grid-tie battery energy storage system”, *IEEE transactions on power electronics*, v. 26, n. 3, pp. 886–896, 2011.
- PALOMARES, V., SERRAS, P., VILLALUENGA, I., et al. “Na-ion batteries, recent advances and present challenges to become low cost energy storage systems”, *Energy & Environmental Science*, v. 5, n. 3, pp. 5884–5901, 2012.
- BARBER, P., BALASUBRAMANIAN, S., ANGUCHAMY, Y., et al. “Polymer composite and nanocomposite dielectric materials for pulse power energy storage”, *Materials*, v. 2, n. 4, pp. 1697–1733, 2009.
- HO, J., JOW, T. R., BOGGS, S. “Historical introduction to capacitor technology”, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 26, n. 1, 2010.
- MCCLUER, S., CHRISTIN, J. *Comparing Data Center Batteries, Flywheels, and Ultracapacitors*. American Power Conversion WP-65, 2009.

- GUERRERO-MARTÍNEZ, M., ROMERO-CADAVAL, E., MINAMBRES-MARCOS, V., et al. “Supercapacitor Energy Storage System for Improving the Power flow in Photovoltaic Plants”, *Inf Midem-Journal Microelectron Electron Components Mater*, v. 44, n. 1, pp. 40–52, 2014.
- BITTERLY, J. G. “Flywheel technology: past, present, and 21st century projections”, *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, v. 13, n. 8, pp. 13–16, 1998.
- DOUCETTE, R. T., MCCULLOCH, M. D. “A comparison of high-speed flywheels, batteries, and ultracapacitors on the bases of cost and fuel economy as the energy storage system in a fuel cell based hybrid electric vehicle”, *Journal of Power Sources*, v. 196, pp. 1163–1170, set. 2010.
- DE ANDRADE, R., FERREIRA, A. C., SOTELO, G. G., et al. “Voltage sags compensation using a superconducting flywheel energy storage system”, *IEEE transactions on applied superconductivity*, v. 15, n. 2, pp. 2265–2268, 2005.
- MOON, F. C. *Superconducting Levitation: Applications to Bearing and Magnetic Transportation*. John Wiley & Sons, 2008.
- WOLSKY, A. “HTS from precommercial to commercial: A roadmap to future use of HTS by the power sector”, *Int. Energy Agency*, 2013.
- WANDEL, F., GAMRAD, D., DEIS, W., et al. “Comparison of flywheels and batteries in combination with industrial plants for the provision of Primary Control Reserve”, *PowerTech*, jul. 2015.
- KÖTZ, R., MÜLLER, S., BÄRTSCHI, M., et al. “Supercapacitors for peak-power demand in fuel-cell-driven cars”. In: *ECS Electro-Chemical Society, 52nd Meeting,, San Francisco*, 2001.
- FIORINI, L. *The integration of storage in HV grids: optimal use of renewable sources*. Dissertação de mestrado, Università Di Pisa, Scuola di Ingegneria, Pisa, Itália, 2015.
- ONGARO, F., SAGGINI, S., MATTAVELLI, P. “Li-ion battery-supercapacitor hybrid storage system for a long lifetime, photovoltaic-based wireless sensor network”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 9, pp. 3944–3952, 2012.

- CARDENAS, R., PEÑA, R., ASHER, G. M., et al. “Control strategies for power smoothing using a flywheel driven by a sensorless vector-controlled induction machine operating in a wide speed range”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 3, pp. 603–614, 2004.
- FITZGERALD, A. E., KINGSLEY JR, C., UMANS, S. *D. Máquinas Elétricas: Com introdução à eletrônica de potência. Tradução de Anatólio Laschuk.* Porto Alegre: Bookman, 2006.
- TAZIL, M., KUMAR, V., BANSAL, R., et al. “Three-phase doubly fed induction generators: an overview”, *IET Electric Power Applications*, v. 4, n. 2, pp. 75–89, 2010.
- MULLER, S., DEICKE, M., DE DONCKER, R. “Adjustable speed generators for wind turbines based on doubly-fed induction machines and 4-quadrant IGBT converters linked to the rotor”. In: *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, v. 4, pp. 2249–2254. IEEE, 2000.
- BRUNE, C. S., SPEE, R., WALLACE, A. K. “Experimental evaluation of a variable-speed, doubly-fed wind-power generation system”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 30, n. 3, pp. 648–655, 1994.
- SHIVAKUMAR, E. G., GOPAKUMAR, K., SINHA, S. K., et al. “Space Vector PWM Control of Dual Inverter Fed Open-End Winding Induction Motor Drive”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, mar. 2001.
- SANTOS, N. M. R., PIRES, V. F., SILVA, J. F. “A Dual Inverter Topology Controlled by a Voltage Sliding Mode in Normal and Fault Operation”, *International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*, v. 9, jun. 2015.
- TAKAHASHI, I., NOGUCHI, T. “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-22, n. 5, pp. 145–163, out. 1986.
- KAZMIERKOWSKI, M. P., KASPROWICZ, A. B. “Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, n. 4, pp. 344–350, ago. 1995.
- WEDEEN, R. S. “Torque oscillation compensation utilizing velocity feedback”. set. 20 1994. US Patent 5,349,278.

- ZHAO, W., LIPO, T. A., KWON, B.-I. “Torque pulsation minimization in spoke-type interior permanent magnet motors with skewing and sinusoidal permanent magnet configurations”, *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 51, n. 11, pp. 1–4, 2015.
- REED, G. F., GREAF, J., MATSUMOTO, T., et al. “Application of a 5 MVA, 4.16 kV D-STATCOM system for voltage flicker compensation at Seattle Iron and Metals”. In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*, v. 3, pp. 1605–1611. IEEE, 2000.
- SCHAUDER, C. “STATCOM for compensation of large electric arc furnace installations”. In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 1999. IEEE*, v. 2, pp. 1109–1112. IEEE, 1999.
- JOORABIAN, M., MIRABBASI, D., SINA, A. “Voltage flicker compensation using STATCOM”. In: *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*, pp. 2273–2278. IEEE, 2009.
- ROSAS, P. A. C., ESTANQUEIRO, A. I., DE LEMOS PEREIRA, A. “Guia de projeto elétrico de centrais eólicas”, *Recife: Centro Brasileiro de Energia Eólica*, v. 1, 2003.
- KALE, M., OZDEMIR, E. “An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter”, *Science Direct: Electric Power Systems Research*, v. 73, pp. 113–119, set. 2004.
- MEHRIZI-SANI, A. *Advanced modulation techniques for power converters*. Dissertação de mestrado, University of Manitoba, Canada, 2007.

Apêndice A

Transformação de Eixos

Um conjunto de vetores trifásicos pode ser representado na forma bifásica a partir de sua projeção sobre dois eixos, como ilustra a figura A.1.

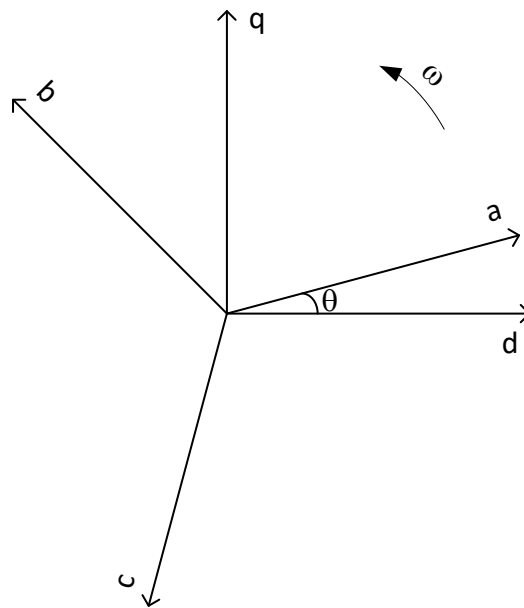


Figura A.1: Vetores trifásicos e eixos d e q.

A projeção sobre os eixos d e q é obtida pela transformada apresentada a seguir.

$$\begin{bmatrix} f_0(t) \\ f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ \cos(\theta) & \cos(\theta + 120^\circ) & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Onde $f_0(t)$ representa a componente de sequência zero, caso exista. Se $K = 2/3$, a transformada é invariante em amplitude, ou seja, o módulo do vetor $f_d(t) + j.f_q(t)$ é o mesmo dos vetores abc (caso seja se trate de conjunto de vetores equilibrados). Já para $K = \sqrt{2/3}$ a transformada torna-se invariante em potência, ou seja, caso os vetores no referencial dq sejam utilizados para o cálculo de potências, essas terão a mesma magnitude das potências calculadas no referencial abc.

A transformação inversa é obtida segundo a expressão seguinte.

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ 1 & \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ 1 & \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_0(t) \\ f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

No caso da transformação inversa, $K = 1$ realiza uma invariância em amplitude. Já para uma transformação invariante em potência, deve ser estabelecido novamente $K = \sqrt{2/3}$.

Caso θ seja uma grandeza constante nas transformadas apresentadas, o eixo permanece estacionário, o que é conhecido como transformada de Clarke. Nesse caso é comum os eixos d e q serem renomeados para α e β , respectivamente. As projeções nos eixos $\alpha\beta$ podem ser obtidas fazendo $\theta = 0$ na expressão (A.1).

$$\begin{bmatrix} f_0(t) \\ f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Utilizando o mesmo artifício em (A.2) é obtida a transformada inversa de Clarke.

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_0(t) \\ f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

A partir da figura A.1 é possível concluir que se $\theta = 0^\circ$, $f_\alpha(t)$ está em fase com $f_a(t)$ e $f_\beta(t)$ possui uma defasagem de 90 graus em relação a $f_\alpha(t)$. Definindo o vetor $\vec{f} = f_\alpha(t) + j \cdot f_\beta(t)$ em coordenadas polares, $|\vec{f}| \angle \phi$ obtém-se:

$$|\vec{f}| = \sqrt{f_\alpha(t)^2 + f_\beta(t)^2} \quad (\text{A.5})$$

$$\phi = \arctan \left(\frac{f_\beta(t)}{f_\alpha(t)} \right). \quad (\text{A.6})$$

O vetor \vec{f} possui a mesma fase de $f_\beta(t)$, assim, um sinal de sincronismo pode ser obtido com a transformada de Clarke, de forma similar a um PLL. Para que ϕ forneça o ângulo de $f_\alpha(t)$ basta somar ou subtrair 90 graus, dependendo da sequência de fase dos vetores abc.

Caso na expressão (A.1), $\theta = \omega t$, o eixo dq torna-se um referencial girante com frequência angular ω , o que é conhecido como transformada de Park. É interessante que a frequência angular do eixo seja a mesma dos vetores abc, pois deste modo, as projeções nos eixos dq são constantes.

Apêndice B

Estimativa dos parâmetros de um motor de indução

O processo de estimativa utilizado necessita dos seguintes dados de placa da máquina: tensão nominal V , potência P , escorregamento s , eficiência η , fator de potência $\cos\phi$ e corrente de rotor bloqueado I_S . A potência citada consiste na potência “útil” ou seja, a potência consumida na resistência $R_2(1 - s)/s$ do circuito equivalente, cujo é exibido na figura B.1. A eficiência η é a eficiência elétrica, isto é, a potência elétrica “útil” dividida pela potência aparente consumida pela máquina.

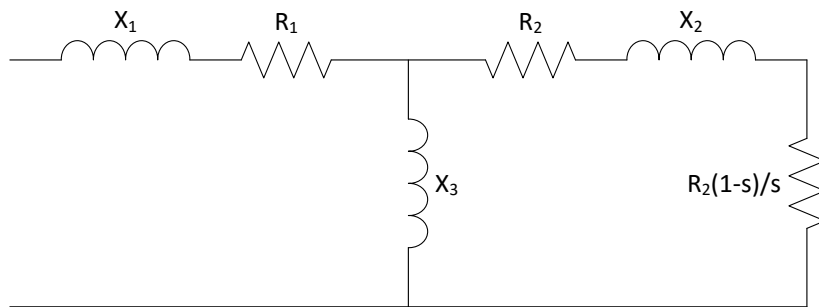


Figura B.1: Circuito equivalente de uma máquina de indução.

A potência em uma fase é $P/3$, as perdas em R_2 são dadas por $(P/3).s/(1 - s)$. As perdas em R_1 são iguais a $I^2 R_1$. Logo, a potência total consumida pela máquina

é dada por

$$UI\cos\phi = I^2 R_1 + (P/3).s/(1-s) \quad (\text{B.1})$$

onde U é a tensão fase-neutro e I é a corrente nominal. Como $P/3$ é igual a potência exigida pela máquina multiplicada pela sua eficiência, $P/3 = \eta UI\cos\phi$, a resistência R_1 é igual a

$$R_1 = (U\cos\phi/I)(1 - \eta/(1-s)). \quad (\text{B.2})$$

Define-se a “impedância aparente” como $R_a + jX_a$ sendo $i = U/(R_a + jX_a)$ onde i é a corrente nominal da máquina na forma complexa. A impedância complexa pode ser determinada a partir das seguintes expressões.

$$R_a = R_1 + \frac{RX_3^2}{[R^2 + (X_2 + X_3)^2]} \quad (\text{B.3})$$

$$X_a = X_1 + \frac{[R^2 X_3 + X_2 X_3 (X_2 + X_3)]}{[R^2 + (X_2 + X_3)^2]} \quad (\text{B.4})$$

Onde $R = R_2/s$.

A seguir, R^2 é posto em evidência em (B.3) e substituído em (B.4). Após algumas simplificações e assumindo $X_1 = X_2$, é obtida a seguinte equação para R :

$$R(X_3 + X_2 - X_a) = (X_3 + X_2)(R_a - R_1). \quad (\text{B.5})$$

Com a solução de R em (B.5) e sua substituição em (B.3), é obtida a seguinte expressão para X_3 :

$$X_3^2 = (R_a - R_1)^2 \frac{(X_2 + X_3)}{(X_2 + X_3 - X_a)} + (X_2 + X_3)(X_2 + X_3 - X_a). \quad (\text{B.6})$$

Após os referidos cálculos, R_1 é conhecido, e a resistência R_2 e as reatâncias

X_1, X_2 e X_3 podem ser definidas como função da soma $X_2 + X_3$, que ainda não é conhecida. A soma $X_2 + X_3$ deve ser resolvida iterativamente a partir da equação da corrente de rotor bloqueado. Deste modo a estimativa das impedâncias é concluída.

Apêndice C

Código para a simulação do Flickermeter

O código para a medição de *flicker* realizada neste trabalho obedeceu as especificações da norma IEC 61000-4-15. O mesmo foi implementado no MATLAB e é transcrito a seguir.

```
function [P_st, s] = flickermeter(v, fa, f)

    % Entradas:

    % v: vetor das amostras de tensão

    % fa: frequência de amostragem de v em Hz

    % f: frequência da rede em Hz


    % Saídas:

    % P_st: flicker de curta duração

    % s: severidade instantânea de flicker

    %% Bloco 1: adaptação da tensão de entrada

    % remoção da componente CC

    v = v - mean(v);

    % normalização em relação à amplitude

    v_rms = sqrt(mean(v.^2));
```

```

v = v / (v_rms * sqrt(2));

%% Bloco 2: demodulador quadrático

v_0 = v.^2;

%% Bloco 3: filtros

% filtro passa banda

ordemPassaAlta = 1;

cortePassaAlta = 0.05;

ordemPassaBaixa = 6;

if (f == 50)

cortePassaBaixa = 35;

end

if (f == 60)

cortePassaBaixa = 42;

end

v_0_ac = v_0 - mean(v_0);

[b_hp, a_hp] = butter(ordemPassaAlta, cortePassaAlta / (fa / 2), 'high');

u_hp = filter(b_hp, a_hp, v_0_ac);

smooth_limit = min(round(fa / 10), length(u_hp));

u_hp(1 : smooth_limit) = u_hp(1 : smooth_limit) .* linspace(0, 1, smooth_ -
limit);

[b_bw, a_bw] = butter(ordemPassaBaixa, cortePassaBaixa / (fa / 2), 'low');

u_bw = filter(b_bw, a_bw, u_hp);

% filtro de ponderação

if (f == 50)

K = 1.74802;

LAMBDA = 2 * pi * 4.05981;

OMEGA1 = 2 * pi * 9.15494;

OMEGA2 = 2 * pi * 2.27979;

OMEGA3 = 2 * pi * 1.22535;

```



```

OMEGA4 = 2 * pi * 21.9;
end
if (f == 60)
K = 1.6357;
LAMBDA = 2 * pi * 4.167375;
OMEGA1 = 2 * pi * 9.077169;
OMEGA2 = 2 * pi * 2.939902;
OMEGA3 = 2 * pi * 1.394468;
OMEGA4 = 2 * pi * 17.31512;
end
num1 = [K * OMEGA1, 0];
den1 = [1, 2 * LAMBDA, OMEGA1.^2];
num2 = [1 / OMEGA2, 1];
den2 = [1 / (OMEGA3 * OMEGA4), 1 / OMEGA3 + 1 / OMEGA4, 1];
[b_w, a_w] = bilinear(conv(num1, num2), conv(den1, den2), fs);
u_w = filter(b_w, a_w, u_bw);
%% Block 4: Circuito quadrador e de alisamento
ordemPassaBaixa2 = 1;
cortePassaBaixa2 = 1 / (2 * pi * 300e-3);
fatorEscala = 1238400;
u_q = u_w.^2;
[b_lp, a_lp] = butter(ordemPassaBaixa2, cortePassaBaixa2 / (fa / 2), 'low'); s
= fatorEscala * filter(b_lp, a_lp, u_q);
%% Block 5: avaliação estatística
numClasses = 10000;
[bin_cnt, cpf.magnitude] = hist(s, numClasses);
cpf.cum_probability = 100 * (1 - cumsum(bin_cnt) / sum(bin_cnt));
p_50s = mean([get_percentile(cpf, 30), get_percentile(cpf, 50), get_perce-
tile(cpf, 80)]);

```

```

p_10s = mean([get_percentile(cpf, 6), get_percentile(cpf, 8), ...
get_percentile(cpf, 10), get_percentile(cpf, 13), get_percentile(cpf, 17)]);
p_3s = mean([get_percentile(cpf, 2.2), get_percentile(cpf, 3), get_perce-
tile(cpf, 4)]);
p_1s = mean([get_percentile(cpf, 0.7), get_percentile(cpf, 1), get_perce-
tile(cpf, 1.5)]);
p_0_1 = get_percentile(cpf, 0.1);
P_st = sqrt(0.0314 * p_0_1 + 0.0525 * p_1s + 0.0657 * p_3s + ...
0.28 * p_10s + 0.08 * p_50s);
%% Subfunction: get_percentile
function val = get_percentile(cpf, limit)
[dummy, idx] = min(abs(cpf.cum_probability - limit));
val = cpf.magnitude(idx);
end

```

Apêndice D

Modelagem da rede elétrica

D.1 Linha de subtransmissão

A linha de subtransmissão em 138 kV que interliga a SE ZIN à usina siderúrgica Cosigua (LTA 41) foi modelada no PSCAD através de dados fornecidos pela Light SESA.

O principal motivo pelo qual o PSCAD foi escolhido para a simulação do compensador proposto neste trabalho foi a disponibilização de modelos de linha de transmissão que representem sua dependência em relação à frequência elétrica. Uma vez que um conversor de eletrônica de potência injeta conteúdo harmônico na rede elétrica, é preciso verificar se este excita alguma ressonância presente na mesma. Deste modo uma modelagem da linha de transmissão independente da frequência prejudicaria esta análise.

O modelo utilizado foi o *Frequency Dependent (Phase) Model* que, segundo a descrição exibida no PSCAD, é o método no domínio do tempo disponível mais avançado, pois representa a total dependência de todos os parâmetros da linha em relação a frequência.

Na modelagem da linha de transmissão no PSCAD também é possível especificar seus dados geométricos (distâncias entre condutores, altura da torre, etc.) bem como a resistividade do solo.

A figura D.1 mostra uma fotografia retirada da torre de transmissão nas proxi-

midades da SE ZIN ao lado de um desenho de projeto da mesma com suas medidas geométricas. A tabela D.1 mostra os dados de seus condutores.

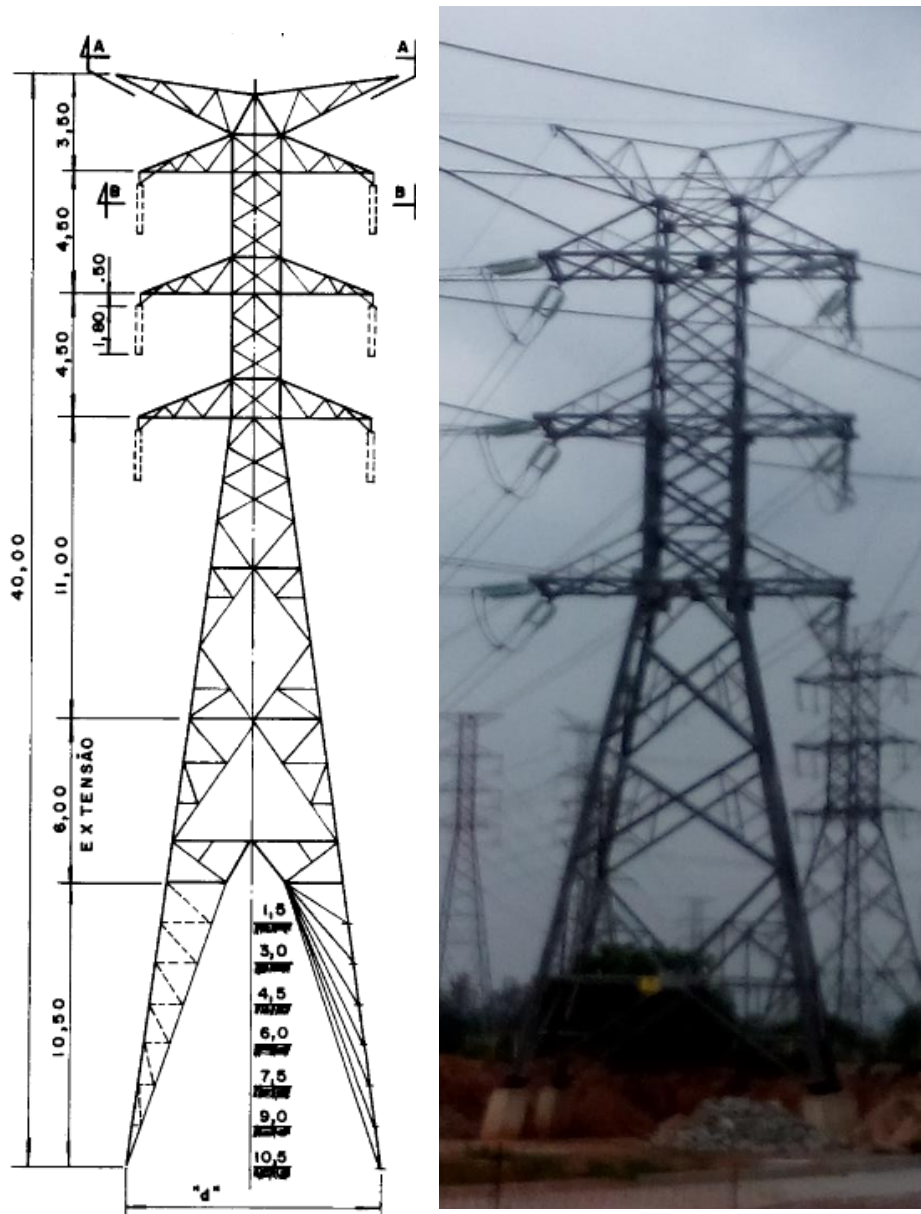


Figura D.1: Desenho de projeto e fotografia da torre de transmissão da Light SESA.

O comprimento da linha é de 2,35 km. Já a resistividade do solo é de $300 \Omega/\text{m}$.

Tabela D.1: Dados dos cabos da linha de subtransmissão.

Parâmetro	Condutores	Para-raio
Resistência CC [Ω/km]	0,0776	0,2186
Altura mínima da catenária [m]	7,0	19,6
Número de subcondutores (<i>bundle</i>)	2	-
Espaçamento entre os subcondutores [m]	0,45	-
Bitola [MCM]	795,0	266,8

D.2 Subestação Zona Industrial

Através do diagrama unifilar da SE ZIN foi realizada uma modelagem simplificada da mesma no PSCAD. Seis linhas de subtransmissão encontram-se em seu barramento de 138 kV, sendo duas provenientes da usina termoeletrica de Santa Cruz, duas interligadas a subestação Zona Oeste (500 / 138 kV), ambas pertencentes a Furnas, uma destinada a alimentação de clientes em 138 kV e, finalmente, a LTA 41, conectada à Cosigua. A SE ZIN também conta com dois transformadores com relação de 138 / 13,8 kV e potência nominal de 20 MVA cada, encarregados de suprir o sistema de distribuição da Light SESA.

Com exceção das linhas da subestação Zona Oeste, as linhas e transformadores citados foram modelados como cargas de potência real e imaginária fixa, sendo seus valores coletados do sistema supervisório (SCADA) da Light SESA, conforme exibe a tabela D.2.

As linhas provenientes da subestação Zona Oeste foram modeladas como uma fonte de tensão com magnitude entre fases de 138 kV rms e frequência de 60 Hz. A partir do valor da corrente de curto-circuito trifásico fornecido pela Light, foi especificada a impedância da fonte, onde

$$Z_f = \frac{138 \angle 0^\circ \text{ kV}}{32,24 \angle -86,13^\circ \text{ kA}} = 4,28 \angle 86,13^\circ \Omega. \quad (\text{D.1})$$

Tabela D.2: Medições de potência fornecidas pelo sistema supervisor da Light SESA.

Equipamento	P (MW)	Q (MVar)
LTA Santa Cruz 1	-45,3	21,7
LTA Santa Cruz 2	-42,8	26,4
LTA 42	20,7	7,1
Transformador 1	11,4	1,9
Transformador 2	7,7	0,5

A partir desta impedância complexa chega-se aos valores de $R = 0,289 \Omega$ e $L = 11,3 \text{ mH}$.

A SE ZIN possui três bancos de capacitores de 26,4 MVar cada, conectados ao seu barramento de 138 kV. Sua capacitância equivalente é

$$C = \frac{Q}{\omega V^2} = \frac{3.26,4}{2\pi.60.138^2} = 11,03 \mu F. \quad (\text{D.2})$$

Apêndice E

Técnicas de modulação

Existem diversas técnicas de modulação para um VSC, a seguir serão apresentadas algumas das mais relevantes.

E.1 Modulação PWM senoidal

A modulação PWM senoidal (SPWM) é uma das estratégias de controle mais tradicionais utilizada em conversores de eletrônica de potência. Consiste na comparação de uma onda triangular, conhecida como portadora, com a senóide desejada para a tensão de saída.

A figura E.1 mostra o princípio de controle para a fase A do conversor da figura 4.1. Quando o sinal de referência for maior do que o sinal da portadora, a chave 1 é fechada e a 4 aberta, impondo uma tensão de $+V_{cc}/2$ na carga. Caso a portadora assumia valores maiores que a referência, uma tensão de $-V_{cc}/2$ é imposta, fechando-se a chave 4 e abrindo-se a chave 1.

É preciso definir alguns termos para analisar o comportamento desta técnica. A razão entre o valor de pico da portadora, \hat{V}_{ref} , e o valor de pico da referência, \hat{V}_{port} , é denominada índice de modulação de amplitude (RASHID, 1999).

$$m_a = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{port}}. \quad (\text{E.1})$$

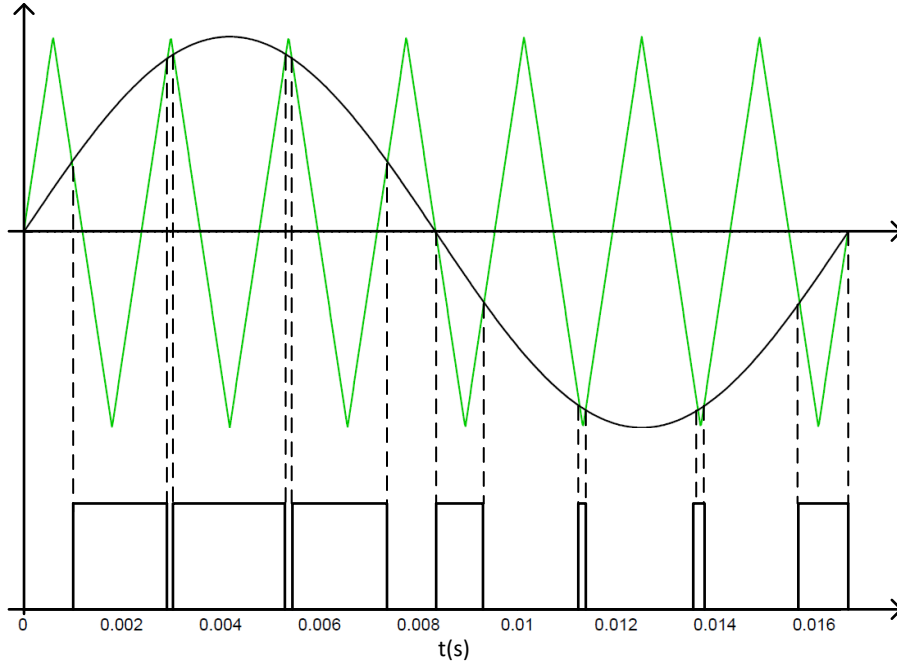


Figura E.1: Modulação PWM senoidal.

Já a razão entre a frequência da portadora, f_{port} , e a frequência da referência, f_{ref} , é definida como (MOHAN *et al.*, 2003)

$$m_f = \frac{f_{port}}{f_{ref}}. \quad (E.2)$$

A amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro neste esquema de controle é dada pela equação (E.3), considerando a região linear de operação, onde $m_a \leq 1$. Logo, nesta região, a tensão máxima atingível é a metade da tensão CC disponível.

$$V_m = m_a \frac{V_{cc}}{2}, \quad m_a \leq 1 \quad (E.3)$$

A região linear de operação é assim intitulada devido à relação entre a amplitude da componente fundamental da tensão de saída e o índice de modulação ser linear. Para $m_a > 1$, o que é conhecido como sobremodulação, essa relação deixa de ser linear. Na operação em sobremodulação o conteúdo harmônico é muito maior do

que na região linear, logo este tipo de estratégia é evitado quando é interessante minimizar a distorção na tensão de saída (MOHAN *et al.*, 2003).

A frequência de chaveamento do conversor é estabelecida em função da frequência da portadora. É interessante que esta seja elevada, pois os harmônicos de tensão surgem em torno de m_f e seus múltiplos. Harmônicos de alta ordem são naturalmente filtrados pelo sistema de potência devido à relação entre sua impedância e a frequência angular.

Todavia quanto maior a frequência de chaveamento, maiores as perdas no conversor. Portanto deve ser selecionada uma frequência que gere harmônicos que não comprometam o desempenho do sistema de potência e, ao mesmo tempo, limite as perdas a valores razoáveis.

E.2 Controle Adaptativo de Corrente com Banda de Histerese

O controle adaptativo de corrente com banda de histerese é de simples implementação. A banda de histerese consiste em um valor de tolerância para o erro entre a corrente de referência e a corrente medida. A figura E.2 ilustra a estratégia de controle para uma fase. Se a corrente medida estiver abaixo da banda de histerese utiliza-se a combinação de chaves que façam-na aumentar, no caso, referindo-se à fase A do circuito da figura 4.1, o fechamento da chave 1 e a abertura da chave 4. Esta condição é mantida até que a corrente medida ultrapasse o limite superior da banda de histerese, quando é desejável que a corrente diminua. Para isso fecha-se a chave 4 e abre-se a chave 1.

Este princípio de operação proporciona uma proteção natural contra sobrecorrentes. Além disso o desempenho do controle de corrente é praticamente insensível às oscilações de tensão no lado CC do conversor (BOSE, 2002).

A frequência de chaveamento e o ripple na corrente são dependentes da largura da banda de histerese. Para baixas larguras de banda o ripple é pequeno e a frequência

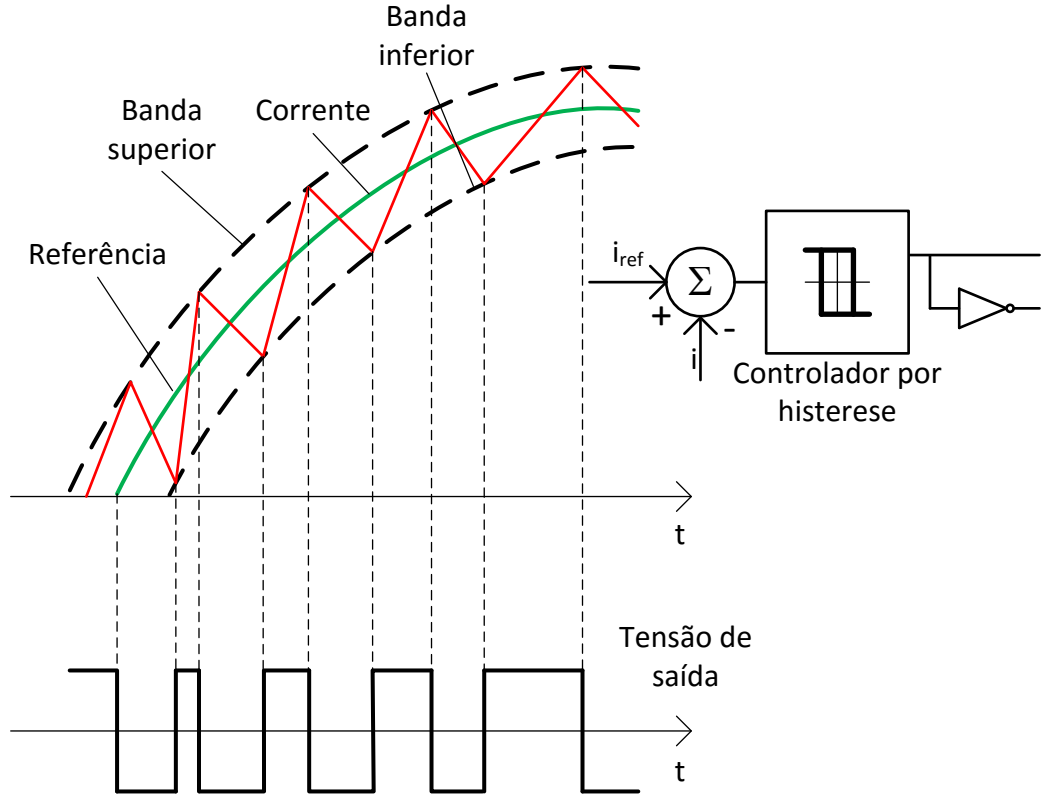


Figura E.2: Controle adaptativo com banda de histerese.

de chaveamento é elevada, o que aumenta as perdas no conversor. Deve-se buscar uma largura de banda que proporcione uma boa relação entre ripple e perdas no chaveamento. (BOSE, 2002)

No projeto do conversor é preciso levar em consideração a derivada da corrente em relação ao tempo, pois a seleção equivocada de alguns componentes pode fazer com que o conversor não consiga seguir a corrente de referência. A expressão (E.4) mostra a derivada da corrente quando as chaves 1 e 2 da figura 4.1 encontram-se fechadas.

$$\frac{di}{dt} = \frac{0,5V_{cc} - V_m \sin(\omega t)}{L} \quad (\text{E.4})$$

Caso o valor escolhido para L seja muito grande, o conversor não conseguirá gerar a corrente exigida devido ao baixo valor de sua derivada. Baixos valores escolhidos para a tensão CC podem levar ao mesmo problema.

O controle adaptativo de corrente com banda de histerese possui estabilidade incondicional, resposta transitória muito rápida e ótima precisão. Porém um grande inconveniente deste método é que a frequência de chaveamento não é constante, varia ao longo da forma de onda da corrente, que provoca ruído acústico e dificulta o projeto de um filtro passivo. (MOHAN *et al.*, 2003; KALE e OZDEMIR, 2004)

E.3 Modulação por Vetor Espacial

A modulação em largura de pulsos por vetor espacial (SVPWM - Space Vector PWM) é reconhecida como uma das técnicas PWM mais eficazes. Proporciona um melhor uso da tensão CC, pois a amplitude máxima da componente fundamental da tensão fase-neutro de saída é $V_{CC}/\sqrt{3}$ (aproximadamente 15% maior do que na SPWM), além de apresentar baixa distorção harmônica na tensão de saída (BOSE, 2002).

Um vetor espacial é definido a partir dos valores de tensão fase neutro em cada uma das três fases, seguido da transformada de Clarke, ou seja, da sua representação no referencial $\alpha\beta$. A tabela E.1 mostra os vetores espaciais de tensão gerados por um conversor de dois níveis. São 6 vetores ativos e dois vetores nulos. Os vetores nulos ocorrem quando um curto-circuito é imposto pelo fechamento simultâneo das 3 chaves superiores ou das três inferiores.

Na notação da tabela E.1, V_1 (1 0 0) por exemplo, refere-se a quais chaves da linha superior do conversor da figura 4.1 estão fechadas, neste caso a chave 1 estaria fechada e as chaves 3 e 5 abertas. É assumido que as chaves inferiores encontram-se no estado inverso das superiores, (0 1 1), pois caso contrário, um curto-circuito seria aplicado na fonte CC.

Para a obtenção de uma determinada tensão de saída diferente daquelas apresentadas na tabela E.1 é realizada uma modulação por largura de pulsos dos vetores

Tabela E.1: Vetores espaciais de tensão gerados por um conversor de dois níveis.

Vetor	C_1	C_3	C_5	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	\vec{V}
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{-V_{cc}}{3}$	$\frac{-V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} \angle 0$
2	1	1	0	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{-2V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} \angle 60$
3	0	1	0	$\frac{-V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{-V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} \angle 120$
4	0	1	1	$\frac{-2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} \angle 180$
5	0	0	1	$\frac{-V_{cc}}{3}$	$\frac{-V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} \angle 240$
6	1	0	1	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{-2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} \angle 300$
7	1	1	1	0	0	0	0

mais próximos ao vetor desejado e dos vetores nulos. Deste modo, o valor médio da tensão de saída é dado pela expressão E.5.

$$V_{ref} = \frac{T_0 V_0 + T_1 A_1 + T_2 A_2 + T_7 V_7}{T_s} \quad (\text{E.5})$$

Onde A_1 e A_2 são vetores ativos de tensão definidos a partir do ângulo de V_{ref} . T_i é o tempo durante o qual o vetor V_i ou A_i será aplicado. Estes períodos de tempo são determinados segundo as expressões seguintes.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \quad (\text{E.6})$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \sin (\alpha) \quad (\text{E.7})$$

$$T_0 + T_7 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (\text{E.8})$$

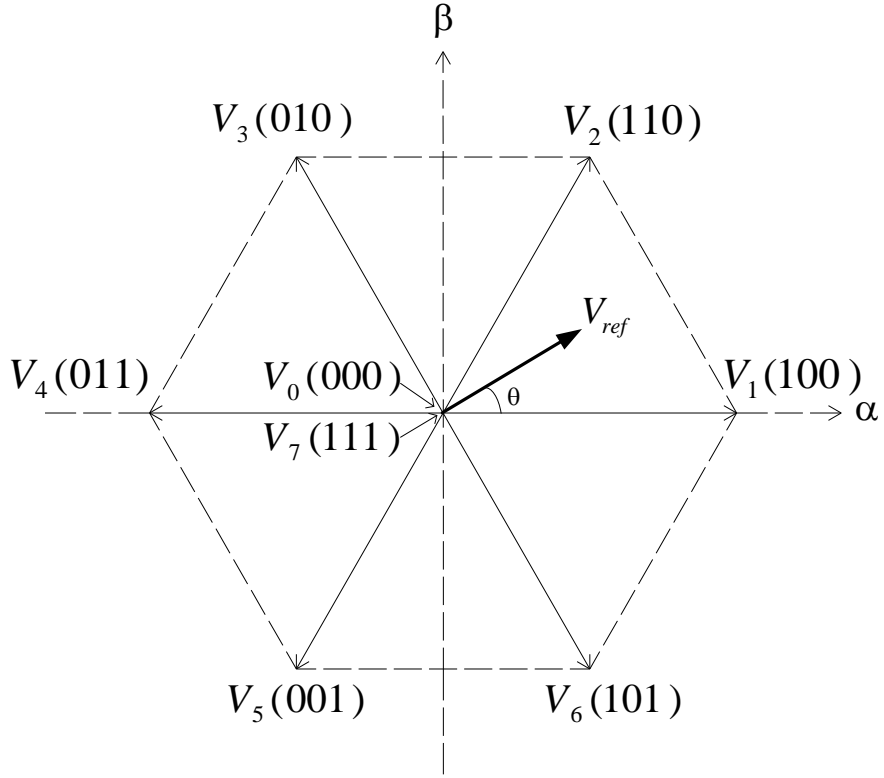


Figura E.3: Vetores espaciais de tensão.

Onde $m = V_{ref}/V_{dc}/2$.

Caso o índice de modulação, m , ultrapasse o valor de $2/\sqrt{3}$ o conversor entra no modo de sobremodulação, onde, da mesma forma que na modulação PWM senoidal, as equações lineares deixam de ter validade. Um vetor de tensão na região de sobremodulação ultrapassa a fronteira hexagonal da figura E.3, como é ilustrado na figura E.4. Os vetores nulos deixam de ser aplicados, e os valores de T_1 e T_2 são dados pelas equações (E.9) e (E.10) respectivamente.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}\cos(\alpha) - \sin(\alpha)}{\sqrt{3}\cos(\alpha) + \sin(\alpha)} T_s \quad (\text{E.9})$$

$$T_2 = \frac{2\sin(\alpha)}{\sqrt{3}\cos(\alpha) + \sin(\alpha)} T_s \quad (\text{E.10})$$

Assim como ocorre na modulação PWM senoidal, na região de sobremodulação o SVPWM apresenta alta distorção harmônica na tensão de saída. Caso m ultrapasse

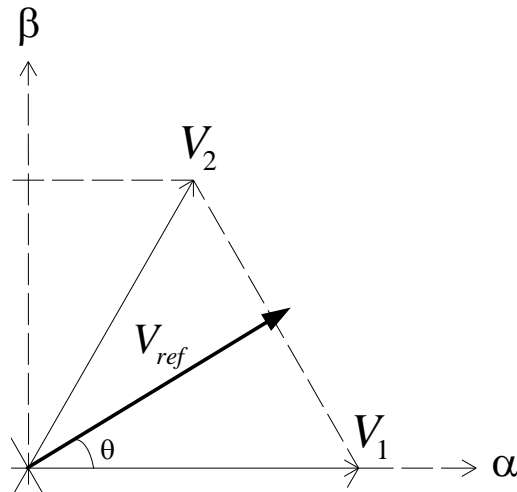


Figura E.4: Operação em sobremodulação.

a razão de $4/3$, a tensão de referência permanecerá fora do limite hexagonal durante toda a operação, deste modo, apenas vetores não nulos serão aplicados, o que é conhecido como operação em onda quadrada. (MEHRIZI-SANI, 2007)

E.4 Modulação PWM senoidal com Injeção de Harmônicos de Sequência Zero

Uma técnica de modulação mais avançada pode ser derivada da modulação PWM senoidal tradicional. Trata-se da injeção de harmônicos de sequência zero no sinal de referência de tensão que é comparado com a portadora. Harmônicos de sequência zero são aqueles múltiplos ímpares de 3 (3, 9, 15, 21...). São assim denominados por circularem pelo condutor de neutro, devido possuírem o mesmo ângulo de defasagem em todas as fases, assim, quando somados, não se anulam como no caso de harmônicos de sequência positiva e negativa, que por sua vez são equilibrados.

Na modulação PWM com injeção de harmônicos (HIPWM – harmonic injection PWM) a tensão máxima de saída do conversor, na região linear de operação, sofre um aumento de 15% em sua componente fundamental em relação a modulação PWM senoidal tradicional. Na HIPWM cada ramo permanece desligado por um terço do

período, o que reduz as perdas de chaveamento. Outra vantagem é a menor distorção harmônica na saída do conversor (BOOST e ZIOGAS, 1988).

A presença de harmônicos de sequência zero nas tensões de saída de fase em um conversor trifásico sem condutor de neutro não prejudica sua performance, pois estes se cancelam nas tensões de linha. Portanto uma forma de onda de sequência zero não produz distorção na saída (KWASINSKI *et al.*, 2003).

Para a implementação desta técnica é necessário um sinal de sincronização com o sinal de referência, pois seu ângulo precisa ser conhecido para posteriormente ser multiplicado pela ordem do harmônico a ser adicionado. Também é preciso estabelecer qual a amplitude da fundamental e qual parcela da mesma será injetada. Em (BOOST e ZIOGAS, 1988) é sugerido 17 % de 3° harmônico e 3 % de nono harmônico em contrafase, conforme mostra a expressão (E.11), onde v_p é o valor de pico de v_{ref} . A figura E.5 mostra um diagrama de blocos com a adição do 3° e 9° harmônicos.

$$v_{ref} = v_p \sin(\omega t) + 0,17v_p \sin(3\omega t) - 0,03v_p \sin(9\omega t) \quad (E.11)$$

A figura E.6 exhibe a portadora e o sinal de referência com a injeção do 3° e 9° harmônicos.

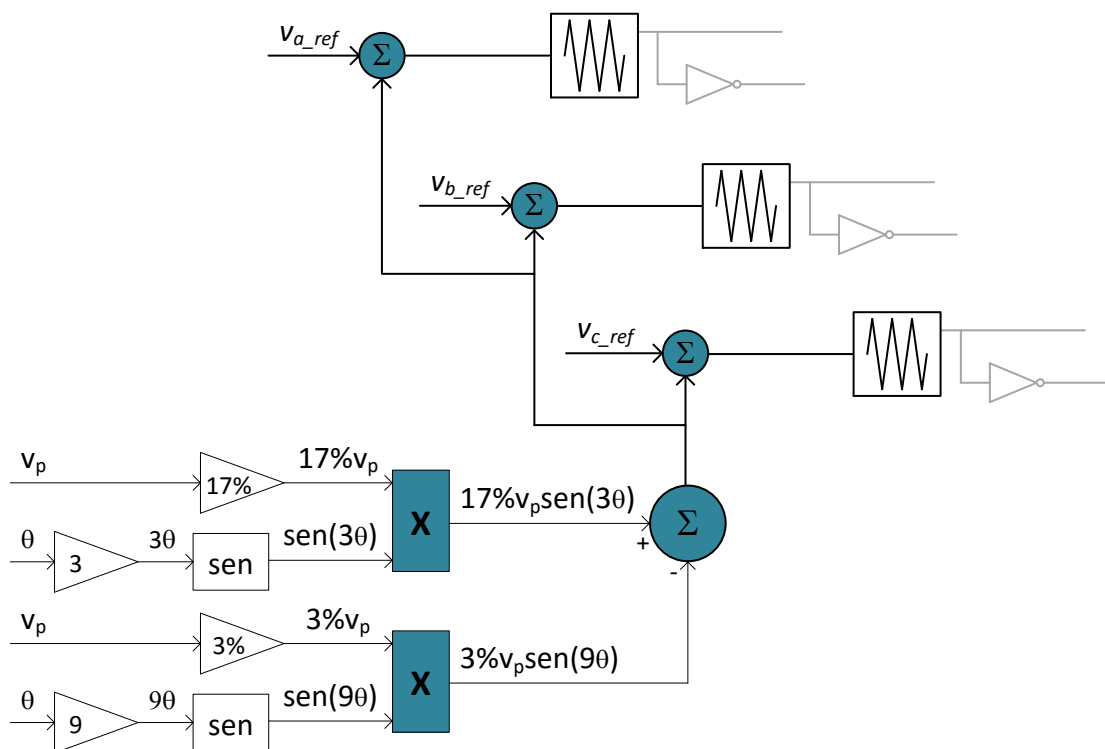


Figura E.5: Diagrama de blocos do HIPWM.

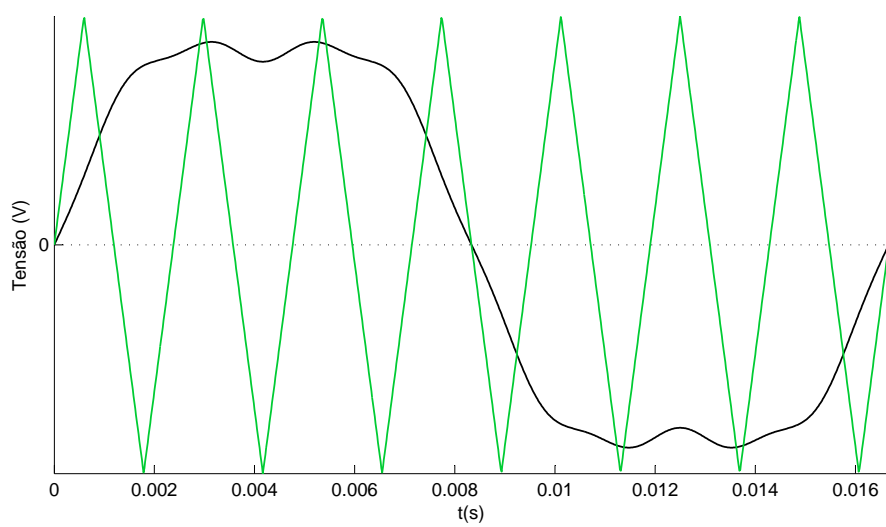


Figura E.6: Sinal de referência com adição de 3° e 9° harmônicos.