

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Cesar Augusto Arbuger

**RETIFICADOR PWM HEXAFÁSICO COM ELEVADO
FATOR DE POTÊNCIA**

Florianópolis

2016

Cesar Augusto Arbuseri

**RETIFICADOR PWM HEXAFÁSICO COM ELEVADO
FATOR DE POTÊNCIA**

Este Dissertação foi julgado aprovado para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovado em sua forma final pelo Programa de pós-graduação em Eng. Elétrica.

Florianópolis, 19 de Outubro 2016.

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Coordenador do Curso

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.
Orientador

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coorientador

Banca Examinadora:

Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.

Prof. Flávio Alberto B. Batista, Dr.

Prof. Tiago Kommers Jappe, Dr.

Prof. Márcio Silveira Ortmann, Dr.

À minha noiva

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Samir Ahmad Mussa pela orientação, não só durante esta dissertação, mas também pelos mais de quatro anos de iniciação científica e dois de mestrado, pela confiança e pelos ensinamentos e a amizade.

Ao meu coorientador professor Telles Brunelli Lazzarin, com quem aprendi muito desde o desenvolvimento de meu TCC, o sucesso deste trabalho deve-se muito à sua dedicação.

Aos colegas de sala principalmente ao Diego, e aos colegas de mestrado que fizeram os créditos comigo e com certeza contribuíram muito para minha formação.

Ao Técnicos do INEP Pacheco e Coelho, que contribuíram muito para a realização dos experimentos, com todo o conhecimento prático que puderam compartilhar comigo.

Ao secretário Diogo, por toda a disponibilidade, simpatia e presteza.

À minha família pelo apoio não só psicológico mas também financeiro.

E a minha noiva por estar sempre ao meu lado me incentivando.
Muito Obrigado!

*O sábio prevê as dificuldades.
E por isso as supera.*

Lao Tsé

RESUMO

Sistemas polifásicos têm sido empregados, por muitos anos em acionamentos, e recentemente em geração eólica. Quando considera-se sistemas de geração de energia elétrica hexafásicos, habitualmente empregam-se sistema trifásico duplo, defasados de 30 graus elétricos entre si e sem conexão de neutro. Tipicamente, esses sistemas utilizam-se de retificadores a diodos de doze pulsos para converter corrente alternada em corrente contínua, para posteriormente injetar a potência na rede elétrica através de inversores trifásicos. Contudo, podem-se obter melhores resultados utilizando-se retificadores ativos, uma vez que eles proporcionam menor distorção harmônica nas correntes do gerador e uma tensão de saída regulada. Observando isso, essa dissertação propõe uma topologia de retificador ativo para um sistema hexafásico. São utilizados sistemas de referência estacionário e síncrono com o objetivo de obter os modelos dinâmicos do conversor, com isso são propostas estratégias de controle nesses eixos de referências. A topologia, modelo dinâmico e estratégia de controle propostos são validados por simulação e experimentalmente para especificações de: 12 kW, 220 V de tensão de entrada e 800 V de tensão de saída. Os resultados são apropriados, proporcionando tensão de saída regulada, correntes com reduzido conteúdo harmônico, e conseqüentemente, alto fator de potência.

Palavras-chave: Sistemas polifásicos . Retificador ativo. Alto fator de potência

ABSTRACT

Poly-phase systems have been used for many years in electrical machines and recently in wind power generations. When it comes to six-phase system, they usually are built by a dual three-phase system, shifted by 30 electrical degrees from each other and with no neutral connection. Typically, this system employs a twelve-pulse diode rectifier to convert ac to dc voltages. However, it may be improved if an active rectifier is used, because it can provide lower distortion in generator currents and regulated output voltage. Taking that into account, this work proposes a six-phase active rectifier topology for a dual three-phase system. A stationary and a synchronous frame reference for six-phase system are applied to obtain the converter dynamic model and thus a control strategy is proposed in both frame references. The proposed topology, dynamic model and control strategy were verified by simulation and experimentation for following specification: 12 kW, 220 V at input voltage and 800 V at the output voltage. The results were appropriated, providing a regulated output voltage, an input current with reduced harmonic distortion and thus high power factor.

Keywords: Poly-phase systems. Active rectifier. High power factor

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Sistema hexafásico.....	41
Figura 2	Topologia clássica do retificador doze pulsos com transformador Y/Y- Δ	43
Figura 3	Simulação do retificador de doze pulsos (a)tensões em coordenadas $\alpha\beta$, (b)correntes em coordenadas $\alpha\beta$, (c)potência ativa e (d)potência reativa.	45
Figura 4	Gerador síncrono hexafásico (a)aplicação típica em geração eólica (b)Geometria espacial do gerador (c)conexão dos enrolamentos do gerador.....	46
Figura 5	Simulação do gerador hexafásico (a)tensões em coordenadas $\alpha\beta$, (b)correntes em coordenadas $\alpha\beta$, (c)potência ativa e (d)potência reativa.	47
Figura 6	Topologia do conversor hexafásico.....	49
Figura 7	Diagrama de blocos que representa a estratégia de modulação PWM senoidal do conversor hexafásico.....	50
Figura 8	Mapeamento dos vetores nos planos $\alpha_1\beta_1$ e $\alpha_2\beta_2$	52
Figura 9	Variação das razões cíclicas no tempo com a identificação de cada setor e região.....	52
Figura 10	Comparação das moduladoras com a portadora, mostrando o sinal de comando dos interruptores e os vetores amostrados considerando o conversor operando no Setor 1 Região 2.	53
Figura 11	Vetores amostrados no Setor 1, para outros setores os vetores apresentam padrão semelhante.....	55
Figura 12	Circuito equivalente do conversor hexafásico considerando interruptores bidirecionais de dois estados.....	62
Figura 13	Circuito equivalente do conversor hexafásico visto da entrada.....	63
Figura 14	Circuito equivalente em coordenadas estacionárias.....	65
Figura 15	Circuito equivalente visto da saída.....	67
Figura 16	Circuito Equivalente de saída.....	68
Figura 17	Diagrama de blocos da estratégia de controle em eixos estacionários.....	71
Figura 18	Resultado de simulação para validação da resposta dinâmica do modelo da planta de corrente.	72

Figura 19	Resultado de simulação para validação da resposta dinâmica do modelo da planta de tensão.....	73
Figura 20	Tensões e correntes de entrada do conversor, operando com controle em base $\alpha\beta$	74
Figura 21	Tensão e corrente de entrada da fase A do conversor operando em regime permanente.....	75
Figura 22	Resposta dinâmica da corrente de entrada e da tensão de saída para degrau de carga.....	75
Figura 23	Circuito equivalente do conversor hexafásico visto da entrada.....	79
Figura 24	Circuito equivalente em coordenadas dq	80
Figura 25	Circuito equivalente visto da saída.....	83
Figura 26	Circuito Equivalente de saída.....	84
Figura 27	Estratégia de controle em dq	86
Figura 28	Estrutura empregada para o PLL hexafásico.....	87
Figura 29	Tensões e correntes de entrada do conversor, operando com controle em base dq	89
Figura 30	Tensão e corrente de entrada da fase A do conversor operando em regime permanente.....	89
Figura 31	Resposta dinâmica da corrente de entrada e da tensão de saída para degrau de carga.....	90
Figura 32	Protótipo do conversor hexafásico.....	92
Figura 33	Lugar das raízes para rojeto do controlador de corrente.....	93
Figura 34	Diagrama de bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente.....	94
Figura 35	Lugar das raízes para rojeto do controlador de tensão.....	94
Figura 36	Diagrama de bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão.....	95
Figura 37	Tensões de alimentação do sistema hexafásico.....	96
Figura 38	Correntes de entrada drenadas pelo conversor.....	97
Figura 39	Corrente e tensão de entrada para fase A com baixa carga.....	97
Figura 40	Corrente e tensão de entrada para fase A a meia carga.....	98
Figura 41	Correntes de entrada das fases A e D e tensão e corrente de saída para degrau de carga.....	98
Figura 42	Correntes de entrada das fases A e D e tensão e corrente	

de saída para degrau de carga.	99
Figura 43 Correntes de entrada drenadas pelo conversor.	100
Figura 44 Corrente e tensão de entrada para fase A com baixa carga.	100
Figura 45 Corrente e tensão de entrada para fase A a meia carga.	101
Figura 46 Correntes de entrada das fases A e D e tensão e corrente de saída para degrau de carga.	102

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Propriedades das frequências em base dq	37
Tabela 2	Parâmetros de simulação.....	44
Tabela 3	Sequência de vetores amostrados em cada setor e região.	54
Tabela 4	Parâmetros de simulação do conversor.	74
Tabela 5	Parâmetros de projeto do conversor.....	91
Tabela 6	Componentes do conversor.....	92
Tabela 7	Comparação entre os controles $\alpha\beta$ e dq com baixa e meia carga.....	101

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

THD	<i>Total harmonic distortion</i>	27
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>	27
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônico	27
VSC	Voltage Source Converter	49
PWM	Pulse width Modulation	50
SISO	<i>Single Input Single Output</i>	82
PLL	Phase Lock-Loop	87

LISTA DE SÍMBOLOS

λ_x	Valor próprio da matriz	47
q_x	Vetor próprio da matriz associado ao valor próprio λ_x	47
λ_x	Valor próprio da matriz	47
T_{dq}	Transformação síncrona dq	47
$T_{\alpha\beta}$	Transformação estacionária $\alpha\beta$	47
v_x	Tensão relativa à x	47
ωt	Ângulo do vetor girante associado à rede ou ao gerador	47
i_x	Corrente relativa à x	47
p	Potência ativa	47
q	Potência reativa	47
L_x	Indutância relativa à fase x	60
C_o	Capacitância de saída	60
V_o	Tensão de saída	60
\vec{V}_x	Vetor gerado pela combinação de acionamento dos interruptores	60
s_x	Interruptor do conversor	60
C_o	Capacitância de saída	60
I_p	Valor de pico da corrente de linha	60
V_p	Valor de pico da tensão de fase	60
ΔI	Ondulação de corrente	60
P_o	Potência de saída	60
f_c	Frequência de chaveamento	60
d_x	Razão cíclica relativa a fase x	60
I_{smed}	Corrente média no interruptor	60
I_{sef}	Corrente eficaz no interruptor	60
I_{Dmed}	Corrente média no diodo	60
I_{Def}	Corrente eficaz no diodo	60
v_{Sx}	Tensão Equivalente no ponto médio do braço x	63
V_{CMx}	Tensão de modo comum	63
s	Operador de Laplace	66
R_o	Resistência equivalente de saída	66
P_{in}	Potência de entrada	70

C_I	Controlador de corrente	72
C_V	Controlador de tensão	72
f_a	frequência de amostragem	73
ξ	Coeficiente de amortecimento	93
ω_n	Frequência natural	93

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	27
1.1 INTRODUÇÃO GERAL	27
1.2 OBJETIVOS	29
1.3 METODOLOGIA	29
1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	30
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	33
2.1 TRANSFORMAÇÃO DE BASE	33
2.1.1 Transformação síncrona (dq)	34
2.1.1.1 Mapeamento das frequências em base síncrona	37
2.1.2 Transformação estacionária ($\alpha\beta$)	38
2.2 POTÊNCIA INSTANTÂNEA	39
2.2.1 Revisão de potência instantânea em sistemas trifásicos	39
2.2.2 Potência instantânea em sistemas hexafásicos	40
2.2.3 Interpretação física	42
2.2.3.1 Retificador de doze pulsos com transformador Y/Y- Δ ...	43
2.2.3.2 Gerador síncrono hexafásico	44
2.3 CONCLUSÃO	46
3 CONVERSOR HEXAFÁSICO	49
3.1 CONVERSOR	49
3.2 MODULAÇÃO	50
3.2.1 Análise Vetorial da Modulação PWM	51
3.3 EQUACIONAMENTO BÁSICO DO CONVERSOR	54
3.3.1 Dimensionamento dos Indutores	56
3.3.2 Dimensionamento do Capacitor	57
3.3.3 Dimensionamento dos Interruptores	58
3.3.3.1 Máxima Tensão de Bloqueio	58
3.3.3.2 Corrente nos Interruptores	58
3.4 CONCLUSÕES	59
4 MODELAGEM DO CONVERSOR EM COORDENADAS ESTACIONÁRIAS	61
4.1 MODELAGEM DO CONVERSOR	61
4.1.1 Função de transferência da corrente de entrada ...	61
4.1.2 Função de transferência da tensão de saída	66
4.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE	71
4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	72
4.3.1 Validação dos modelos	72

4.3.2	Simulações do conversor	73
4.4	CONCLUSÕES	76
5	MODELAGEM DO CONVERSOR EM COORDENADAS SÍNCRONAS	77
5.1	MODELAGEM DO CONVERSOR	77
5.1.1	Função de transferência da corrente de entrada	77
5.1.2	Função de transferência da tensão de saída	83
5.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	86
5.2.1	Estrutura de PLL para sincronismo com a rede elétrica	87
5.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	88
5.3.1	Simulações do conversor	88
5.4	CONCLUSÕES	90
6	PROTÓTIPO E VALIDAÇÃO COM RESULTADOS EXPERIMENTAIS	91
6.1	PROJETO DO CONVERSOR	91
6.1.1	Projeto de componentes	91
6.1.2	Projeto dos controladores	92
6.1.2.1	Controlador de corrente	93
6.1.2.2	Controlador de tensão	95
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONTROLE EM EIXOS ESTACIONÁRIOS	96
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM COORDENADA SÍNCRONAS	99
6.4	CONCLUSÕES	102
7	CONCLUSÕES GERAIS	103
7.1	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	104
	REFERÊNCIAS	107
	ANEXO A – Planilha de cálculo das transformadas	113
	ANEXO B – Esquemático elétrico do conversor	123

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada uma breve contextualização do problema que motiva o desenvolvimento desse estudo, sendo posteriormente apresentados os objetivos da dissertação bem como a metodologia e sua organização.

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

Com o desenvolvimento tecnológico e o crescimento do processamento eletrônico de energia em larga escala e elevados níveis de potência, inicialmente com a utilização de retificadores à diodos e tiristores trouxe uma preocupação a respeito do fator de potência e suas implicações sobre a qualidade de energia na rede elétrica, porque esses retificadores drenam uma corrente com elevados níveis de THD (*total harmonic distortion*).

Contudo, com a criação de padrões internacionais (como exemplo, IEC 1000-3-2 e IEEE 519) foram impostas limitações para a distorção harmônica de corrente nos retificadores modernos, o que limitou o uso de retificadores passivos. Este fato estimulou estudos em eletrônica de potência para desenvolver novas topologias, ou melhorar as topologias convencionais, a fim de se obter a correção do fator de potência.

Alguns trabalhos, como (QIAO; SMEDLEY, 2002; BADIN; BARBI, 2011; SALMON, 1996; LUO et al., 2009; ALVES; BARBI, 2009; SOEIRO; KOLAR, 2013), propuseram o emprego de pontes de diodo adicionando algum método de controle ativo e, conseqüentemente, o conversor do tipo boost se tornou a topologia mais popular para os conversores PFC (*Power Factor Correction*) em sistemas monofásicos.

Por outro lado, nos retificadores PFC trifásicos, a topologia mais tradicional é o conversor fonte de tensão de dois níveis (2L-VSC - two-level voltage-source converter), que proporciona reduzido conteúdo harmônico na corrente de entrada e tensão regulada no barramento CC. Esta topologia é amplamente estudada na literatura (YIN et al., 2005a, 2005b; TAO; ZHENG, 2010), vários métodos de controles foram propostos para obter um funcionamento adequado do conversor, sendo que as estratégias mais comuns aplicam o controle clássico nos eixos de coordenadas estacionários e nos eixos de coordenadas síncronas.

Apesar dos sistemas elétricos existentes serem predominantemente trifásicos, estando associado ao emprego de máquinas elétricas

trifásicas, operando como gerador ou motor, máquinas com maior número de fases podem providenciar algumas vantagens como redução dos níveis de corrente por fase devido a divisão de potência entre as fases, redução de torque pulsante dada o cancelamento de componentes de fluxo no entreferro gerada por harmônicas de corrente e maior confiabilidade uma vez que o sistema é mais tolerante a falhas de fase.

A principal barreira para a utilização de máquinas polifásicas, no caso de acionamentos, é o fato da rede de distribuição elétrica ser trifásica, contudo com o desenvolvimento e a difusão da eletrônica de potência essa barreira deixou de ser uma limitação e, conseqüentemente, foram desenvolvidas máquinas que também passaram a ser utilizadas para geração de energia elétrica, sobretudo geração eólica.

O emprego de conversores polifásicos tem um importante potencial de exploração devido aos benefícios que podem proporcionar quando comparado com o tradicional conversor trifásico. Operando no modo inversor, destacam-se por proporcionar torque elevado nas máquinas com reduzida amplitude de corrente e reduzido conteúdo harmônico, inclusive com baixa ondulação de corrente no barramento CC. No modo retificador também se obtêm a redução da corrente por fase devido à distribuição da potência por um número maior de fases, maior eficiência e maior robustez.

Embora o número maior de fases aumente a complexidade de desenvolvimento dos conversores polifásicos, os benefícios que estes conversores proporcionam podem torná-lo vantajoso quando comparado com os conversores trifásicos tradicionais, principalmente quando empregado em aplicações com níveis de potência mais elevados.

Recentemente, sistemas polifásicos começaram a ser mais empregados e tornaram-se mais relevantes, sobretudo na geração de energia em sistemas eólicos (RATHIKA et al., 2014a; ABDELSALAM et al., 2013; MILIANI et al., 2007; ZHANG et al., 2005; NAHOME et al., 2011) e aplicações de tração (YE; EMADI, 2014; ABBAS; CHRISTEN; JAHNS, 1984; LEVI et al., 2008). Atualmente, a interconexão de geradores com mais de três fases e a rede elétrica trifásica é realizada através de conversores estáticos, sendo que a tensão gerada é retificada por um retificador passivo alimentando um barramento CC que é conectado à rede elétrica por um inversor de tensão trifásico.

Neste âmbito a substituição do retificador passivo por um ativo pode trazer benefícios para o funcionamento do sistema como um todo, como por exemplo, melhor rendimento, menores perdas (sobretudo na máquina), controle da tensão de barramento, etc. Sendo que no futuro pode-se tornar mais interessante o emprego de retificadores ativos para

obter reduzido conteúdo harmônico nas correntes drenadas do gerador e uma tensão de saída regulada.

1.2 OBJETIVOS

O trabalho consiste em realizar o estudo, o projeto e a implementação de um retificador ativo com correção de fator de potência para sistemas hexafásicos. O estudo tem como objetivo o dimensionamento, modelagem e controle do conversor.

Pode-se então sumarizar os objetivos nos objetivos específicos:

- Equacionar o conversor hexafásico;
- Modelar o conversor em eixos estacionários;
- Modelagem do conversor em eixos síncronos;
- Construção de um protótipo para validação do funcionamento da topologia, modelos e sistema de controle.

1.3 METODOLOGIA

Primeiramente será feito um levantamento na literatura técnica a respeito dos conversores e aplicações para sistemas elétricos hexafásicos, bem como uma revisão teórica e exploração de conceitos importantes para o desenvolvimento do equacionamento, modelagem e controle do conversor.

Após este estudo, será determinada a topologia de conversor a ser utilizada, a partir da qual será realizada a análise visando determinar os parâmetros necessários para o projeto do conversor.

Será feita então, uma análise orientada ao controle do conversor, onde serão definidas as transformações de base, semelhante as transformadas de Clarke e Park existentes para sistemas trifásicos, e a obtenção dos modelos matemáticos orientados ao projeto dos controladores.

As etapas a serem realizadas são:

- Pesquisa bibliográfica;
- Revisão e definição de conceitos;
- Análise da estrutura do conversor;
- Modelagem orientada ao controle do conversor;

- Proposta de controle do conversor;
- Simulações numéricas;
- Especificação e projeto do conversor;
- Construção do protótipo;
- Estudos experimentais;
- Redação e apresentação da dissertação.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está dividida em sete capítulos, sendo que nesse primeiro capítulo foi apresentada uma breve revisão com o objetivo de contextualizar e apresentar a motivação para os estudos realizados nesta dissertação de mestrado. Posteriormente foram apresentados os objetivos que se esperam alcançar ao final deste trabalho bem como a metodologia empregada para o desenvolvimento dos estudos.

No segundo capítulo são apresentados uma revisão dos conceitos básicos para a análise, modelagem e controle do sistema, são apresentados os conceitos de transformação de base, sendo determinadas as mudanças de eixos síncronos e estacionários para o sistema hexafásico, além de apresentada a teoria de potência ativa e reativa instantânea.

No terceiro capítulo é apresentada a topologia do conversor e sua estratégia de modulação, que é analisada do ponto de vista vetorial. Posteriormente é apresentado o equacionamento básico do conversor, onde é calculada a ondulação de corrente, correntes médias e eficazes nos interruptores, em suma, são determinadas as equações necessárias para o projeto do conversor.

Nos capítulos quatro e cinco são apresentadas as modelagens orientadas ao controle do conversor respectivamente em eixos estacionários e síncronos. São apresentados os modelos linearizados para o controle das correntes de entrada e da tensão de saída. Posteriormente são propostas técnicas para o controle do conversor e apresentados os resultados teóricos da operação do conversor obtidos por meio de simulações.

No sexto capítulo são apresentados os resultados experimentais, é apresentado o protótipo do conversor e seus parâmetros, o projeto dos controladores e os resultados obtidos experimentalmente validando a operação do conversor e do controle.

E, por fim no capítulo sete são apresentadas as conclusões desse trabalho e as propostas para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo será apresentada uma revisão dos conceitos que serão empregados no estudo da modelagem do conversor, bem como o desenvolvimento de uma estrutura de controle adequada para o funcionamento do conversor.

Inicialmente, serão apresentadas as transformações síncronas e assíncronas para o sistema hexafásico, transformações que são empregadas para obter o modelo do conversor, bem como a realização do controle.

Posteriormente, será apresentado uma abordagem da potência ativa e reativa instantânea para o sistema (teoria pq), com o intuito de compreender melhor a transferência de potência no sistema e o projeto de um controle que visa zerar a circulação de potência reativa.

2.1 TRANSFORMAÇÃO DE BASE

Difundida por Clarke (CLARKE; DUESTERHOEFT; SCHULZ, 1951) em sistemas trifásicos e posteriormente generalizada para redes polifásicas (WILLEMS, 1969) as transformações facilitam a observação de alguns fenômenos, bem como a modelagem e controle de um sistema, por exemplo, a separação de componentes de eixo zero e transformações de componentes fundamentais em constantes, como ocorre na transformada síncrona, podendo ser mais interessante trabalhar em outra base e não utilizando as variáveis reais do sistema.

As transformações de base serão obtidas através da diagonalização de uma matriz de reatância dada por

$$A = \begin{bmatrix} L & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & L & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & L & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & L \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Neste caso, a transformação de base é dada pela matriz de vetores próprios, uma vez que uma matriz multiplicada pela matriz constituída de seus vetores próprios resulta em uma matriz diagonal (matriz com

elementos não nulos apenas na diagonal principal). Do ponto de vista físico do problema considerando a reatância, isso equivale em transformar o circuito em um circuito equivalente onde não existe acoplamento.

Portanto, para determinar as transformações, basta obter os valores próprios e, posteriormente, os vetores próprios e, com isso, determinar a transformação de base.

Todos os cálculos detalhados são apresentados no anexo I.

A matriz da Eq. 2.1 possui seis valores próprios sendo iguais à

$$\begin{aligned}\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \lambda_4 = L - M \\ \lambda_5 = \lambda_6 = L + 2M\end{aligned}\tag{2.2}$$

É importante salientar que apesar de haver valores próprios repetidos são necessários vetores próprios distintos e ortogonais entre si.

Os vetores próprios associados aos valores próprios $\lambda_i = L - M$ e $\lambda_j = L + 2M$ são dados respectivamente por

$$\begin{aligned}q_i &= \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & -k_1 - k_2 & k_3 & k_4 & -k_3 - k_4 \end{bmatrix} e \\ q_j &= \begin{bmatrix} k_5 & k_5 & k_5 & k_6 & k_6 & k_6 \end{bmatrix}.\end{aligned}\tag{2.3}$$

2.1.1 Transformação síncrona (dq)

A transformação síncrona de sistemas hexafásicos consiste em uma matriz quadrada de dimensão seis, que multiplicada por um vetor de grandezas em base real (abcdef), a fim de representar as variáveis em uma outra base que proporcione alguma vantagem, podendo ser em questão de controle, análise ou modelagem. Sendo assim, a transformação síncrona é definida como

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \\ v_{01} \\ v_{02} \end{bmatrix} = [T_{dq6}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \\ v_f \end{bmatrix}\tag{2.4}$$

onde T_{dq6} é uma matriz quadrada de dimensão seis que transforma da base abcdef para base dq0.

A transformação síncrona, assim como já é feita e conhecida em

sistemas trifásicos, tem o intuito de transformar variáveis senoidais em variáveis contínuas. Para isso, os eixos da base devem ser rotacionados sincronizados com o vetor girante.

Considerando o vetor de tensão do sistema hexafásico dado por

$$V = V_p \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Pode-se observar que ao variar o valor de ωt , o vetor tensão descreve um círculo que está contido em um plano. Além disso pode-se observar que o vetor é solução para o vetor próprio q_i .

Sendo assim pode-se definir os vetores q_1 e q_2 como sendo

$$q_1 = k_{q1} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$q_2 = k_{q2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Onde o vetor q_1 é paralelo ao vetor tensão para qualquer valor de t enquanto o vetor q_2 é ortogonal, sendo assim os vetores estão relacionados respectivamente as grandezas de eixo direto (d_1) e eixo de quadratura (q_1).

A constante que multiplica os vetores próprios deve ser determinada de tal forma a obter a transformação desejada, no caso desse trabalho será empregada a transformação invariante em potência. Assim deve-se determinar os coeficientes de modo a obter vetores próprios com módulo unitário, uma vez que eles já são ortogonais dado o problema de diagonalização. Normalizando os vetores será obtida uma matriz de transformação ortonormal, que implica nas propriedades de invariância de potência e igualdade das matrizes inversa e transposta.

De forma semelhante a escolha dos vetores próprios q_1 e q_2 para as componentes de frequência fundamental, os vetores próprios q_3 e q_4 serão escolhidos tendo em vista a componente de quinta harmônica de sequência positiva, que é dada por

$$V_5 = V_{p5} \begin{bmatrix} \sin(5\omega t) & \sin(5(\omega t - \frac{2\pi}{3})) & \sin(5(\omega t + \frac{2\pi}{3})) & \sin(5(\omega t - \frac{\pi}{6})) & \sin(5(\omega t - \frac{5\pi}{6})) & \sin(5(\omega t + \frac{\pi}{2})) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

A escolha da componente de quinta harmônica para os vetores

próprios deve-se ao fato de ela ser ortogonal a componente fundamental, escolhida para os vetores q_1 e q_2 , para qualquer valor de ωt e fase. Em um sistema ideal não é gerada quinta harmônica, porém quando há desequilíbrio no sistema essa é a primeira componente a ser observada e geralmente de maior magnitude, fazendo isso a componente fundamental e a quinta harmônica de sequência positiva são transformadas em componentes contínuas e o mesmo controlador que proporciona seguimento de referência pode rejeitar perturbações.

Definem-se os vetores q_3 e q_4 como

$$q_3 = k_{q3} \begin{bmatrix} \sin(5\omega t) & \sin(5(\omega t - \frac{2\pi}{3})) & \sin(5(\omega t + \frac{2\pi}{3})) & \sin(5(\omega t - \frac{\pi}{6})) & \sin(5(\omega t - \frac{5\pi}{6})) & \sin(5(\omega t + \frac{\pi}{2})) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$q_4 = k_{q4} \begin{bmatrix} \cos(5\omega t) & \cos(5(\omega t - \frac{2\pi}{3})) & \cos(5(\omega t + \frac{2\pi}{3})) & \cos(5(\omega t - \frac{\pi}{6})) & \cos(5(\omega t - \frac{5\pi}{6})) & \cos(5(\omega t + \frac{\pi}{2})) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

E, por fim, os vetores próprios q_5 e q_6 são relacionados as componentes de sequência zero. Como o sistema em questão não possui conexão no neutro, semelhante ao caso trifásico, não há circulação de corrente nessas componentes. Portanto, não será abordado com detalhe a escolha dos vetores, sendo eles definidos como:

$$q_5 = k_{q5} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$q_6 = k_{q6} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Com os vetores escolhidos pode-se definir a transformação síncrona como

$$T_{dq6} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(5\omega t) & \sin(5(\omega t - \frac{2\pi}{3})) & \sin(5(\omega t + \frac{2\pi}{3})) & \sin(5(\omega t - \frac{\pi}{6})) & \sin(5(\omega t - \frac{5\pi}{6})) & \sin(5(\omega t + \frac{\pi}{2})) \\ \cos(5\omega t) & \cos(5(\omega t - \frac{2\pi}{3})) & \cos(5(\omega t + \frac{2\pi}{3})) & \cos(5(\omega t - \frac{\pi}{6})) & \cos(5(\omega t - \frac{5\pi}{6})) & \cos(5(\omega t + \frac{\pi}{2})) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

2.1.1.1 Mapeamento das frequências em base síncrona

A rotação dos eixos de referência na transformação síncrona proporciona um deslocamento nas componentes de frequência das variáveis transformadas (tensão e corrente).

Assim, como ocorre no sistema trifásico, a frequência com que cada componente é mapeada em base síncrona depende de três fatores, a frequência da componente, a frequência de rotação dos eixos síncronos e a sequência de fase da componente.

Deve-se observar que a transformada síncrona empregada possui dois subplanos, que rotacionam com velocidades distintas, e no caso do sistema hexafásico diferentes frequências são mapeadas em diferentes subplanos, sendo que as frequências dadas por $(12 \cdot N \pm 1)f_o$ ($f_o, 11f_o, 13f_o, 23f_o...$) são mapeadas no plano d_1q_1 e as frequências dadas por $(12 \cdot N \pm 5)f_o$ ($5f_o, 7f_o, 17f_o, 19f_o...$) mapeadas no plano d_2q_2 .

A frequência que cada componente é mapeada na base síncrona é dada pela diferença de frequência da componente e a frequência de rotação dos eixos dq do subplano em que essa componente está mapeada. Sendo que essa diferença é dada pela subtração da frequência de rotação do eixo síncrono para as componentes de sequência positiva e a soma no caso de sequência negativa.

A Tabela 1 mostra, para as primeiras componentes de frequências, o plano em que elas são mapeados (dq_1 ou dq_2), a sequência de fase (positiva (+) ou negativa (-)) e a frequência que é mapeada em base síncrona.

Tabela 1 – Propriedades das frequências em base dq

Componente Harmônica	1^a	5^a	7^a	11^a	13^a	17^a	19^a	23^a
Plano Mapeado	dq_1	dq_2	dq_2	dq_1	dq_1	dq_2	dq_2	dq_1
Sequência de fase	+	+	-	-	+	+	-	-
Frequência em dq	CC	CC	$12f_o$	$12f_o$	$12f_o$	$12f_o$	$24f_o$	$24f_o$

Pode-se observar que as componentes fundamental e quinta harmônica são mapeadas como valores contínuos em subplanos distintos e as demais componentes são mapeadas em frequência múltiplas de doze, esse fato pode proporcionar vantagens de controle, uma vez que com o

projeto de um controlador pode-se obter seguimento de referência com erro nulo para a fundamental e rejeição de perturbações de quinta harmônica e com um controlador ressonante pode-se rejeitar componentes em quatro frequências distintas, dado o agrupamento que ocorre nos eixos síncronos.

2.1.2 Transformação estacionária ($\alpha\beta$)

A transformação de eixos estacionários é definida como

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \\ v_{\alpha 2} \\ v_{\beta 2} \\ v_{01} \\ v_{02} \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 6}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \\ v_f \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

onde $T_{\alpha\beta 6}$ é uma matriz quadrada de dimensão seis que transforma da base abc para base $\alpha\beta$.

A transformação estacionária difere da transformação síncrona por ser invariante no tempo, enquanto os eixos da transformação síncrona giram na velocidade síncrona acompanhando as grandezas do sistema, a transformação estacionária possui uma base estática, e pode ser interpretada como um caso particular da transformação dq para um valor de ωt específico.

Escolhendo um valor de ωt igual a $\pi/2$ obtém-se a transformação $\alpha\beta$ que já é conhecida e amplamente utilizada na literatura (BOJOI et al., 2003), dada por

$$T_{\alpha\beta 6} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Pode-se observar também que aplicando a transformada de rotação à transformada $\alpha\beta 6$ é obtida a transformada $dq6$.

$$[T_{dq6}] = [T_{\alpha\beta6}] \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin(5\omega t) & -\cos(5\omega t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(5\omega t) & \sin(5\omega t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

2.2 POTÊNCIA INSTANTÂNEA

O conceito de potência instantânea foi introduzido por Akagi et al. (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984) em 1984 para sistemas trifásicos. Desde então, vários trabalhos contribuíram para a teoria p-q, como em (WATANABE; STEPHAN; AREDES, 1993; WILLEMS, 1992). As principais aplicações da teoria p-q são em estratégias de controle para retificadores PWM, redistribuidores de potência e filtros ativos (WATANABE et al., 2010; AREDES et al., 2009; FUJITA; AKAGI, 1998). Em (PENG; LAI, 1996) e em (HERRERA et al., 2009) os autores propõem teorias generalizadas para teoria de potência instantânea para sistemas trifásicos e polifásicos respectivamente, contudo essas teorias ainda não são consolidadas.

Tendo em vista a aplicação apresentada neste trabalho e a necessidade de representar o comportamento do fluxo de potência em sistemas polifásicos, será apresentado um método de cálculo para determinar as potências ativas e reativas instantâneas processadas no sistema hexafásico. Podendo-se aplicada em estratégias de controle para inversores, retificadores e filtros ativos hexafásicos, assim como a teoria de potência instantânea tem sido aplicada em sistemas trifásicos.

2.2.1 Revisão de potência instantânea em sistemas trifásicos

A potência ativa e reativa para sistemas trifásicos introduzida por Akagi et al (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984) se utiliza da transformada de Clarke invariante em potência para representar as tensões e correntes em coordenadas α/β . Essa transformação é dada por:

$$T_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Sendo então, as tensões e correntes em coordenadas $\alpha\beta 0$ representadas por

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = T_3 \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} e \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = T_3 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

As potências instantâneas em sistemas trifásicos são definidas pela Equação (2.19), onde p é a potência ativa, q é a potência reativa and p_o é a potência de eixo zero. Cada potência pode ser dividida em duas componentes : componente média ($\bar{p}, \bar{q}, \bar{p}_0$) e alternada ($\tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{p}_0$) (WATANABE et al., 2010).

$$\begin{cases} p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta = \bar{q} + \tilde{q} \\ p_0 = v_0 i_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{cases} \quad (2.19)$$

2.2.2 Potência instantânea em sistemas hexafásicos

A potência em sistemas hexafásicos pode ser representada com base nas variáveis representadas em referencial estacionário (coordenadas $\alpha\beta$), utilizando a transformação da Equação (2.15), similar ao sistema trifásico. As tensões e as correntes nas coordenadas $\alpha\beta$ são representadas por

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \\ v_{\alpha 2} \\ v_{\beta 2} \\ v_{01} \\ v_{02} \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 6} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \\ v_f \end{bmatrix} e \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{01} \\ i_{02} \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 6} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \\ i_f \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Assim como no sistema trifásico a potência ativa e a potência de sequência zero ($p + p_0$) são definidas pelo produto interno dos vetores tensão e corrente, descritos por

$$p + p_0 = v_{\alpha 1} i_{\alpha 1} + v_{\beta 1} i_{\beta 1} + v_{\alpha 2} i_{\alpha 2} + v_{\beta 2} i_{\beta 2} + v_{01} i_{01} + v_{02} i_{02}. \quad (2.21)$$

A definição da potência reativa instantânea considera o sistema hexafásico mostrado na Fig. 1, no qual pode ser observado que não há conexão dos pontos neutros, isso evita circulação de correntes de sequência zero (i_{01} e i_{02}).

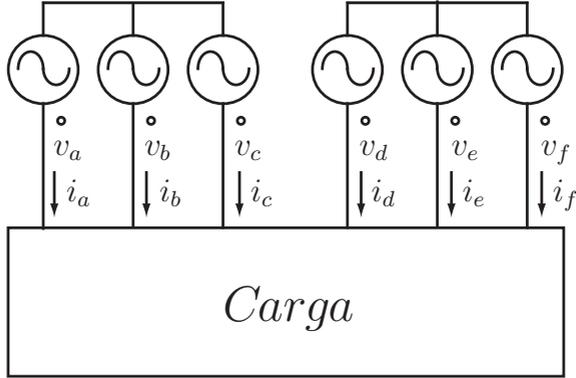


Figura 1 – Sistema hexafásico.

O sistema pode ser visto como dois sistemas trifásicos, com isso a potência reativa pode ser expressa através do somatório das potências dos dois sistemas trifásicos, dado por

$$q = v_{\beta 3\phi 1} i_{\alpha 3\phi 1} - v_{\alpha 3\phi 1} i_{\beta 3\phi 1} + v_{\beta 3\phi 2} i_{\alpha 3\phi 2} - v_{\alpha 3\phi 2} i_{\beta 3\phi 2}. \quad (2.22)$$

Substituindo os valores de tensão e corrente em coordenadas $\alpha\beta 0$ pelos valores reais (coordenadas $abcdef$), é obtida a equação

$$q = \frac{2}{3} \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right) \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) - \left(v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c \right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right) \right. \\ \left. + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_e - \frac{\sqrt{3}}{2} v_f \right) \left(i_d - \frac{1}{2} i_e - \frac{1}{2} i_f \right) - \left(v_d - \frac{1}{2} v_e - \frac{1}{2} v_f \right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_e - \frac{\sqrt{3}}{2} i_f \right) \right]. \quad (2.23)$$

Com algumas manipulações algébricas, a equação acima pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
q = \frac{1}{3} & \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_b - \frac{\sqrt{3}}{2}v_c + \frac{1}{2}v_d + \frac{1}{2}v_e - v_f \right) \left(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c + \frac{\sqrt{3}}{2}v_d - \frac{\sqrt{3}}{2}v_e \right) \right. \\
& - \left(v_a - \frac{1}{2}v_b - \frac{1}{2}v_c + \frac{\sqrt{3}}{2}v_d - \frac{\sqrt{3}}{2}v_e \right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c + \frac{1}{2}i_d + \frac{1}{2}i_f - i_f \right) \\
& + \left(v_a - \frac{1}{2}v_b - \frac{1}{2}v_c - \frac{\sqrt{3}}{2}v_d + \frac{\sqrt{3}}{2}v_e \right) \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}i_b + \frac{\sqrt{3}}{2}i_c + \frac{1}{2}i_d + \frac{1}{2}i_f - i_f \right) \\
& \left. - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}v_b + \frac{\sqrt{3}}{2}v_c + \frac{1}{2}v_d + \frac{1}{2}v_e - v_f \right) \left(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c - \frac{\sqrt{3}}{2}v_d + \frac{\sqrt{3}}{2}v_e \right) \right]. \tag{2.24}
\end{aligned}$$

Nas coordenadas $\alpha\beta$, a potência reativa instantânea é dada por:

$$q = v_{\beta 1}i_{\alpha 1} - v_{\alpha 1}i_{\beta 1} + v_{\alpha 2}i_{\beta 2} - v_{\beta 2}i_{\alpha 2}. \tag{2.25}$$

As potências instantâneas no sistema hexafásico são definidas pelas equações (2.26), definidas como potência ativa (p), potência reativa (q) e potência de sequência zero (p_0).

$$\begin{cases} p = v_{\alpha 1}i_{\alpha 1} + v_{\beta 1}i_{\beta 1} + v_{\alpha 2}i_{\alpha 2} + v_{\beta 2}i_{\beta 2} = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = v_{\beta 1}i_{\alpha 1} - v_{\alpha 1}i_{\beta 1} + v_{\alpha 2}i_{\beta 2} - v_{\beta 2}i_{\alpha 2} = \bar{q} + \tilde{q} \\ p_0 = v_{01}i_{01} + v_{02}i_{02} = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{cases} \tag{2.26}$$

Como mostrado na Equação (2.25), tensões e correntes mapeadas em planos ortogonais (α_1, β_1) e (α_2, β_2) não produzem valor médio ou valor instantâneo de potência reativa, por não existir nenhuma parcela da potência que devido a correntes e tensões de planos complementares, existe apenas interação entre as componentes de um mesmo plano.

Na teoria proposta por Peng et al (PENG; LAI, 1996) para sistemas trifásicos e por Herrera et al in (HERRERA et al., 2009) para sistemas polifásicos, a potência reativa instantânea é definida como a norma de um vetor \mathbf{q} , que é definido como o produto vetorial e o produto diático, respectivamente, dos vetores tensão e corrente. Uma vez que a norma é calculada como a raiz quadrada do somatório dos elementos do vetor \mathbf{q} elevados ao quadrado, a informação do sentido do fluxo de potência (sinal) é perdida, e algumas parcelas da potência que deveriam se cancelar são somadas, aumentando o valor absoluto da potência reativa instantânea.

2.2.3 Interpretação física

A fim de validar e observar o comportamento da potência instantânea serão analisadas algumas aplicações típicas de sistemas hexafásicos.

2.2.3.1 Retificador de doze pulsos com transformador Y/Y- Δ

A configuração típica de um retificador de doze pulsos consiste em dois retificadores de seis pulsos alimentados por um transformador Y/Y- Δ , ou Δ/Δ -Y, que proporciona duas fontes trifásicas defasadas de 30 graus elétricos entre si, e a saída CC é conectada em série. Essa configuração é amplamente estudada na literatura (CHOI et al., 1996; RENDUSARA et al., 1996, 1995) e está ilustrada na Fig. 2.

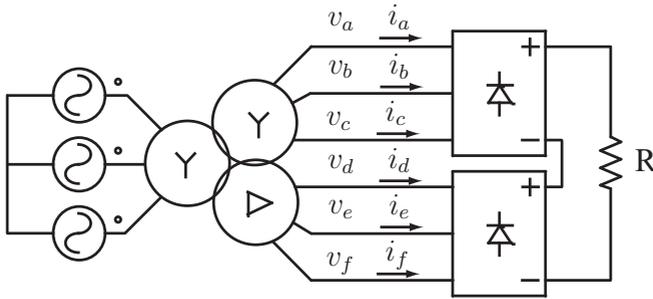


Figura 2 – Topologia clássica do retificador doze pulsos com transformador Y/Y- Δ .

Quando o transformador é considerado ideal, e possui relação de transformação unitária de tensão de linha para linha, consequentemente são induzidas tensões no secundário de amplitudes iguais nas seis fases. Neste caso, as componentes harmônicas de corrente drenadas pela carga de quinta e de sétima harmônica, por exemplo, são canceladas pelo transformador. Por isso, essas componentes existem apenas nos enrolamentos secundários, não sendo transferidos para o primário e não circulando potência reativa entre a fonte e a carga.

Em condições ideais, as tensões induzidas no secundário pelo transformador serão sempre mapeadas no plano $(\alpha_1\beta_1)$ (o transformador ideal não pode induzir tensões no plano $(\alpha_2\beta_2)$). A mesma característica é observada com a corrente no sentido contrário. Correntes no secundário que são mapeadas no plano $(\alpha_2\beta_2)$ não são induzidas no primário. Observando essa propriedade, pode-se concluir que componentes de tensões e correntes mapeadas em planos ortogonais não podem gerar potência reativa instantânea, caso contrário a potência instantânea gerada pela fonte no primário seria diferente da absorvida pela carga no secundário.

Para validar a teoria proposta para potência instantânea hexa-

física, será simulado o sistema da Fig. 2 considerando os parâmetros da Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros de simulação.

Tensão de entrada	$V_{in} = 220 \text{ Vrms}$
Frequência fundamental	$f_{in} = 60 \text{ Hz}$
$Y - Y$ relação de transformação	$n = 1.5 \text{ linha/linha}$
$Y - \Delta$ relação de transformação	$n = 1 \text{ linha/linha}$
Resistência de carga	$R_0 = 50 \Omega$

No caso simulado a relação de transformação é 1,5 vezes maior para os enrolamentos Y do secundário comparados aos enrolamentos Δ . Neste caso, a tensão induzida no secundário em Y terá um valor de pico 1,5 vezes maior, o que faz com que parte da tensão induzida no secundário seja mapeada no plano $(\alpha_2\beta_2)$, em função das diferentes relações de transformação.

Os resultados de simulação são apresentados na Fig. 3, na qual são mostradas as formas de onda de tensão e corrente nas coordenadas $\alpha\beta$, e os valores instantâneos de potência ativa e reativa em comparação com o seu valor médio. Os valores de potência instantânea são calculados pelas Eq. 2.19 no lado primário e pela Eq. 2.26 no secundário. Nota-se que as formas de onda de potência no primário e secundário estão sobrepostas.

2.2.3.2 Gerador síncrono hexafásico

Outra aplicação de sistemas hexafásicos é na geração eólica, a topologia comumente empregada é mostrada na Fig. 4. O gerador síncrono, que está acoplado à turbina eólica, gera as tensões hexafásicas que alimenta o barramento CC através do retificador de doze pulsos. A injeção de potência na rede elétrica é realizada através de um inversor de tensão trifásico.

O gerador hexafásico possui dois conjuntos de enrolamentos espacialmente defasados de 30 graus, como mostra a Fig. 4. Devido a geometria do gerador, as tensões induzidas nos terminais da máquina são sempre mapeadas no subespaço $(\alpha_1\beta_1)$ já as corrente drenadas estarão nos subespaços $(\alpha_1\beta_1)$, $(\alpha_2\beta_2)$ e (0_10_2) dependendo da corrente drenada do gerador, sendo que as componentes nos subespaços $(\alpha_2\beta_2)$ e (0_10_2) não contribuem para o fluxo no entreferro.

Considerando que os enrolamentos são idênticos e são defasados

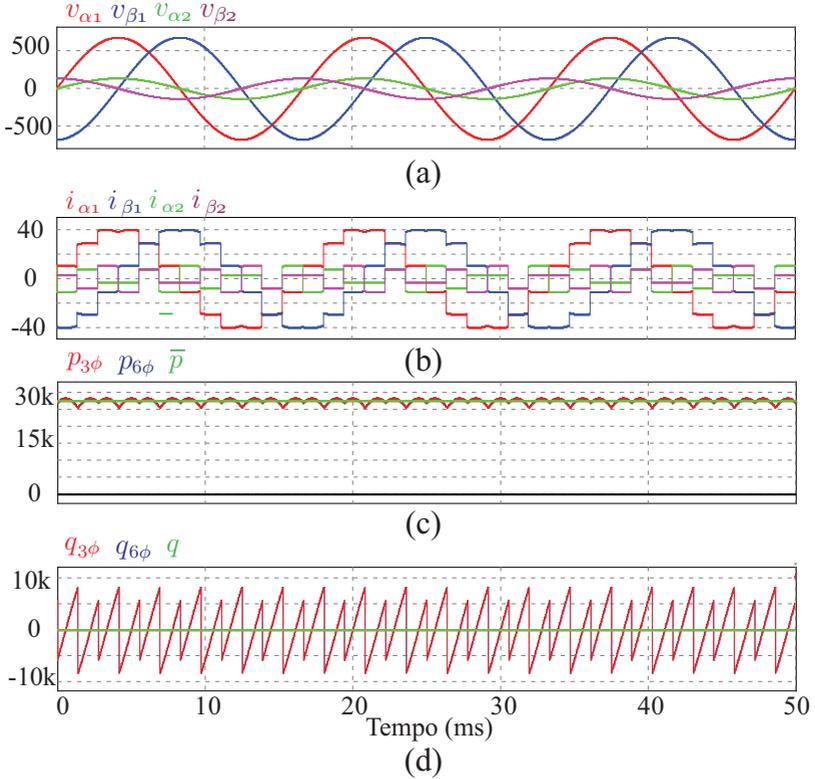


Figura 3 – Simulação do retificador de doze pulsos (a)tensões em coordenadas $\alpha\beta$, (b)correntes em coordenadas $\alpha\beta$, (c)potência ativa e (d)potência reativa.

em exatamente 30 graus, apenas as componentes de correntes ($\alpha_1\beta_1$) contribuem para o fluxo no entreferro, o qual pode ser decomposto em dois vetores: um que está em fase com o fluxo do rotor, que está associado à potência reativa instantânea, e outro componente ortogonal ao fluxo do rotor, que está associada a potência ativa.

O resultado de simulação para esse caso é mostrado na Fig. 5.

Pode-se observar que a frequência fundamental da potência oscilante é a décima segunda harmônica, que é gerada pela décima primeira e décima terceira componentes harmônicas da corrente. Estas são as primeiras componentes harmônicas mapeadas no plano ($\alpha_1\beta_1$). Componentes de correntes no plano ($\alpha_2\beta_2$) não transferem potência

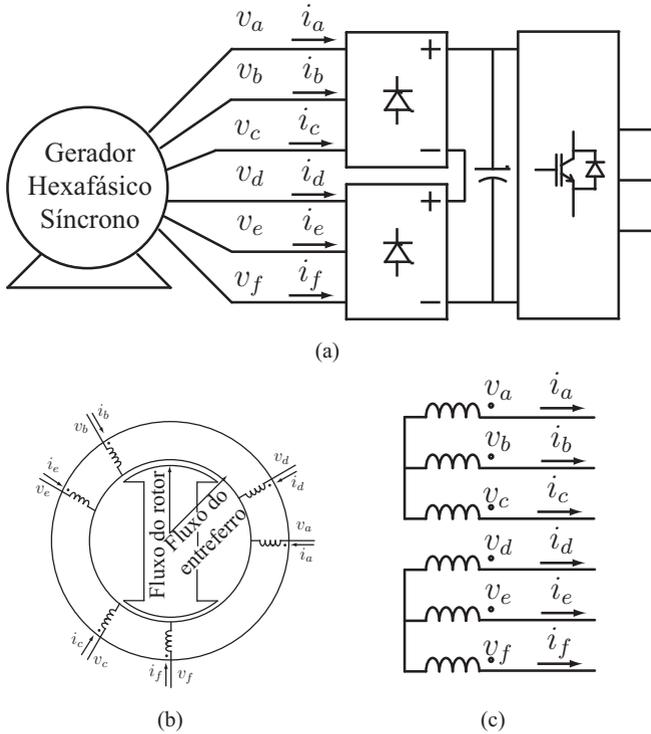


Figura 4 – Gerador síncrono hexafásico (a) aplicação típica em geração eólica (b) Geometria espacial do gerador (c) conexão dos enrolamentos do gerador.

nem produzem potência oscilante. Também não há correntes no plano (0_10_2) devido a desconexão entre os neutros.

2.3 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou as transformações que serão empregadas na análise e controle da estrutura, sendo que elas foram determinadas de forma analítica, a metodologia empregada para a sua obtenção pode ser aplicada para qualquer sistema polifásico.

Foi proposto um método para o cálculo de potência instantânea em sistema hexafásico, baseando-se na potência instantânea trifásica. O cálculo de potência foi interpretado utilizando dois sistemas trifá-

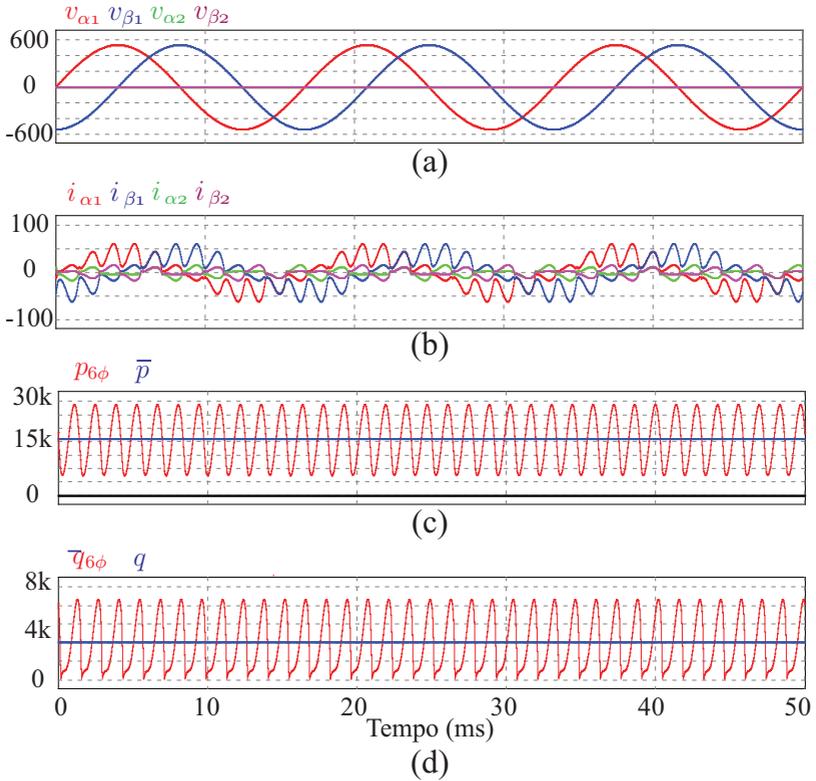


Figura 5 – Simulação do gerador hexafásico (a) tensões em coordenadas $\alpha\beta$, (b) correntes em coordenadas $\alpha\beta$, (c) potência ativa e (d) potência reativa.

sicos, um retificador de doze pulsos que já é amplamente estudado e documentado além de ser utilizado em algumas aplicações na indústria, e um gerador hexafásico que tem se tornado interessante em aplicações de geração eólica.

Na teoria proposta para a potência instantânea, pode-se observar que subespaços ortogonais em coordenadas $\alpha\beta$ não podem transferir potência ou gerar potência oscilante. Esse conceito pode ser estendido para sistemas polifásicos e também pode-se observar no sistema trifásico.

3 CONVERSOR HEXAFÁSICO

Este capítulo apresentará a topologia do conversor, bem como os aspectos técnicos do funcionamento, a modulação, as etapas de operação e o equacionamento do conversor.

3.1 CONVERSOR

O conversor empregado é um conversor de dois níveis do tipo fonte de tensão, (VSC, *Voltage Source Converter*). Topologia que é muito popular para conversores trifásicos, não apenas retificadores, mas principalmente em inversores e filtros ativos. A topologia proposta se difere da trifásica apenas na quantidade de braços, sendo seis (6), um por fase.

Na Fig. 6 é apresentada a topologia do VSC de dois níveis hexafásico. O conversor é bidirecional em corrente, o qual já é empregado em acionamentos de máquinas hexafásicas, sobretudo em aplicações de propulsão.

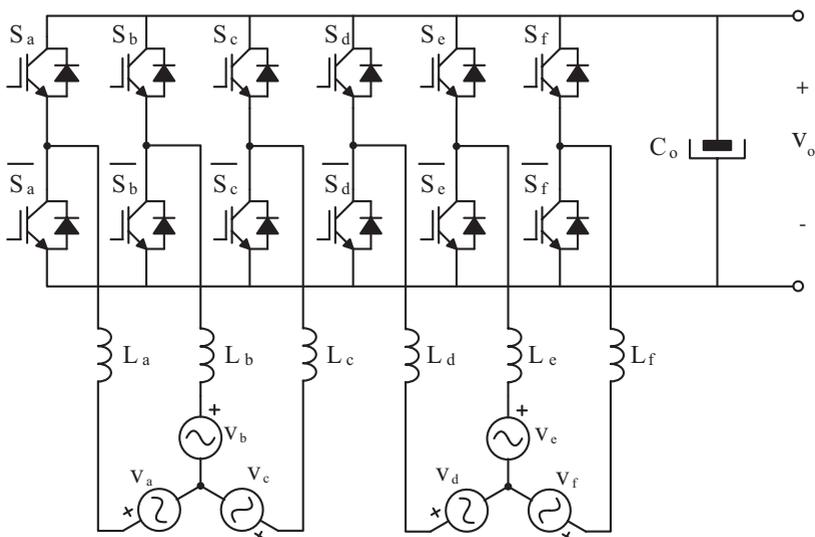


Figura 6 – Topologia do conversor hexafásico.

3.2 MODULAÇÃO

Para fazer o acionamento dos interruptores e, conseqüentemente, o controle do conversor, será utilizado um modulador PWM (do inglês - *Pulse Width Modulation*). O modulador utilizado é semelhante ao modulador clássico no controle do conversor trifásico, sendo que a única diferença é a quantidade de comparadores. É necessário um comparador para acionar cada braço do conversor, totalizando seis comparadores.

A comparação é feita entre um sinal modulador, que contém a informação de razão cíclica para cada fase do conversor, e uma portadora triangular única para todos os comparadores. O sinal resultante da comparação aciona um interruptor enquanto o outro é acionado pelo sinal complementar.

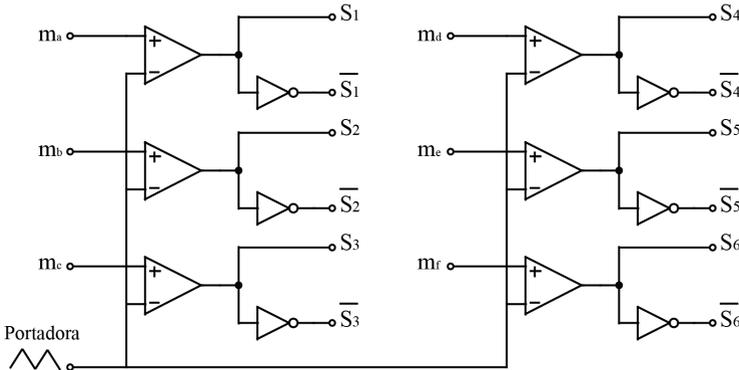


Figura 7 – Diagrama de blocos que representa a estratégia de modulação PWM senoidal do conversor hexafásico.

Na Fig. 7 é apresentado o diagrama do modulador implementado, observa-se que há uma portadora, que é do tipo triangular, única para todos os comparadores e da saída do comparador é gerado o sinal complementar, que acionam respectivamente os interruptores superior e inferior de um mesmo braço. Na entrada dos comparadores também observa-se os sinais moduladores para cada fase (m_x).

Na seção a seguir é feita uma análise do modulador empregado sob o ponto de vista vetorial.

3.2.1 Análise Vetorial da Modulação PWM

O conversor hexafásico de dois níveis pode gerar níveis de tensão em função da tensão de barramento e dos interruptores acionados, que pode ser representado vetorialmente como $V_x = V_o \cdot [s_1 s_2 s_3 s_4 s_5 s_6]$, onde V_o é a tensão de barramento e s_1, s_2, s_3, s_4, s_5 e s_6 são os sinais de comando dos interruptores gerados pelo modulador. Em outras palavras s_x pode assumir dois valores, 1 quando o interruptor superior está comandado a conduzir ou 0 no outro caso, quando o interruptor inferior é acionado.

Considerando todas as possíveis combinações de comando dos interruptores pode-se observar que o conversor é capaz de gerar um total de sessenta e quatro (64) vetores espaciais distintos. Para a análise vetorial serão adotados os vetores, em variáveis reais como sendo:

$$\begin{aligned}
 \vec{V}_1 &= [000000], \\
 \vec{V}_2 &= [000001], \\
 \vec{V}_3 &= [000010], \\
 &\dots \\
 \vec{V}_{63} &= [111110], \\
 \vec{V}_{64} &= [111111],
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Aplicando a transformação $\alpha\beta$ apresentada no capítulo anterior são obtidos os vetores em base $\alpha\beta$, onde $\vec{V}_{\alpha\beta} = [V_{\alpha 1} V_{\beta 1} V_{\alpha 2} V_{\beta 2} V_{01} V_{02}]$. Na Fig. 8 são apresentadas as projeções dos vetores nos planos $\alpha_1\beta_1$ e $\alpha_2\beta_2$, onde o número associado a cada vetor é o índice do vetor, conforme a definição dos vetores apresentada anteriormente.

Pode-se notar que existem vetores redundantes, como exemplo os vetores nulos $V_1 = [000000]$, $V_8 = [000111]$, $V_{57} = [111000]$ e $V_{64} = [111111]$ ou vetores médios $V_{33} = [100000]$ e $V_{40} = [100111]$, que possuem a mesma projeção em ambos os planos. Contudo observado a projeção no plano 0_10_2 , nota-se que esses vetores possuem valores diferentes de tensão de modo comum. Como o sistema em estudo não possui conexão entre os neutros serão desconsideradas as projeções no plano 0_10_2 .

As projeções no plano $\alpha_1\beta_1$ são semelhantes as projeções no plano $\alpha_2\beta_2$, contudo observa-se que os vetores curtos no plano $\alpha_1\beta_1$

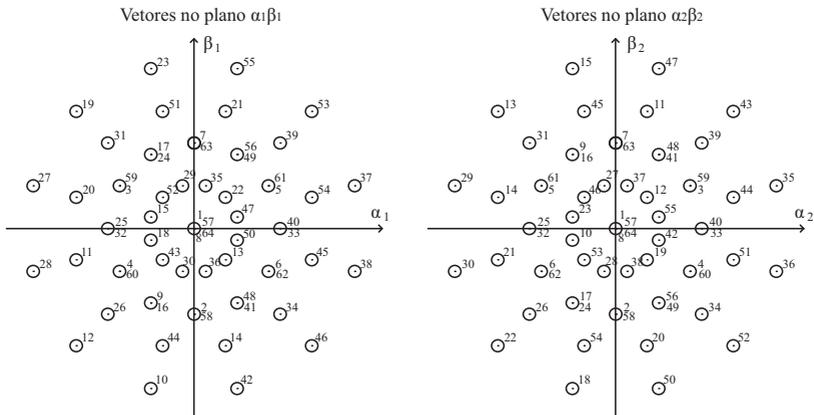


Figura 8 – Mapeamento dos vetores nos planos $\alpha_1\beta_1$ e $\alpha_2\beta_2$.

são os vetores longos no plano $\alpha_2\beta_2$ e vice versa, enquanto os vetores médios e nulos possuem as mesmas magnitudes em ambos os planos.

Assim como o conversor trifásico, pode-se dividir um ciclo de operação do conversor em seis setores, porém no caso do conversor hexafásico cada setor é subdividido em três partes denominadas regiões.

Na Fig. 9 são mostrados os setores e as regiões conforme as razões cíclicas variam no tempo.

Na Figura 10 são mostrados os sinais moduladores e a portadora para um período de comutação, os sinais de comando gerados pelo

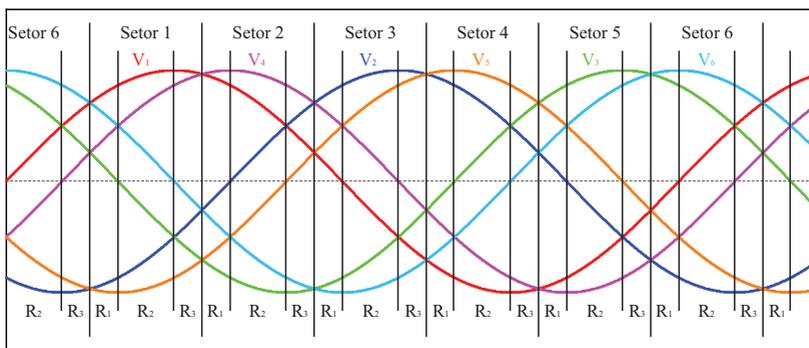


Figura 9 – Variação das razões cíclicas no tempo com a identificação de cada setor e região.

modulador PWM para acionar os interruptores e os vetores que são aplicados pelo conversor, considerando que o conversor opera no setor 1 e na região 2.

Repetindo esse procedimento, pode-se determinar todos os vetores que são amostrados em cada setor e em cada região, obtendo os vetores mostrados na Tabela 3.

Ao analisar os vetores aplicados pelo conversor em cada setor, pode-se notar que existe um padrão que se repete a cada setor, da mesma forma que ocorre no conversor trifásico. Uma noção melhor do que ocorre vetorialmente é mostrado na Fig. 11, que mostra o mapeamento dos setores e das regiões no plano $\alpha_1\beta_1$, bem como os vetores que são aplicados em cada região. O comportamento identificado, se repete a cada setor, porem defasado de 60° .

Pode-se notar que todos os vetores estão dentro do setor para as três regiões e a cada período de comutação são aplicados sete vetores distintos, sendo que dois são vetores nulos (vetores \vec{V}_1 e \vec{V}_{64}). Outra característica interessante da modulação utilizada é que ela não utiliza os vetores curtos do plano $\alpha_1\beta_1$, que são os vetores que possuem maior magnitude no plano $\alpha_2\beta_2$, isso já demonstra uma propriedade desejável da modulação por portadoras, uma vez que essas tensões geradas pelo conversor fazem circular correntes no plano $\alpha_2\beta_2$ que não transferem potência, apenas aumentam as perdas de condução.

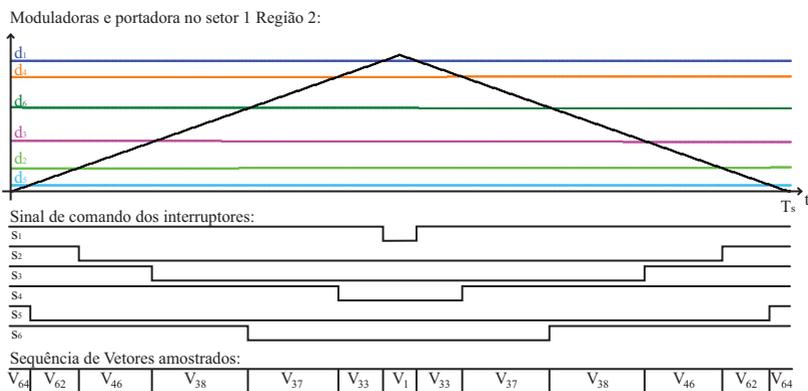


Figura 10 – Comparação das moduladoras com a portadora, mostrando o sinal de comando dos interruptores e os vetores amostrados considerando o conversor operando no Setor 1 Região 2.

Tabela 3 – Sequência de vetores amostrados em cada setor e região.

Setor	Região	Sequência de vetores amostrados
1	1	$V_{64} V_{62} V_{46} V_{38} V_{34} V_{33} V_1$
	2	$V_{64} V_{62} V_{46} V_{38} V_{37} V_{33} V_1$
	3	$V_{64} V_{62} V_{54} V_{38} V_{37} V_{33} V_1$
2	1	$V_{64} V_{56} V_{54} V_{53} V_{37} V_5 V_1$
	2	$V_{64} V_{56} V_{55} V_{53} V_{37} V_5 V_1$
	3	$V_{64} V_{56} V_{55} V_{53} V_{21} V_5 V_1$
3	1	$V_{64} V_{63} V_{55} V_{23} V_{21} V_5 V_1$
	2	$V_{64} V_{63} V_{55} V_{23} V_{21} V_{17} V_1$
	3	$V_{64} V_{63} V_{31} V_{23} V_{19} V_{17} V_1$
4	1	$V_{64} V_{32} V_{31} V_{27} V_{19} V_3 V_1$
	2	$V_{64} V_{32} V_{28} V_{27} V_{19} V_3 V_1$
	3	$V_{64} V_{32} V_{28} V_{27} V_{11} V_3 V_1$
5	1	$V_{64} V_{60} V_{28} V_{12} V_{11} V_9 V_1$
	2	$V_{64} V_{60} V_{28} V_{12} V_{10} V_9 V_1$
	3	$V_{64} V_{60} V_{44} V_{12} V_{10} V_9 V_1$
6	1	$V_{64} V_{48} V_{44} V_{42} V_{10} V_2 V_1$
	2	$V_{64} V_{48} V_{46} V_{42} V_{10} V_2 V_1$
	3	$V_{64} V_{48} V_{46} V_{42} V_{34} V_2 V_1$

3.3 EQUACIONAMENTO BÁSICO DO CONVERSOR

Nesta seção será apresentado o equacionamento do conversor, visando quantificar as grandezas elétricas (tensões e correntes) nos elementos ativos (interruptores) e passivos (indutores e capacitor) do conversor. Quando o conversor opera de forma adequada deve-se drenar correntes de entrada senoidais com reduzido conteúdo harmônico e em fase com a componente fundamental da tensão de entrada. Sendo que os valores médios quase instantâneos das correntes são dados por:

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle i_a \rangle = I_p \sin(\omega t) \\ \langle i_b \rangle = I_p \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \langle i_c \rangle = I_p \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \langle i_d \rangle = I_p \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ \langle i_e \rangle = I_p \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \\ \langle i_f \rangle = I_p \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{array} \right. \quad (3.2)$$

Do ponto de vista de entrada, o conversor aplica uma tensão em seus terminais de entrada dependendo das razões cíclicas de cada

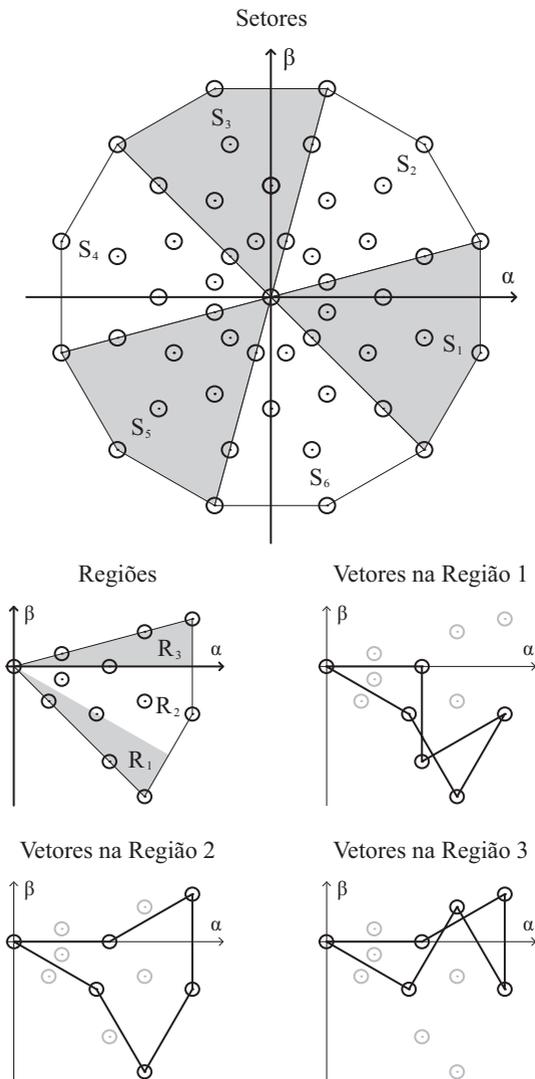


Figura 11 – Vetores amostrados no Setor 1, para outros setores os vetores apresentam padrão semelhante.

braço. Sendo que a tensão aplicada pelo conversor no pólo de cada braço referenciada ao ponto médio do barramento é dada por.

$$\langle v_{Sx}(t) \rangle = V_o(d_x(t) - \frac{1}{2}) \quad (3.3)$$

Sabendo que a tensão é senoidal, pode-se tratar este problema como fluxo de potência de uma linha puramente indutiva. Considerando apenas a componente fundamental de frequência, tem-se as razões cíclicas em coordenadas dq dadas por:

$$\begin{cases} D_d = \frac{\omega L Q_{in}}{\sqrt{3}V_p V_o} + \frac{\sqrt{3}V_p}{V_o} \\ D_q = -\frac{\omega L P_{in}}{\sqrt{3}V_p V_o} \end{cases} \quad (3.4)$$

Considerando que não há processamento de potência reativa, é obtida a razão cíclica para o braço A que é dada por:

$$d_a(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \sin(\omega t) + \frac{\omega L P_o}{3V_o V_p} \cos(\omega t) \quad (3.5)$$

As demais razões cíclicas são iguais porem deslocadas no tempo conforme a defasagem das respectivas fases. Observa-se que a razão cíclica possui um valor contínuo devido ao equacionamento e dois termos senoidais, o primeiro ($\frac{V_p}{V_o} \sin(\omega t)$) está em fase com a tensão de entrada e é relacionado com o ganho estático do conversor, da tensão de pico em relação a tensão do barramento CC. Já o segundo termo ($\frac{\omega L P_o}{3V_o V_p} \cos(\omega t)$) está relacionado à potência processada pelo conversor, esse termo possui baixa amplitude, mas introduz um defasamento em relação a tensão de entrada, como é conhecido do fluxo de potência com linha puramente indutiva a potência ativa que flui entre duas barras dependem basicamente da defasagem entre as tensões, enquanto que a potência reativa está relacionada com as amplitudes.

3.3.1 Dimensionamento dos Indutores

Como mencionado anteriormente, as correntes de entrada são definidas pela Eq. 3.2 se observado apenas a componente fundamental (desprezando-se a ondulação de corrente gerada pelo chaveamento do conversor e componentes nas frequências múltiplas da frequência de chaveamento).

Porém deve-se considerar a ondulação das correntes de entrada para que a corrente de entrada tenha uma baixa THD, limitando a ondulação de corrente por meio da indutância de entrada ou pela frequência de chaveamento.

A ondulação de corrente depende principalmente da tensão aplicada sobre a indutância de entrada, sendo que a ondulação de corrente para um intervalo de tempo dada pela equação do indutor:

$$\Delta I = \frac{1}{L} \int_0^{\Delta t} v_L dt \quad (3.6)$$

A máxima ondulação ocorre no pico da tensão de entrada. Assim, considerando a fase A tem-se a máxima ondulação para $\omega t = \frac{\pi}{2}$.

Considerando que a tensão sobre o indutor é aproximadamente constante durante um período de comutação e que a máxima ondulação ocorre durante a aplicação do vetor nulo, o que corresponde ao tempo em que todas os braços estão na posição 1, que é dado por $\Delta t = (1/4 - d_a/2) * T_s$. Tem-se:

$$\Delta I = \frac{1}{L} \int_0^{\frac{(1/2-d_a)}{2f_s}} V_p dt \quad (3.7)$$

Que resulta em

$$\Delta I = \frac{V_p}{L \cdot f_s} \left(\frac{1}{2} - \frac{V_p}{2V_o} \right) \quad (3.8)$$

E isolando-se L em (3.8) chega-se:

$$L = \frac{V_p}{\Delta I \cdot f_s} \left(\frac{1}{2} - \frac{V_p}{2V_o} \right) \quad (3.9)$$

É importante ressaltar que a ondulação de corrente é válida apenas para o modulador proposto, sendo que é possível obter modulações que minimizam esse valor de ondulação ou outra variável de interesse, como número comutações, por exemplo.

3.3.2 Dimensionamento do Capacitor

Para a tensão de saída será considerada o critério de projeto de hold-up time. A capacitância calculada pelo método de hold-up time tende a ser significativamente maior em relação ao método que considerada apenas a ondulação da tensão de saída.

Tendo isso em vista, pode-se concluir que a ondulação da tensão de saída é bastante reduzida e pode ser desconsiderada.

Portanto a capacitância do barramento será definida através da equação

$$C_o = \frac{P_o \cdot t_{HU}}{V_o^2 \Delta V_{\%}} \quad (3.10)$$

Onde:

t_{HU} é o tempo de hold-up, o tempo em que o conversor deve manter uma tensão mínima de barramento mesmo com falta da alimentação.

$\Delta V_{\%}$ é mínima regulação do barramento que deve ser garantida durante o tempo de hold-up, geralmente possui valores entre 0,9 e 0,95.

3.3.3 Dimensionamento dos Interruptores

3.3.3.1 Máxima Tensão de Bloqueio

A máxima tensão de bloqueio dos interruptores é dada pela tensão do barramento, sendo

$$V_{Smax} = V_o \quad (3.11)$$

3.3.3.2 Corrente nos Interruptores

Nesta seção serão determinadas as expressões para as correntes nos interruptores, a fim de determinar os valores médios e eficazes de corrente no interruptor e no diodo em antiparalelo. Para isto a razão cíclica será considerada como

$$d_a(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \sin(\omega t) \quad (3.12)$$

Sendo que a componente cossenoidal é muito menor que a componente senoidal, assim podendo ser desprezada.

As correntes obtidas a seguir são para os interruptores superiores dos braços, sendo que para os interruptores inferiores as correntes dos diodos são iguais a dos interruptores superiores e vice e versa.

Durante o semiciclo positivo, a corrente é conduzida pelo diodo. Assim, o valor médio de corrente no diodo é dada por

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a(t) d_a(t) d\omega t \quad (3.13)$$

E o seu valor é:

$$I_{Dmed} = \frac{I_p(2V_o + \pi V_p)}{4\pi V_o} = \frac{P_o(2V_o + \pi V_p)}{12\pi V_p V_o} \quad (3.14)$$

O valor eficaz de corrente no diodo é definido como

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} i_a^2(t) d_a(t) d\omega t} \quad (3.15)$$

Resultando em

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{I_p^2(16V_p + 3\pi V_o)}{24\pi V_o}} = \frac{P_o}{6V_p} \sqrt{\frac{16V_p + 3\pi V_o}{6\pi V_o}} \quad (3.16)$$

Durante o semiciclo negativo, a corrente é conduzida pelo interruptor. O valor médio da corrente é definida por

$$I_{Smed} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} -i_a(t) d_a(t) d\omega t \quad (3.17)$$

Logo o valor médio da corrente no interruptor é dado por:

$$I_{Smed} = \frac{I_p(2V_o - \pi V_p)}{4\pi V_o} = \frac{P_o(2V_o - \pi V_p)}{12\pi V_p V_o} \quad (3.18)$$

O valor eficaz de corrente no interruptor é definido como

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} i_a^2(t) d_a(t) d\omega t} \quad (3.19)$$

Resultando em

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{I_p^2(3\pi V_o - 16V_p)}{24\pi V_o}} = \frac{P_o}{6V_p} \sqrt{\frac{3\pi V_o - 16V_p}{6\pi V_o}} \quad (3.20)$$

3.4 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou o funcionamento básico do conversor, da topologia e do modulador e o equacionamento básico necessário para realizar o projeto dos componentes.

Quanto a topologia, pode-se concluir que não difere muito da

topologia de dois níveis trifásica convencional, que já é muito estudada e descrita na literatura, diferindo basicamente no número de fases.

Por outro lado, o fato de existirem mais fases torna a modulação significativamente mais complexa, se observada do ponto de vista vetorial. Apesar de existirem técnicas de modulação vetorial para conversores hexafásicos, essas técnicas não se aplicam para o conversor operando como retificador, uma vez que essas técnicas consideram apenas o plano $\alpha_1\beta_1$, que é o plano que processa potência (OLESCHUK et al., 2013; GRANDI; SERRA; TANI, 2008).

4 MODELAGEM DO CONVERSOR EM COORDENADAS ESTACIONÁRIAS

Neste capítulo serão apresentadas a modelagem do conversor em variáveis $\alpha\beta$, apresentando os circuitos equivalentes do conversor (modelo não linear) bem como as plantas (modelo linearizado) para posterior aplicação no projeto dos controladores.

Será também proposta uma estratégia de controle que proporcione tensão regulada no barramento e correntes de entrada com reduzido conteúdo harmônico, visando a transferência de potência ativa com a redução da circulação de potência reativa.

Os modelos e a estratégia de controle serão validados através de simulações numérica considerando os parâmetros que serão obtidos no projeto do conversor descrito no capítulo 6.

4.1 MODELAGEM DO CONVERSOR

A seguir serão obtidas as funções de transferência para a corrente de entrada e de tensão de saída do conversor.

4.1.1 Função de transferência da corrente de entrada

Inicialmente, para a obtenção do modelo do conversor cada braço de interruptores será representado por um interruptor bidirecional de dois estados, tendo em vista que os interruptores são comandados de forma complementar. O circuito equivalente é mostrado na Fig. 12.

Pode-se observar pela representação do circuito mostrado na figura que cada braço possui apenas dois estados possíveis, podendo ser estado 1 quando o braço conecta a indutância ao terminal positivo do barramento CC ou estado 0 quando conecta ao terminal negativo do barramento.

Para a análise e obtenção dos modelos serão consideradas indutâncias de entrada idênticas e a referência de tensão é colocada no ponto médio do barramento CC. As tensões de entrada são dadas por:

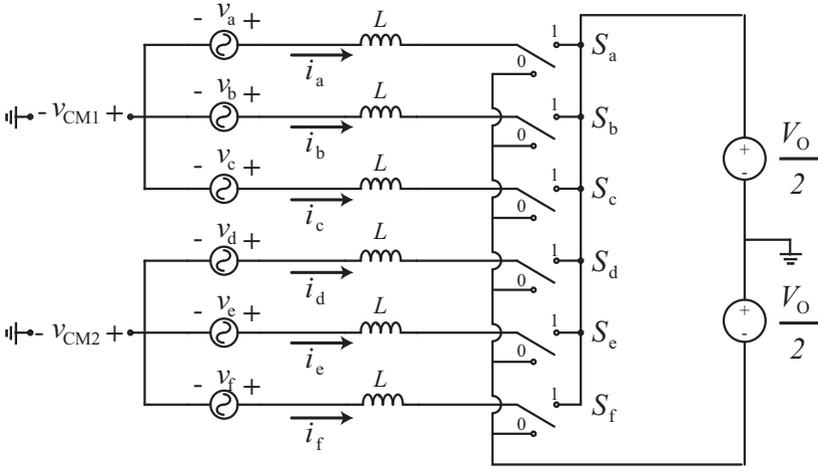


Figura 12 – Circuito equivalente do conversor hexafásico considerando interruptores bidirecionais de dois estados.

$$\begin{cases} v_a(t) = V_p \sin(\omega t) \\ v_b(t) = V_p \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = V_p \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_d(t) = V_p \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ v_e(t) = V_p \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \\ v_f(t) = V_p \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (4.1)$$

Para a análise do conversor serão definidas as razões cíclicas ($d_a(t)$, $d_b(t)$, $d_c(t)$, $d_d(t)$, $d_e(t)$, e $d_f(t)$) como a razão entre o tempo que o respectivo braço está no estado um e o período de comutação, ou seja, a razão cíclica expressa o percentual de tempo que o interruptor superior do braço está comandado a conduzir. Como existem apenas dois estados possíveis, a razão cíclica complementar ($\bar{d}_x(t) = 1 - d_x(t)$) está relacionada ao tempo em que a chave inferior do braço conduz assumindo o estado 0.

Dependendo do estado de comutação pode-se aplicar dois níveis de tensão no ponto médio de cada braço, sendo eles, $\frac{V_o}{2}$ para o estado 1 e $-\frac{V_o}{2}$ para o estado zero, sendo que estes níveis de tensão estão referidos ao ponto médio do barramento, como mencionado anteriormente.

O valor médio quase instantâneo das tensões aplicada em cada fase é dado pela soma das tensão aplicada em cada estado, multiplicado

pela razão cíclica correspondente. A tensão ($v_{Sx}(t)$) aplicada em cada fase pelo conversor é dada, em função do tempo, pela expressão:

$$\langle v_{Sx}(t) \rangle = (d_x(t) \frac{V_o}{2}) + ((1 - d_x(t))(-\frac{V_o}{2})) \quad (4.2)$$

Agrupando os termos comuns, obtém-se:

$$\langle v_{Sx}(t) \rangle = V_o(d_x(t) - \frac{1}{2}) \quad (4.3)$$

A Equação (4.3) expressa a tensão gerada pelo conversor na entrada para cada fase, sendo que ela depende da razão cíclica e da tensão do barramento. Com a expressão das tensões geradas pelo conversor, pode-se obter o circuito equivalente do conversor visto da entrada, em termos de valores médios quase instantâneos, substituindo os interruptores e o barramento de saída por fontes equivalentes.

Na Figura 13 é apresentado o circuito equivalente do conversor visto da entrada. Pode-se observar também que foram representadas as tensões de modo comum que aparecem entre os neutros do sistema e o ponto de referência.

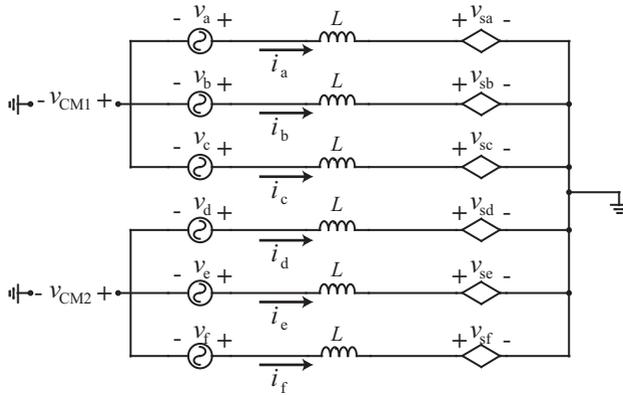


Figura 13 – Circuito equivalente do conversor hexafásico visto da entrada.

Na representação do circuito equivalente fica evidenciado que não há circulação de correntes de eixo zero (i_{01} e i_{02}), que são correntes de modo comum, ao invés disso tem-se o aparecimento de tensões de modo comum (v_{CM1} e v_{CM2}).

Do circuito equivalente, pode-se obter as equações do circuito,

que são representadas na forma matricial por

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_d(t) \\ v_e(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{La}(t) \\ i_{Lb}(t) \\ i_{Lc}(t) \\ i_{Ld}(t) \\ i_{Le}(t) \\ i_{Lf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Sa}(t) \\ v_{Sb}(t) \\ v_{Sc}(t) \\ v_{Sd}(t) \\ v_{Se}(t) \\ v_{Sf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{CM1}(t) \\ v_{CM1}(t) \\ v_{CM1}(t) \\ v_{CM2}(t) \\ v_{CM2}(t) \\ v_{CM2}(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Substituindo a equação (4.3) em (4.7) e reescrevendo a equação de maneira compacta obtém-se:

$$[v_{in}(t)] = L \frac{d}{dt} [i_L(t)] + v_o [d(t)] - \left[\frac{V_o}{2} \right] + [v_{MC}] \quad (4.5)$$

Aplicando a transformada $\alpha\beta$ ($[T_{\alpha\beta}]$) tem-se:

$$[T_{\alpha\beta}] [v_{in}(t)] = L \frac{d}{dt} [T_{\alpha\beta}] [i_L(t)] + v_o [T_{\alpha\beta}] [d(t)] + [T_{\alpha\beta}] \left([v_{MC}] - \left[\frac{V_o}{2} \right] \right) \quad (4.6)$$

Resultando nas equações em variáveis $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 1}(t) \\ v_{\beta 1}(t) \\ v_{\alpha 2}(t) \\ v_{\beta 2}(t) \\ v_{01}(t) \\ v_{02}(t) \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1}(t) \\ i_{\beta 1}(t) \\ i_{\alpha 2}(t) \\ i_{\beta 2}(t) \\ i_{01}(t) \\ i_{02}(t) \end{bmatrix} + v_o \begin{bmatrix} d_{\alpha 1}(t) \\ d_{\beta 1}(t) \\ d_{\alpha 2}(t) \\ d_{\beta 2}(t) \\ d_{01}(t) \\ d_{02}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}(v_{CM1} - \frac{v_o}{2}) \\ \sqrt{3}(v_{CM2} - \frac{v_o}{2}) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

As equações diferenciais em coordenadas $\alpha\beta$ podem ser representadas por circuitos equivalentes, mostrados na Fig. 14. Pode-se observar que os circuitos equivalentes são semelhantes aos obtidos para o conversor trifásico em coordenadas $\alpha\beta$.

Observa-se nos circuitos equivalentes que as variáveis são independentes, ou seja, não existe interação entre variáveis de coordenadas distintas. Além disso, os circuitos para as coordenada 01 e 02 são circuitos abertos, o que evidencia a não circulação de corrente nessas componentes.

As funções de transferências das correntes de entrada serão obtidas através do modelo linearizado de pequenos sinais, que consiste

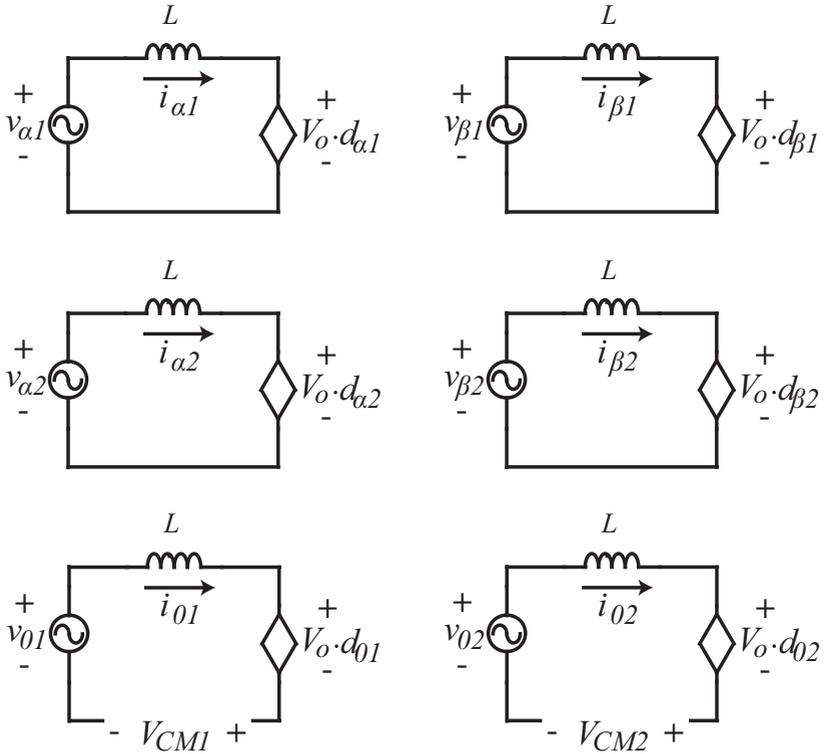


Figura 14 – Circuito equivalente em coordenadas estacionárias.

em linearizar as equações em seu ponto de operação em regime permanente, substituindo cada variável por sua aproximação linear em torno desse ponto (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), dada por:

$$x(t) = X + \tilde{x} \quad (4.8)$$

Onde X é o valor de regime da variável e \tilde{x} é a variação em torno do ponto de operação.

Dada a equação do circuito em $\alpha\beta$

$$v_x(t) = L \cdot \frac{d}{dt} i_x(t) + v_o \cdot d_x(t) \quad (4.9)$$

Onde $x \in \alpha 1, \beta 1, \alpha 2, \beta 2$.

Aplicando a linearização de pequenos sinais tem-se:

$$V_x + \tilde{v}_x = L \cdot \frac{d}{dt}(I_x + \tilde{i}_x) + (V_o + \tilde{v}_o)(D_x + \tilde{d}_x) \quad (4.10)$$

Considerando apenas os termos de primeira ordem para as grandezas perturbadas e reescrevendo a equação.

$$L \cdot \frac{d}{dt}\tilde{i}_x = \tilde{v}_x - D_x\tilde{v}_o - V_o\tilde{d}_x \quad (4.11)$$

Como deseja-se controlar a corrente de entrada (i_x) e a variável de atuação é a razão cíclica (d_x), a função de transferência deve ser dada para a corrente em função da razão cíclica. Os termos que aparecem em função da variação da tensão de entrada e de saída são consideradas perturbações no sistema e desconsideradas na função de transferência. Sendo obtida a função linear

$$L \cdot \frac{d}{dt}\tilde{i}_x = -V_o\tilde{d}_x \quad (4.12)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.12) obtém-se a função de transferência de corrente em domínio s dada por:

$$\frac{\tilde{i}_x}{\tilde{d}_x} = -\frac{V_o}{s \cdot L} \quad (4.13)$$

Observa-se que a função de transferência obtida é um integrador, igual ao obtido no caso trifásico.

4.1.2 Função de transferência da tensão de saída

A função de transferência da tensão de saída pode ser obtida através do enquadramento do filtro RC de saída, considerando a corrente de saída (I_o) como uma fonte controlada que depende das razões cíclicas e das correntes de entrada. Tais considerações permitem definir o circuito equivalente mostrado na Fig. 15.

O circuito RC já é conhecido e amplamente estudado na literatura, sendo que sua função de transferência é dada por

$$\frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{R_o}{1 + sCR_o} \quad (4.14)$$

Observa-se que a função de transferência de (4.14) está em função da corrente de saída (i_o). Entretanto a corrente controlada é a corrente de entrada. Apesar de poder ser utilizada como uma aproxima-

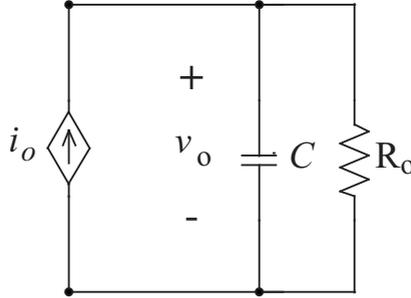


Figura 15 – Circuito equivalente visto da saída.

mação para a planta da tensão de saída, a seguir será obtido um modelo linearizado mais aproximado, sendo obtida uma função de transferência em função da corrente de entrada ($i_{\alpha 1}$), obtendo assim uma planta de tensão $G_V(s) = \frac{v_o}{i_{\alpha 1}}$. Para isto será obtida uma função de transferência que relaciona a corrente de saída com a corrente de entrada, de tal forma que associada em cascata com a função do filtro, resulte na função de transferência da tensão de saída pela corrente de entrada ($\frac{v_o}{i_o} \frac{i_o}{i_{\alpha 1}} = \frac{v_o}{i_{\alpha 1}}$).

Para obter a função de transferência da corrente de entrada para a corrente de saída, inicialmente escreve-se a corrente de saída em função das correntes de entrada e das razões cíclicas. No circuito equivalente pode-se observar que a corrente de saída (i_o) é a soma das correntes de entrada no período em que o interruptor está na posição 1. Em valores médios quase instantâneos ela é dada pelo somatório das correntes de entrada multiplicadas pelas suas respectivas razões cíclicas, logo tem-se:

$$i_o = i_a \cdot d_a + i_b \cdot d_b + i_c \cdot d_c + i_d \cdot d_d + i_e \cdot d_e + i_f \cdot d_f \quad (4.15)$$

A corrente pode ser reescrita na forma de multiplicação de vetores, como:

$$i_o = [i_L]^T \cdot [d] \quad (4.16)$$

Aplicando a transformação $\alpha\beta$, tem-se:

$$i_o = [i_{in}]^T \cdot [T_{\alpha\beta}]^T \cdot [T_{\alpha\beta}] \cdot [d] \quad (4.17)$$

Assim a expressão da corrente de saída em termos das variáveis $\alpha\beta$ é:

$$i_o = [i_{\alpha\beta}]^T \cdot [d_{\alpha\beta}] \quad (4.18)$$

Como as componentes de correntes 01 e 02 são nulas, a equação pode ser simplificada para

$$i_o = i_{\alpha 1} \cdot d_{\alpha 1} + i_{\beta 1} \cdot d_{\beta 1} + i_{\alpha 2} \cdot d_{\alpha 2} + i_{\beta 2} \cdot d_{\beta 2}. \quad (4.19)$$

Com a equação da corrente de saída em função das correntes de entrada e das razões cíclicas, pode-se representar o circuito equivalente de saída em variáveis $\alpha\beta$, mostrado na Fig. 16.

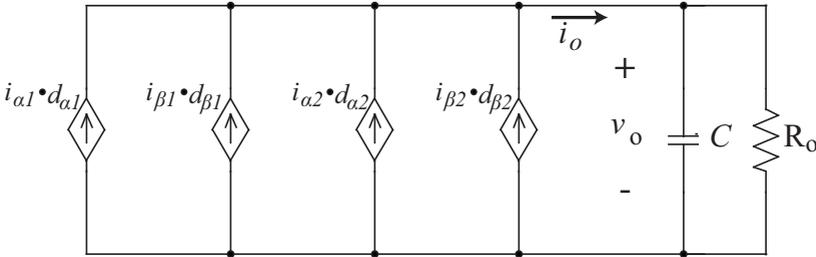


Figura 16 – Circuito Equivalente de saída.

$$v_x = L \frac{d}{dt} i_x + v_o \cdot d_x \quad (4.20)$$

$$d_x = \frac{v_x}{v_o} - \frac{L}{v_o} \frac{d}{dt} i_x \quad (4.21)$$

Substituindo os valores das razões cíclicas para cada componente na equação da corrente de saída obtém-se a expressão em função apenas das correntes de entrada e dos parâmetros do sistema, considerando que as tensões não são perturbadas.

$$i_o = \frac{v_{\alpha 1} i_{\alpha 1}}{v_o} - \frac{L}{v_o} \frac{d}{dt} i_{\alpha 1}^2 + \frac{v_{\beta 1} i_{\beta 1}}{v_o} - \frac{L}{v_o} \frac{d}{dt} i_{\beta 1}^2 + \frac{v_{\alpha 2} i_{\alpha 2}}{v_o} - \frac{L}{v_o} \frac{d}{dt} i_{\alpha 2}^2 + \frac{v_{\beta 2} i_{\beta 2}}{v_o} - \frac{L}{v_o} \frac{d}{dt} i_{\beta 2}^2 \quad (4.22)$$

Linearizando pelo modelo de pequenos sinais obtemos

$$\begin{aligned} \tilde{i}_o = & \frac{V_{\alpha 1} \tilde{i}_{\alpha 1}}{V_o} - \frac{2LI_{\alpha 1}}{V_o} \frac{d\tilde{i}_{\alpha 1}}{dt} + \frac{V_{\beta 1} \tilde{i}_{\beta 1}}{V_o} - \frac{2LI_{\beta 1}}{V_o} \frac{d\tilde{i}_{\beta 1}}{dt} + \\ & \frac{V_{\alpha 2} \tilde{i}_{\alpha 2}}{V_o} - \frac{2LI_{\alpha 2}}{V_o} \frac{d\tilde{i}_{\alpha 2}}{dt} + \frac{V_{\beta 2} \tilde{i}_{\beta 2}}{V_o} - \frac{2LI_{\beta 2}}{V_o} \frac{d\tilde{i}_{\beta 2}}{dt} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Onde as constantes I_x , V_x e V_o são os valores nominais de pico das variáveis.

Aplicando a transformada de Laplace. Obtem-se a função de transferência da corrente de saída (i_o) para a corrente de entrada de eixo α ($i_{\alpha 1}$) dada por

$$\frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{i}_{\alpha 1}(s)} = \frac{V_{\alpha 1} - sLI_{\alpha 1}}{V_o} = \frac{V_{\alpha 1}}{V_o} - \frac{P_o \omega_o L}{V_{\alpha 1} V_o} \quad (4.24)$$

Multiplicando a função de transferência obtida da corrente de entrada para a corrente de saída pela função de transferência do filtro de saída obtem-se a função de transferência da tensão de saída (V_o) para a corrente de entrada ($I_{\alpha 1}$)

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{\alpha 1}(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_o(s)} \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{i}_{\alpha 1}(s)} = \frac{\frac{V_{\alpha 1} R_o}{V_o} - \frac{LV_o}{V_{\alpha 1}} s}{1 + sCR_o} \quad (4.25)$$

Considerando as variáveis reais do circuito temos a função de transferência:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{\alpha 1}(s)} = \frac{\frac{\sqrt{3}V_p R_o}{V_o} - \frac{LV_o}{\sqrt{3}V_p} s}{1 + sCR_o} \quad (4.26)$$

A componente de eixo $I_{\beta 1}$ também processa potência, sendo que a função de transferência da tensão de saída (V_o) para a corrente de entrada de eixo ($I_{\beta 1}$) é igual à obtida para a de eixo (α):

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{\beta 1}(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{\alpha 1}(s)} = \frac{\frac{\sqrt{3}V_p R_o}{V_o} - \frac{LV_o}{\sqrt{3}V_p} s}{1 + sCR_o} \quad (4.27)$$

Observa-se que a função de transferência da tensão de saída possui um zero no semi-plano esquerdo, da mesma forma que ocorre para outras topologias boost. E a função é semelhante a obtida para o conversor trifásico, diferindo apenas em alguns ganhos, que resultam da diferença no número de fases.

Outro método para obter a função de transferência das correntes de entrada para a tensão de saída é pelo equacionamento da potência do conversor, método que já é conhecido e empregado em sistemas trifásicos apresentando bons resultados.

Do circuito temos que a potência de entrada é igual à potência nos elementos passivos do circuito mais as perdas.

$$P_{in} = L \cdot i_L \frac{d}{dt} i_L + C_o \cdot v_o \frac{d}{dt} v_o + \frac{v_o^2}{R_o} + Perdas \quad (4.28)$$

Considerando as perdas nulas e representando as grandezas em eixos estacionários a equação pode ser reescrita por:

$$v_{\alpha\beta} i_{\alpha\beta} = L \cdot i_{\alpha\beta} \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta} + C_o \cdot v_o \frac{d}{dt} v_o + \frac{v_o^2}{R_o} \quad (4.29)$$

Aplicando o modelo de pequenos sinais e considerando apenas os termos de primeira ordem obtém-se:

$$V_{\alpha\beta} \widetilde{i}_{\alpha\beta} = LI_{\alpha\beta} \frac{d}{dt} \widetilde{i}_{\alpha\beta} + C_o V_o \frac{d}{dt} \widetilde{v}_o + \frac{2V_o}{R_o} \widetilde{v}_o \quad (4.30)$$

Aplicando a transformada de Laplace e agrupando os termos comuns tem-se:

$$\widetilde{v}_o(s) \left(\frac{R_o C_o V_o s + 2V_o}{R_o} \right) = \widetilde{i}_{\alpha\beta}(s) (V_{\alpha\beta} - LI_{\alpha\beta}) \quad (4.31)$$

E por fim a função de transferência da tensão de saída para a corrente de entrada em eixo estacionário:

$$\frac{\widetilde{v}_o(s)}{\widetilde{i}_{\alpha\beta}(s)} = R_o \frac{V_{\alpha\beta} - LI_{\alpha\beta} s}{2 + s C_o R_o} \quad (4.32)$$

Que representada em função das variáveis reais do circuito é dada por:

$$\frac{\widetilde{v}_o(s)}{\widetilde{i}_{\alpha\beta}(s)} = \frac{\frac{\sqrt{3}V_p R_o}{V_o} - \frac{LV_o}{\sqrt{3}V_p} s}{2 + s C_o R_o} \quad (4.33)$$

Pode-se observar que a função de transferência obtida pela equação de potência é quase igual à obtida pelo circuito equivalente do conversor, sendo que o zero da função de transferência é o mesmo, a única diferença é no polo que está deslocado para a direita por um fator dois.

4.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle consiste basicamente em duas malhas de controle, uma malha interna, a qual é mais rápida e responsável pelo controle das correntes de entrada, e uma malha externa, que é mais lenta e controla a tensão do barramento CC.

A estratégia de controle é representada pelo diagrama de blocos na Fig. 17, na qual as variáveis com asterisco são as referências para o controle, por exemplo a variável v_o^* é a referência para a tensão se saída.

Os controladores propostos são do tipo PI, por serem controladores mais estudados e empregados, e proporcionarem um resultado adequado, sendo os controladores de corrente e tensão definidos respectivamente como:

$$C_I(s) = K_I \frac{1 + sT_I}{sT_I} \quad (4.34)$$

$$C_V(s) = K_V \frac{1 + sT_V}{sT_V} \quad (4.35)$$

O controlado do PI empregado proporciona erro nulo para a malha de tensão, uma vez que a referência de tensão do barramento é contínua e o controlador proporciona erro nulo em regime para pertur-

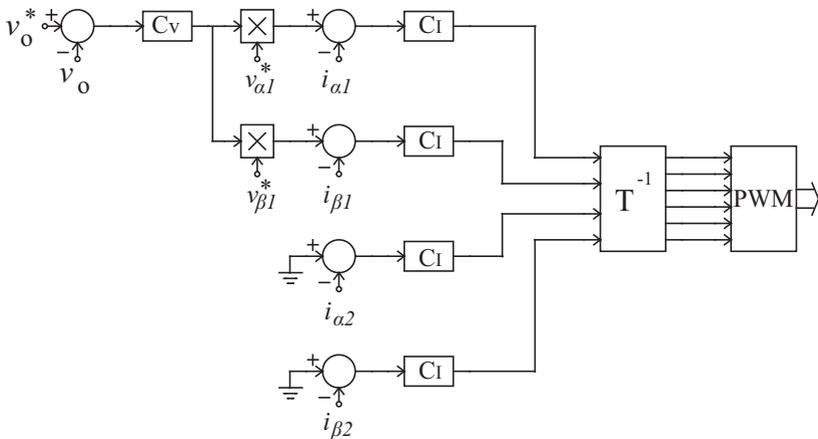


Figura 17 – Diagrama de blocos da estratégia de controle em eixos estacionários.

bações do tipo degrau, já para a malha de corrente essa característica não é observada, uma vez que as referências de correntes são senoidais.

Contudo o controlador escolhido proporciona resultados adequados, e é provavelmente o controlador mais difundido o que facilita o seu entendimento e a implementação do controle.

4.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção serão validados os modelos obtidos, bem como o funcionamento do conversor com a lei de controle proposta através de simulações.

4.3.1 Validação dos modelos

Para validar os modelos serão simulados o conversor, o modelo não linear do circuito equivalente (em variáveis $\alpha\beta$) e as funções de transferências linearizadas. São aplicadas variações nas entradas e observado o comportamento das saídas.

A Fig. 18 mostra a resposta para uma variação na razão cíclica. Para o modelo de corrente as respostas ao distúrbio são idênticas para os três modelos.

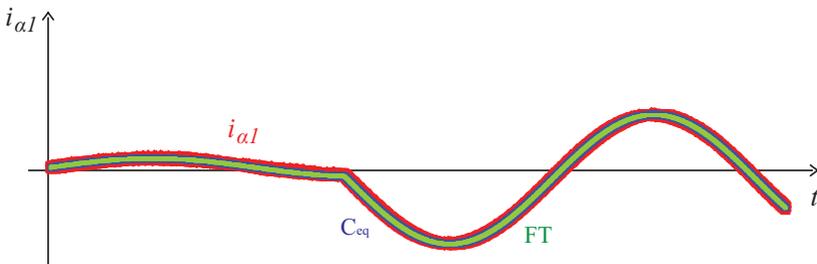


Figura 18 – Resultado de simulação para validação da resposta dinâmica do modelo da planta de corrente.

Para validar o modelo de corrente foi aplicado um degrau de razão cíclica de dez por cento (10%) e observado o comportamento do conversor, do circuito equivalente e da função de transferência.

Observa-se que a resposta é idêntica, tanto para o conversor quanto para os circuito equivalente e o modelo linearizado, isso deve-se ao fato do circuito equivalente já ser linear, dado o fato da tensão de

saída ser considerada constante para a modelagem da malha de corrente.

Na Fig. 19 é observada a resposta da tensão de saída para um degrau de corrente.

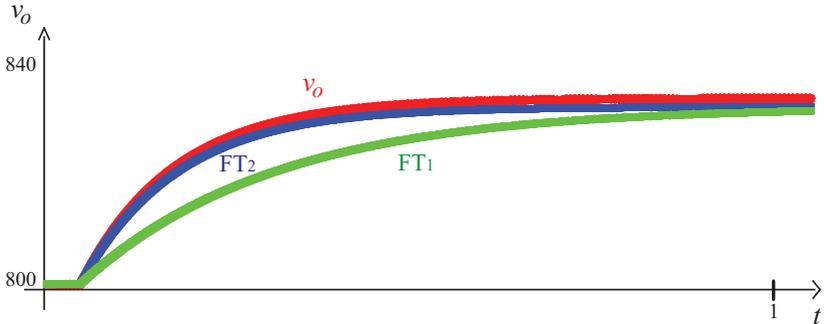


Figura 19 – Resultado de simulação para validação da resposta dinâmica do modelo da planta de tensão

Para validar o modelo da tensão de saída foi aplicado um degrau de corrente de dez por cento (10%) da corrente nominal, para o conversor foi aplicado um degrau na referência de corrente com o conversor operando com a malha de corrente e para as funções de transferência foi aplicado diretamente o degrau.

Observa-se que a função de transferência obtida pela equação de potência do conversor apresenta uma melhor aproximação da resposta do conversor, e a influência do zero no semiplano direito quase não é perceptível, isso deve-se ao valor elevado da capacitância de saída que é obtida pelo critério de *hold-up time*, quanto menor a capacitância de saída e maior a indutância de entrada maior a influência desse zero na resposta dinâmica da tensão de saída.

4.3.2 Simulações do conversor

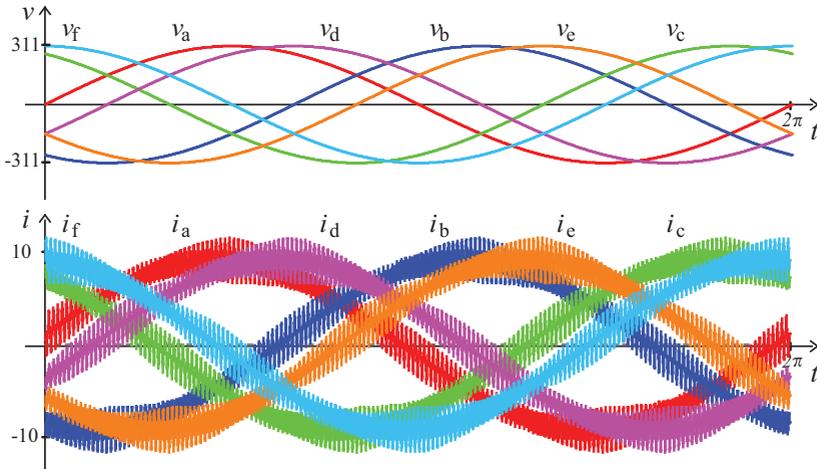
A seguir são mostrados os resultados de simulação do conversor, a fim de verificar a operação adequada e validar a estratégia de controle.

Os parâmetros para a simulação do conversor são mostrados na Tabela 4.

Na Fig. 20 são apresentadas as seis tensões de entrada e as correntes drenadas pelo conversor operando em regime permanente.

Tabela 4 – Parâmetros de simulação do conversor.

Parâmetro de simulação	Valor
Tensão nominal de entrada	$V_{in} = 380 \text{ V rms}$
Tensão nominal de saída	$V_o = 800 \text{ V}$
Frequência de chaveamento	$f_c = 9,90 \text{ kHz}$
Frequência de amostragem	$f_a = 19,80 \text{ kHz}$
Indutância de entrada	$L_{in} = 2 \text{ mH}$
Capacitor de barramento	$C_o = 4700 \text{ } \mu\text{F}$
Controlador de corrente	$C_I[z] = \frac{0,05625z - 0,04375}{z - 1}$
Controlador de tensão	$C_V[z] = \frac{0,281168z - 0,278832}{z - 1}$

Figura 20 – Tensões e correntes de entrada do conversor, operando com controle em base $\alpha\beta$

Quanto as tensões de entrada pode-se observar o defasamento entre as tensões, sendo que, o sistema pode ser visto como dois sistemas trifásicos onde as tensões V_a , V_b e V_c estão trinta graus (30°) adiantadas em relação as tensões V_d , V_e e V_f , na simulação as tensões de alimentação são ideais, não existindo distorção harmônica, e desbalanço entre as mesmas.

As correntes também apresentam, assim como as tensões, defasagens entre as correntes I_a , I_b e i_c que estão adiantadas das correntes I_d , I_e e I_f de trinta graus.

E na Fig. 21 apresenta-se a tensão e a corrente de entrada para

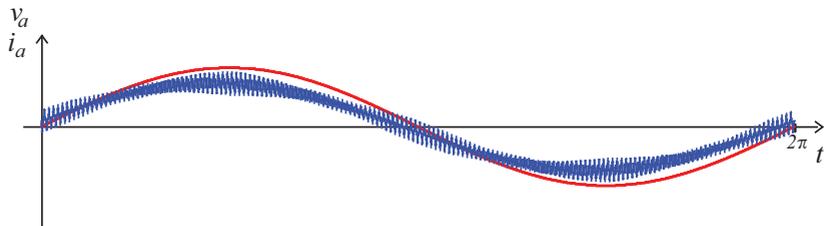


Figura 21 – Tensão e corrente de entrada da fase A do conversor operando em regime permanente.

a fase A, observa-se que a corrente está um pouco adiantada em relação a tensão. Das formas de onda podem ser obtido os valores de fator de potência, fator de deslocamento e THD da corrente de entrada, que são:

$$\begin{aligned}
 FP &= 0,9892 \\
 THD_i &= 12,28\% \\
 \cos(\varphi) &= 0,9966
 \end{aligned}
 \tag{4.36}$$

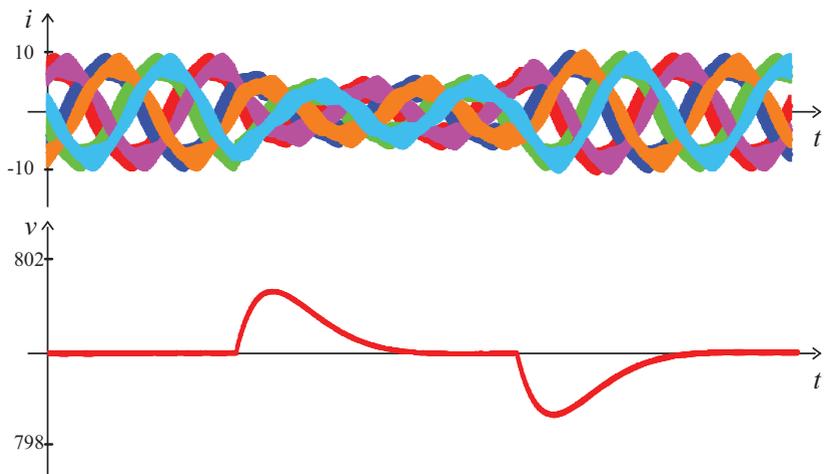


Figura 22 – Resposta dinâmica da corrente de entrada e da tensão de saída para degrau de carga.

E na Fig. 22 é apresentada a resposta dinâmica do conversor para degrau de carga. Pode-se observar, que mesmo com degraus de carga a tensão do barramento se mantém regulada, isso se deve ao efeito integrador da malha de tensão, que anula o erro em regime para distúrbios do tipo degrau, sendo que o tempo para o conversor entrar em regime é de aproximadamente um ciclo de rede ou 16,66 ms.

4.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a modelagem do conversor em base $\alpha\beta$, nota-se que os modelos são semelhantes aos do conversor trifásico, tanto o circuito equivalente quanto as funções de transferências linearizadas. As diferenças estão basicamente no ganho devido ao número de fases.

Posteriormente, foi proposto uma estratégia de controle utilizando duas malhas com controladores do tipo PI. Validando as plantas e a estratégia de controle proposta através de simulações.

5 MODELAGEM DO CONVERTOR EM COORDENADAS SÍNCRONAS

Este capítulo apresentará a modelagem do conversor em variáveis dq apresentando os circuitos equivalentes do conversor (modelo não linear) bem como as plantas (modelo linearizado), para posterior aplicação no cálculo dos controladores.

Será também proposta uma estratégia de controle que proporcione tensão regulada no barramento e correntes de entrada com reduzido conteúdo harmônico, visando a transferência de potência ativa sem que haja circulação de potência reativa.

Os modelos e a estratégia de controle serão validados através de simulações numérica.

5.1 MODELAGEM DO CONVERTOR

A seguir serão obtidas as funções de transferência para a corrente de entrada e tensão de saída do conversor.

5.1.1 Função de transferência da corrente de entrada

Inicialmente, para a obtenção do modelo do conversor será considerado o circuito equivalente apresentado no capítulo anterior na Fig. 12, no qual cada braço de interruptores é representado por um interruptor bidirecional de dois estados.

Pode-se observar, pela representação do circuito mostrado na figura, que cada braço possui apenas dois estados possíveis, podendo ser estado 1 quando o braço conecta a indutância ao terminal positivo do barramento CC ou estado 0 quando conecta ao terminal negativo do barramento.

Para a análise e obtenção dos modelos serão consideradas indutâncias de entrada idênticas e a referência de tensão é colocada no ponto médio do barramento CC. As tensões de entrada são dadas por:

$$\begin{cases} v_a(t) = V_p \sin(\omega t) \\ v_b(t) = V_p \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = V_p \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_d(t) = V_p \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ v_e(t) = V_p \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \\ v_f(t) = V_p \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (5.1)$$

Para a análise do conversor serão definidas as razões cíclicas ($d_a(t)$, $d_b(t)$, $d_c(t)$, $d_d(t)$, $d_e(t)$, e $d_f(t)$) como a razão entre o tempo que o respectivo braço está no estado um e o período de comutação, ou seja, a razão cíclica expressa o percentual de tempo que o interruptor superior do braço conduz. Como existem apenas dois estados possíveis, a razão cíclica complementar ($\bar{d}_x(t) = 1 - d_x(t)$) está relacionado ao tempo em que a chave inferior do braço conduz assumindo o estado 0.

Dependendo do estado de comutação pode-se aplicar dois níveis de tensão no ponto médio de cada braço, sendo eles, $\frac{V_o}{2}$ para o estado 1 e $-\frac{V_o}{2}$ para o estado zero, sendo que estes níveis de tensão estão referidos ao ponto médio do barramento, como mencionado anteriormente.

O valor médio quase instantâneo da tensão aplicada em cada fase é dado pela soma das tensão aplicada em cada estado, multiplicado pela razão cíclica correspondente. A tensão ($v_{Sx}(t)$) aplicada em cada fase "x" pelo conversor é dada, em função do tempo, pela expressão:

$$\langle v_{Sx}(t) \rangle = (d_x(t) \frac{V_o}{2}) + ((1 - d_x(t)) (-\frac{V_o}{2})) \quad (5.2)$$

Agrupando os termos comuns, obtém-se:

$$\langle v_{Sx}(t) \rangle = V_o(d_x(t) - \frac{1}{2}) \quad (5.3)$$

A Equação (5.3) expressa a tensão gerada pelo conversor na entrada para cada fase, sendo que ela depende da razão cíclica e da tensão do barramento. Com a expressão das tensões geradas pelo conversor pode-se obter o circuito equivalente do conversor visto da entrada, em termos de valores médios quase instantâneos, substituindo os interruptores e o barramento de saída por fontes equivalentes.

Na Figura 23 é apresentado o circuito equivalente do conversor visto da entrada. Pode-se observar também que foram representadas as tensões de modo comum que aparecem entre os neutros do sistema e o ponto de referência.

Na representação do circuito equivalente fica evidenciado que não há circulação de correntes de eixo zero (i_{01} e i_{02}), que são correntes de

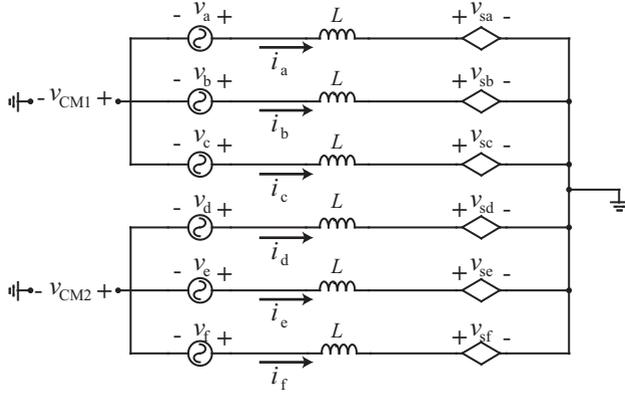


Figura 23 – Circuito equivalente do conversor hexafásico visto da entrada.

modo comum, ao invés disso temos o aparecimento de tensões de modo comum (v_{CM1} e v_{CM2}).

Do circuito equivalente pode-se obter as equações do circuito, que são representadas na forma matricial por

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_d(t) \\ v_e(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{La}(t) \\ i_{Lb}(t) \\ i_{Lc}(t) \\ i_{Ld}(t) \\ i_{Le}(t) \\ i_{Lf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Sa}(t) \\ v_{Sb}(t) \\ v_{Sc}(t) \\ v_{Sd}(t) \\ v_{Se}(t) \\ v_{Sf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{CM1}(t) \\ v_{CM1}(t) \\ v_{CM1}(t) \\ v_{CM2}(t) \\ v_{CM2}(t) \\ v_{CM2}(t) \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Substituindo a equação (5.3) em (5.7) e reescrevendo a equação de maneira compacta obtém-se:

$$[v_{in}(t)] = L \frac{d}{dt} [i_L(t)] + v_o [d(t)] - \left[\frac{V_o}{2} \right] + [v_{MC}] \quad (5.5)$$

Aplicando a transformada dq ($[T_{dq6}]$) tem-se:

$$[T_{dq}] [v_{in}(t)] = L \frac{d}{dt} [T_{dq}] [i_L(t)] + v_o [T_{dq}] [d(t)] + [T_{dq}] ([v_{MC}] - \left[\frac{V_o}{2} \right]) \quad (5.6)$$

Resultando nas equações em variáveis dq

$$\begin{bmatrix} v_{d1}(t) \\ v_{q1}(t) \\ v_{d2}(t) \\ v_{q2}(t) \\ v_{01}(t) \\ v_{02}(t) \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1}(t) \\ i_{q1}(t) \\ i_{d2}(t) \\ i_{q2}(t) \\ i_{01}(t) \\ i_{02}(t) \end{bmatrix} + \omega_o L \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}(t) \\ i_{q1}(t) \\ i_{d2}(t) \\ i_{q2}(t) \\ i_{01}(t) \\ i_{02}(t) \end{bmatrix} \\
 + V_o \begin{bmatrix} d_{d1}(t) \\ d_{q1}(t) \\ d_{d2}(t) \\ d_{q2}(t) \\ d_{01}(t) \\ d_{02}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}(v_{CM1} - \frac{v_o}{2}) \\ \sqrt{3}(v_{CM2} - \frac{v_o}{2}) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

As equações diferenciais em coordenadas dq podem ser representadas por circuitos equivalentes, mostrados na Fig. 24. Pode-se observar que os circuitos equivalentes são semelhantes aos obtidos para o conversor trifásico em coordenadas dq .

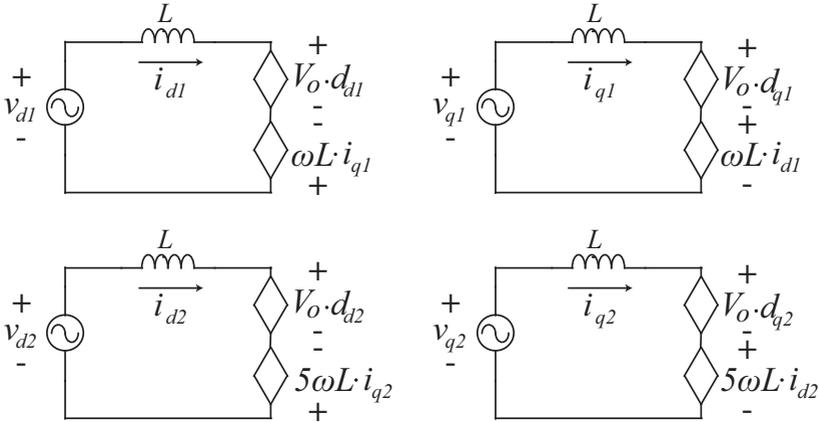


Figura 24 – Circuito equivalente em coordenadas dq .

Observa-se nos circuitos, diferente do que ocorre no modelo em $\alpha\beta$ existe um acoplamento entre os circuitos de coordenadas $d1$ e $q1$ bem como em $d2$ e $q2$. Isso origina-se da transformada dq que é variante no tempo. Além disso os circuitos para as coordenadas 01 e 02 são circuitos idênticos aos obtidos para o modelo em variáveis $\alpha\beta$, por isso

foram suprimidos.

As funções de transferências das correntes de entrada serão obtidas através do modelo linearizado de pequenos sinais, que consiste em linearizar as equações em seu ponto de operação em regime permanente, substituindo cada variável por sua aproximação linear em torno desse ponto, dada por:

$$x(t) = X + \tilde{x} \quad (5.8)$$

Onde X é o valor de regime da variável e \tilde{x} é a variação em torno do ponto de operação.

Dada as equações dos circuitos em dq

$$\begin{aligned} v_{d1}(t) &= L \cdot \frac{d}{dt} i_{d1}(t) - \omega_o L i_{q1}(t) + v_o \cdot d_{d1} \\ v_{q1}(t) &= L \cdot \frac{d}{dt} i_{q1}(t) + \omega_o L i_{d1}(t) + v_o \cdot d_{q1} \\ v_{d2}(t) &= L \cdot \frac{d}{dt} i_{d2}(t) - 5\omega_o L i_{q2}(t) + v_o \cdot d_{d2} \\ v_{q2}(t) &= L \cdot \frac{d}{dt} i_{q2}(t) + 5\omega_o L i_{d2}(t) + v_o \cdot d_{q2} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Do circuito equivalente pode-se obter a relação entre as correntes e as razões cíclicas de eixo direto e quadratura, que são em domínio s dadas por:

$$\begin{aligned} i_{d1}(s) &= -\frac{V_o}{Ls} d_{d1}(s) + \frac{\omega}{s} i_{q1}(s) \\ i_{q1}(s) &= -\frac{V_o}{Ls} d_{q1}(s) - \frac{\omega}{s} i_{d1}(s) \\ i_{d2}(s) &= -\frac{V_o}{Ls} d_{d1}(s) + \frac{5\omega}{s} i_{q1}(s) \\ i_{q2}(s) &= -\frac{V_o}{Ls} d_{q1}(s) - \frac{5\omega}{s} i_{d1}(s) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Aplicando a linearização de pequenos sinais, a transformada de Laplace e substituindo os termos cruzados, pode-se reescrever as funções de transferência das correntes em função das razões cíclicas de eixo dq .

$$\begin{aligned}
\tilde{i}_{d1}(s) &= -\frac{V_o}{L} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \tilde{d}_{d1}(s) - \frac{V_o}{L} \frac{\omega_o}{s^2 + \omega_o^2} \tilde{d}_{q1}(s) \\
\tilde{i}_{q1}(s) &= -\frac{V_o}{L} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \tilde{d}_{q1}(s) + \frac{V_o}{L} \frac{\omega_o}{s^2 + \omega_o^2} \tilde{d}_{d1}(s) \\
\tilde{i}_{d2}(s) &= -\frac{V_o}{L} \frac{s}{s^2 + 25\omega_o^2} \tilde{d}_{d2}(s) - \frac{V_o}{L} \frac{5\omega_o}{s^2 + 25\omega_o^2} \tilde{d}_{q2}(s) \\
\tilde{i}_{q2}(s) &= -\frac{V_o}{L} \frac{s}{s^2 + 25\omega_o^2} \tilde{d}_{q2}(s) + \frac{V_o}{L} \frac{5\omega_o}{s^2 + 25\omega_o^2} \tilde{d}_{d2}(s)
\end{aligned} \tag{5.11}$$

Como deseja-se controlar a corrente de entrada e a variável de atuação é a razão cíclica, a função de transferência deve ser dada para a corrente em função da razão cíclica. Tem-se então, que a planta a ser controlada é dada pela razão entre a corrente de eixo direto ou quadratura com relação a sua respectiva razão cíclica. Sendo obtidas as funções de transferência para a corrente de entrada, como segue:

$$\begin{aligned}
\frac{\tilde{i}_{d1}(s)}{\tilde{d}_{d1}(s)} &= -\frac{V_o}{L} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \\
\frac{\tilde{i}_{q1}(s)}{\tilde{d}_{q1}(s)} &= -\frac{V_o}{L} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \\
\frac{\tilde{i}_{d2}(s)}{\tilde{d}_{d2}(s)} &= -\frac{V_o}{L} \frac{s}{s^2 + 25\omega_o^2} \\
\frac{\tilde{i}_{q2}(s)}{\tilde{d}_{q2}(s)} &= -\frac{V_o}{L} \frac{s}{s^2 + 25\omega_o^2}
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Nestas função de transferência são considerados apenas a relação entre entrada e saída, sendo obtida a função de transferência SISO (*Single Input Single Output*), ou seja, todas as outras entradas e perturbações são consideradas nulas. Quanto ao acoplamento ele influencia na resposta dinâmica do sistema, se necessário o acoplamento pode ser eliminado através de um *feedforward* uma vez que a perturbação gerada pela razão cíclica de eixo em quadratura no circuito de eixo direto é conhecida e vice-versa.

Observa-se que a função de transferência é semelhante à obtida na modelagem em $\alpha\beta$, sendo que a diferença é oriunda da rotação dos eixos de base fazendo com que o polo na origem existente em $\alpha\beta$ é

deslocado para a frequência de rotação, que é a frequência fundamental da entrada.

5.1.2 Função de transferência da tensão de saída

A função de transferência da tensão de saída pode ser obtida através do enquadramento do filtro RC de saída, considerando a corrente de saída (I_o) como uma fonte controlada que depende das razões cíclicas e das correntes de entrada. Tais considerações permitem definir o circuito equivalente mostrado na Fig. 25.

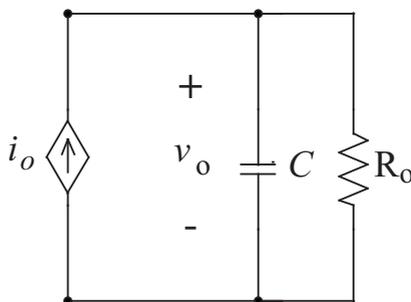


Figura 25 – Circuito equivalente visto da saída.

O circuito RC já é conhecido e amplamente estudado na literatura, sendo que sua função de transferência é dada por

$$\frac{v_o(s)}{i_o(s)} = \frac{R_o}{1 + sCR_o} \quad (5.13)$$

Observa-se que a função de transferência de (5.13) está em função da corrente de saída (i_o), entretanto a corrente controlada é a corrente de entrada. Apesar de poder ser utilizada como uma aproximação para a planta da tensão de saída a seguir será obtido um modelo linearizado mais aproximado sendo obtida uma função de transferência em função da corrente de entrada (i_{d1}), obtendo assim uma planta de tensão $G_V(s) = \frac{v_o}{i_{d1}}$. Para isto será obtido uma função de transferência que relaciona a corrente de saída com a corrente de entrada, de tal forma que associada em cascata com a função do filtro, resulte na função de transferência da tensão de saída pela corrente de entrada $\left(\frac{v_o}{i_o} \frac{i_o}{i_{d1}} = \frac{v_o}{i_{d1}}\right)$.

Para obter a função de transferência da corrente de entrada para a corrente de saída, inicialmente escreve-se a corrente de saída em função

das correntes de entrada e das razões cíclicas. No circuito equivalente pode-se observar que a corrente de saída (i_o) é a soma das correntes de entrada no período em que o interruptor está na posição 1. Em valores médios quase instantâneos ela é dada pelo somatório das correntes de entrada multiplicadas pelas suas respectivas razões cíclicas, logo tem-se:

$$i_o = i_a \cdot d_a + i_b \cdot d_b + i_c \cdot d_c + i_d \cdot d_d + i_e \cdot d_e + i_f \cdot d_f \quad (5.14)$$

Que pode ser reescrita na forma de multiplicação de vetores:

$$i_o = [i_{in}]^T \cdot [d] \quad (5.15)$$

Aplicando a transformação tem-se:

$$i_o = [i_{in}]^T \cdot [T_{dq}]^T \cdot [T_{dq}] \cdot [d] \quad (5.16)$$

E a expressão da corrente de saída em termos das variáveis dq

$$i_o = [i_{dq}]^T \cdot [d_{dq}] \quad (5.17)$$

Como as componentes de correntes 01 e 02 são nulas, a equação pode ser simplificada para

$$i_o = i_{d1} \cdot d_{d1} + i_{q1} \cdot d_{q1} + i_{d2} \cdot d_{d2} + i_{q2} \cdot d_{q2} \quad (5.18)$$

Com a equação da corrente de saída em função das correntes de entrada e das razões cíclicas podem-se representar o circuito equivalente de saída em variáveis dq , mostrado na Fig. 26.

Considerando que o controle funciona adequadamente, logo o conversor processa apenas potência ativa, além disso, se considerar apenas o plano $dq1$, tem-se os valores de regime permanente para as

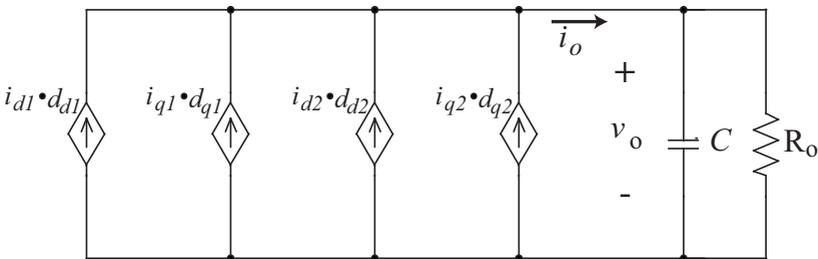


Figura 26 – Circuito Equivalente de saída.

correntes e razões cíclicas dadas por

$$\begin{aligned}
 I_{d1} &= \frac{P_o}{V_{d1}} \\
 I_{q1} &= 0 \\
 D_{d1} &= \frac{V_{d1}}{V_o} \\
 D_{q1} &= -\frac{\omega_o L P_o}{V_{d1} V_o}
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

E dos circuitos equivalentes das correntes de entrada podem-se expressar as razões cíclicas em função das correntes, como já mostrado a seguir no domínio de s .

$$\begin{aligned}
 d_{d1}(s) &= \frac{\omega_o L}{V_o} i_{q1}(s) - \frac{L}{V_o} s i_{d1}(s) \\
 d_{q1}(s) &= -\frac{L}{V_o} s i_{q1}(s) - \frac{\omega_o L}{V_o} i_{q1}(s)
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

Como estamos considerando apenas o plano $dq1$, pode-se escrever a função da corrente de saída já linearizada como.

$$i_o(s) = I_{d1} \tilde{d}_d 1(s) + \tilde{i}_{d1}(s) D_{d1} + I_{q1} \tilde{d}_q 1(s) + \tilde{i}_{q1}(s) D_{q1} \tag{5.21}$$

Substituindo os valores de regime e o valor das razões cíclicas em função de s , tem-se:

$$i_o(s) = \left(\frac{V_{d1}}{V_o} - \frac{P_o L}{V_{d1} V_o} s \right) \tilde{i}_{d1}(s) + \frac{P_o \omega_o L}{V_{d1} V_o} \tilde{i}_{q1}(s) \tag{5.22}$$

Tem-se então a função de transferência da corrente de saída (i_o) para a corrente de entrada de eixo d (i_{d1}) dada por

$$\frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{i}_{d1}(s)} = \frac{V_{d1}}{V_o} - \frac{P_o L}{V_{d1} V_o} s \tag{5.23}$$

Multiplicando a função de transferência obtida da corrente de entrada para a corrente de saída (5.23) pela função de transferência do filtro de saída (5.13) obtem-se a função de transferência da tensão de saída (V_o) para a corrente de entrada (I_{d1}), dada por:

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{d1}(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_o(s)} \frac{\tilde{i}_o(s)}{\tilde{i}_{d1}(s)} = \frac{\frac{V_{d1} R_o}{V_o} - \frac{L V_o}{V_{d1}} s}{1 + s C R_o} \tag{5.24}$$

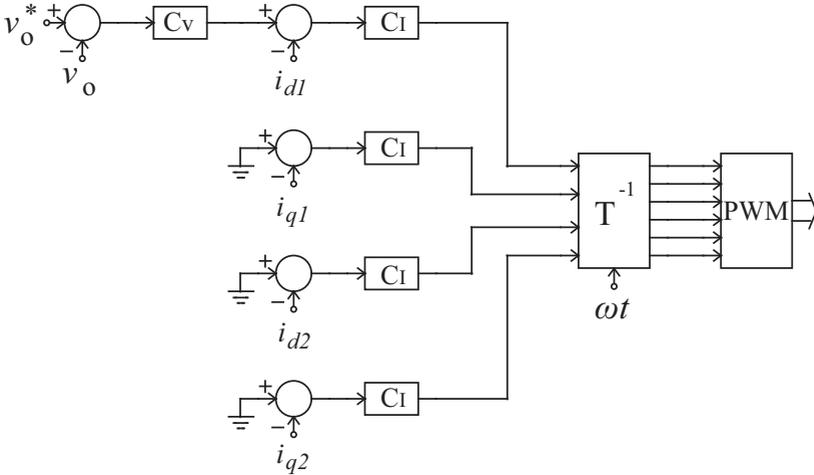


Figura 27 – Estratégia de controle em dq

O modelo obtido para a função de transferência através do equacionamento da potência do circuito é idêntico ao obtido para o caso em coordenadas estacionárias, uma vez que o controle de corrente é considerado ideal.

Quanto a validação dos modelos, os modelos de correntes apresentam os mesmos resultados que os modelos em eixos estacionários e o modelo da tensão de saída para a corrente de eixo direto é igual ao modelo para o caso, e portanto, apresenta resultados idênticos sendo assim a validação para as plantas não serão repetidas.

5.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle consiste, basicamente, em duas malhas de controle, uma malha interna que é mais rápida e responsável pelo controle das correntes de entrada e uma malha externa que é mais lenta e controla a tensão do barramento CC. A estratégia de controle é representada pelo diagrama de blocos na Fig. 27, no qual as variáveis com asterisco são as referências para o controle. Por exemplo a variável v_o^* é a referência para a tensão de saída.

$$C_I(s) = K_I \frac{1 + sT_I}{sT_I} \quad (5.25)$$

$$C_V(s) = K_V \frac{1 + sT_V}{sT_V} \quad (5.26)$$

No caso do controle em coordenadas síncronas a utilização do controlador PI proporciona erro nulo tanto para o controle de tensão como para o controle de corrente, isso se deve ao deslocamento da frequência fundamental, que é transformada em uma variável contínua.

Na estrutura de controle não foi empregado o desacoplamento, isso implica na necessidade de observar a resposta dinâmica do conversor, pois dependendo do projeto de controle pode-se ter resultados inesperados devido ao efeito do acoplamento.

5.2.1 Estrutura de PLL para sincronismo com a rede elétrica

Para controlar o conversor em base dq é necessário saber o valor instantâneo da fase da rede (ωt), uma vez que a transformada dq depende desse valor. Portanto, torna-se necessário utilizar um PLL (do inglês - *Phase-Lock Loop*). A estrutura utilizada é semelhante a estrutura trifásica proposta por (ROLIM; COSTA; AREDES, 2006), sendo que, como pode-se observar na Fig. 28, a única diferença é a entrada que são as tensões hexafásicas.

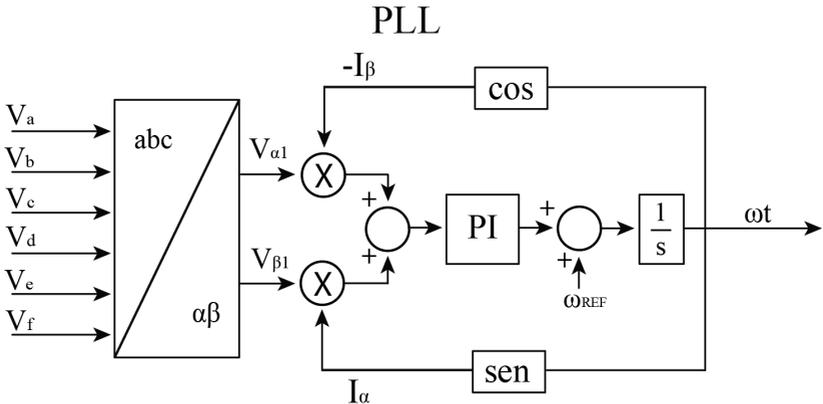


Figura 28 – Estrutura empregada para o PLL hexafásico.

Observa-se que são utilizadas apenas as tensões $v_{\alpha 1}$ e $v_{\beta 1}$ como entrada do PLL, isso é, as tensões $v_{\alpha 2}$ e $v_{\beta 2}$ são consideradas nulas, além disso o ωt calculado está em fase com a sequência positiva da

entrada. Com isso, tem-se potência sendo processada apenas no plano $dq1$, e as correntes drenadas em fase com a tensão de sequência positiva da rede elétrica.

A estrutura de PLL pode ser empregada pois no caso testado temos como medir as tensões, o mesmo não ocorreria no caso de um gerador eólico, uma vez que só se tem acesso ao terminal da máquina onde seria medido a tensão comutada pelo conversor, nesse caso seria necessário empregar um método diferente para determinar o ângulo de referência, como por exemplo através de um sensor de posição do rotor ou estimado por um método sem sensores.

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção será validada a estratégia de controle propostas através de simulações.

5.3.1 Simulações do conversor

A seguir são mostrados os resultados de simulação do conversor, a fim de verificar a operação adequada do conversor e validar a estratégia de controle.

Os parâmetros para a simulação do conversor são os mesmos utilizados para a simulação do conversor controlado em base $\alpha\beta$, e podem ser vistos na Tabela 4 no Cap. 4.

Na Fig. 29 são apresentadas as seis tensões de entrada e as correntes drenadas pelo conversor operando em regime permanente. Quanto as tensões de entrada pode-se observar o defasamento entre as tensões, sendo que, o sistema pode ser visto como dois sistemas trifásicos onde as tensões V_a , V_b e V_c estão trinta graus (30°) adiantadas em relação as tensões V_d , V_e e V_f , não simulação as tensões de alimentação são ideais, não existindo distorção harmônica, e desbalanço entre as tensões.

As correntes também apresentam, assim como as tensões, defasagens entre as correntes I_a , I_b e I_c que estão adiantadas das correntes I_d , I_e e I_f de trinta graus.

E na Fig. 30 apresentada a tensão e corrente de entrada para a fase A, observa-se que a corrente, diferente do que ocorre no controle em variáveis $\alpha\beta$, está em fase com a tensão, isso deve-se ao fato da transformada deslocar a frequência fundamental para a origem (frequência

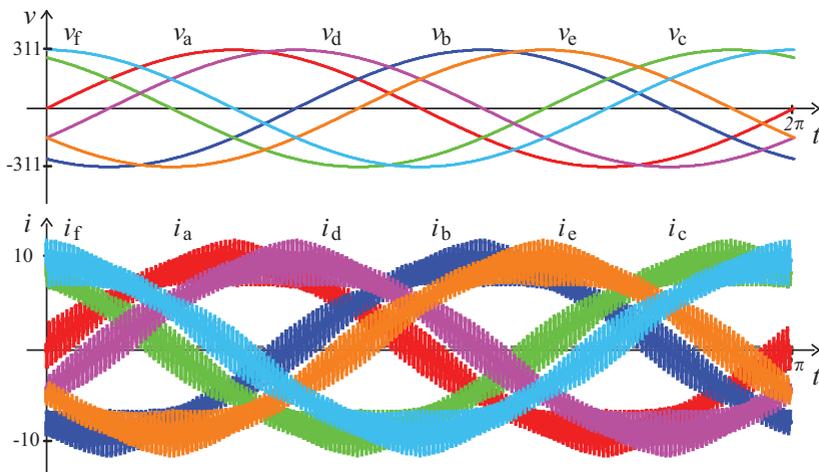


Figura 29 – Tensões e correntes de entrada do conversor, operando com controle em base dq

zero), e nesse caso o integrador do controle garante o erro nulo para a componente fundamental. Das formas de onda podem ser obtidos os valores de fator de potência, fator de deslocamento e THD da corrente de entrada, que são:

$$\begin{aligned}
 FP &= 0,9923 \\
 THD_i &= 12,48\% \\
 \cos(\varphi) &= 1,00
 \end{aligned}
 \tag{5.27}$$

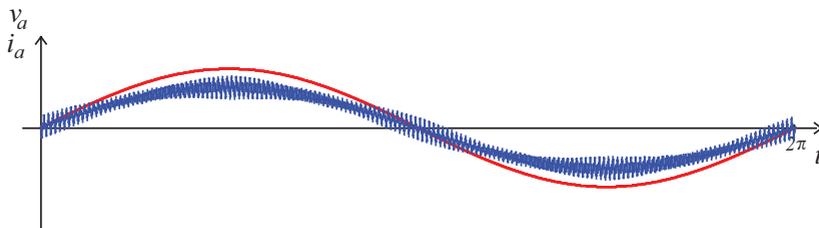


Figura 30 – Tensão e corrente de entrada da fase A do conversor operando em regime permanente.

E na Fig. 31 é apresentado a resposta dinâmica do conversor para degrau de carga. Pode-se observar que mesmo com degrau de carga a tensão do barramento se mantém regulada, isso se deve ao efeito integrador da malha de tensão, que anula o erro em regime para distúrbios do tipo degrau, sendo que o tempo para o conversor entrar em regime é de aproximadamente um ciclo de rede ou 16,66 ms.

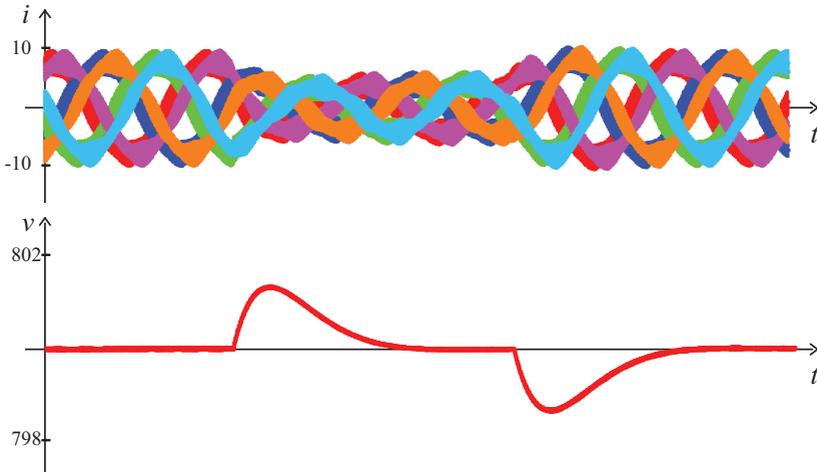


Figura 31 – Resposta dinâmica da corrente de entrada e da tensão de saída para degrau de carga.

5.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a modelagem do conversor em base dq , nota-se que os modelos são semelhantes aos do conversor trifásico, tanto o circuito equivalente quanto as funções de transferências linearizadas, as diferenças estão basicamente no ganho devido ao número de fases.

Posteriormente foi proposto uma estratégia de controle utilizando duas malhas com controladores do tipo PI. E os resultados validados através de simulações.

6 PROTÓTIPO E VALIDAÇÃO COM RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais do conversor utilizando as duas estratégias de controle, em base $\alpha\beta$ e dq .

Inicialmente será apresentado o projeto do conversor e, posteriormente, os resultados e as conclusões.

6.1 PROJETO DO CONVERTOR

Esta seção apresentará as especificações e os valores projetados para os componentes físicos do conversor, bem como o projeto para as malhas de controle.

6.1.1 Projeto de componentes

Para o projeto do conversor são definidas alguns parâmetros, conforme mostrado na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros de projeto do conversor.

Parâmetro de Projeto	Valor
Potência nominal	$P_o = 12 \text{ kW}$
Tensão nominal de entrada	$V_{in} = 380 \text{ V rms}$
Tensão nominal de saída	$V_o = 800 \text{ V}$
Frequência de chaveamento	$f_c = 9,90 \text{ kHz}$
Frequência de amostragem	$f_a = 19,80 \text{ kHz}$
Critério de tempo hold-up	$t_{HU} = 16,6 \text{ ms}$
Critério de tensão de hold-up	$\Delta V_{\%} = 10\%$
Máxima ondulação de corrente	$\Delta I_{\%} = 20\%$

Com esses parâmetros e as equações definidas no Cap. 3 podem-se determinar os valores dos componentes passivos, capacitor de barramento e indutores de entrada, bem como interruptores adequados para o conversor. Os componentes escolhidos são apresentados na Tabela 6.

Na Fig. 32 é apresentada uma foto do protótipo, os esquemáticos podem ser observado no Anexo II.

Tabela 6 – Componentes do conversor.

Componente	Valor / modelo
Capacitor de barramento	$C_o = 4700 \mu\text{F} / 450 \text{ V}$
Indutor de entrada	$L_{in} = 2 \text{ mH} / \text{toroidal pó de ferro}$
Interruptores IGBTs	FGL40N120
Gate drivers	2SC0108T

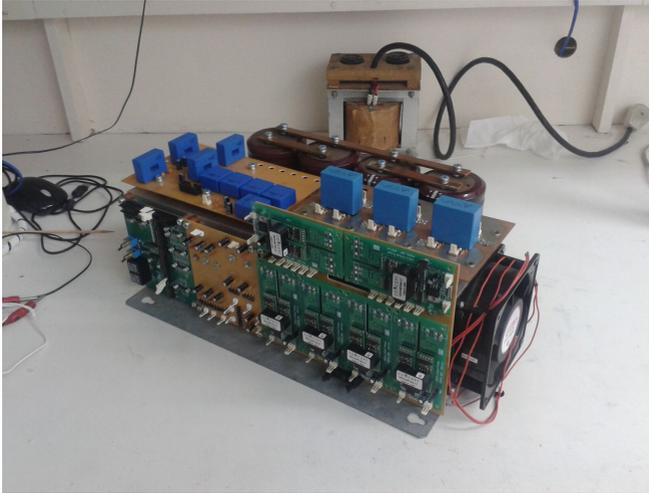


Figura 32 – Protótipo do conversor hexafásico.

6.1.2 Projeto dos controladores

Nesta seção serão apresentados os projetos dos controladores de tensão e corrente do conversor.

Para projetar os controladores foi utilizada a ferramenta *MATLAB Control System Toolbox*®, utilizando o método de lugar das raízes, sendo também observado o digrama de bode da função de transferência de laço aberto.

Para o projeto são considerados as funções de transferência obtidas nos capítulos anteriores, considerando a amostragem do sistema e projetando o controlador já no domínio discreto da transformada z . Salienta-se que para o projeto dos controladores não foi considerado o atraso introduzido pela amostragem e o controle digital, para um projeto mais refinado deve-se levar esse atraso em consideração, sobretudo

quando a frequência de comutação é reduzida.

6.1.2.1 Controlador de corrente

Como critério de projeto para a malha de corrente foi estipulado um coeficiente de amortecimento maior que 0,7 ($\xi > 0,7$) e frequência natural menor que $\frac{4\pi}{10T_a}$ ($\omega_n < \frac{4\pi}{10T_a}$).

Na Fig. 33 é apresentado, o lugar das raízes do para o controle de corrente, observando que os polos de malha fechada estão dentro do círculo unitário.

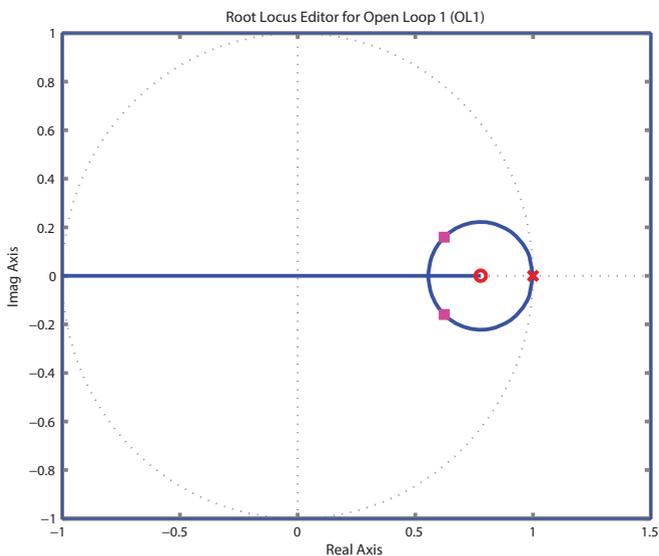


Figura 33 – Lugar das raízes para projeto do controlador de corrente.

Na Fig. 34 é mostrado o diagrama de bode para a função de transferência de laço aberto da malha de corrente, observando a frequência de corte em 2,3 kHz e a margem de fase de 51° .

Sendo obtido o controlador discreto dado pela função em domínio- z .

$$C_I[z] = \frac{0,05625z - 0,04375}{z - 1} \quad (6.1)$$

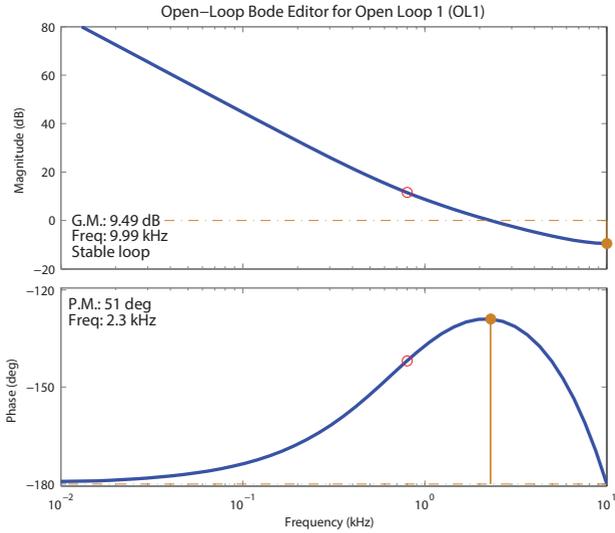


Figura 34 – Diagrama de bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente.

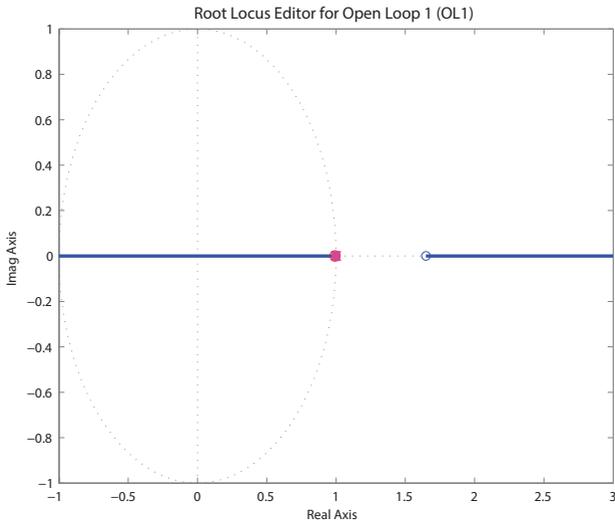


Figura 35 – Lugar das raízes para rojeto do controlador de tensão.

6.1.2.2 Controlador de tensão

Como critério de projeto para a malha de tensão foi estipulado um coeficiente de amortecimento maior que 0,9 ($\xi > 0,9$) e frequência natural menor que $\frac{\pi}{20T_a}$ ($\omega_n < \frac{\pi}{20T_a}$).

Na Fig. 35 é apresentado o lugar das raízes do para o controle de tensão, observando que os polos de malha fechada estão dentro do círculo unitário, e mais próximos do círculo unitário indicando que o controle de tensão é mais lento que o controle de corrente.

Na Fig. 36 é mostrado o diagrama de bode para a função de transferência de laço aberto da malha de tensão, observando a frequência de corte em 18,3 Hz e a margem de fase de 36°.

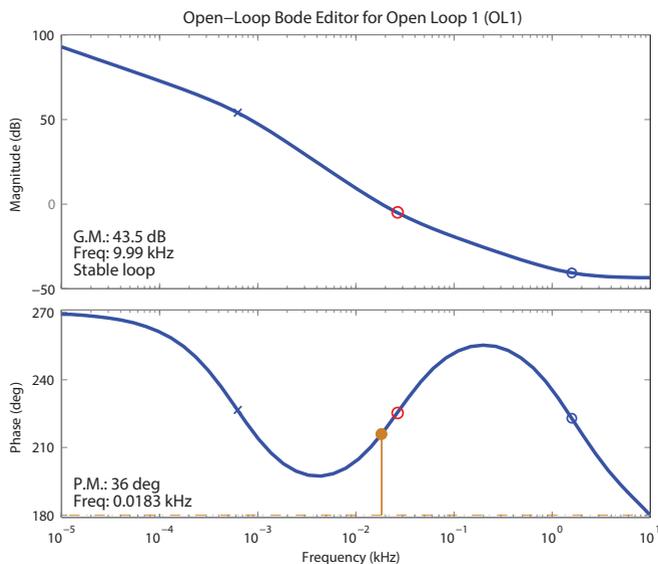


Figura 36 – Diagrama de bode da função de transferência de laço aberto da malha de tensão.

Sendo obtido o controlador discreto dado pela função em domínio- z .

$$C_I[z] = \frac{0,281168z - 0,278832}{z - 1} \quad (6.2)$$

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONTROLE EM EIXOS ESTACIONÁRIOS

Nesta seção são apresentados os resultados do conversor com o controle de corrente em coordenadas $\alpha\beta$.

Na Fig. 37 são mostradas as tensões de linha de entrada aplicadas no conversor das seis fases do conversor. Para gerar as tensões de entrada do conversor, foi utilizado um transformador delta estrela ($\Delta-Y$) com ganho unitário, sendo que no primário temos as tensões V_d , V_e e V_f e no secundário as demais tensões V_a , V_b e V_c . Observa-se que as tensões no primário possuem distorção, principalmente no pico, onde pode-se observar um achatamento da tensão, essa distorção origina-se da própria rede elétrica. As tensões do secundário também estão distorcidas, porém, nesse caso isso se deve principalmente a não linearidades do transformador.

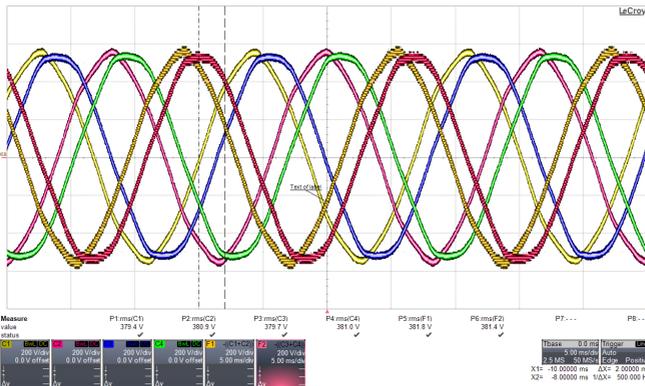


Figura 37 – Tensões de alimentação do sistema hexafásico.

As tensões que alimentam o conversor não são ideais, porém possuem valores eficazes muito próximos entre si, e observa-se também que a defasagem entre as tensões é adequada, possuindo um pequeno desequilíbrio entre as tensões e reduzido conteúdo harmônico que não prejudicam o funcionamento do conversor.

Na Fig. 38 são mostradas as correntes de entrada drenadas pelo conversor nas seis fases do conversor. Assim como nas tensões pode-se observar o defasamento adequado entre as correntes drenadas pelo conversor, se considerado apenas o valor médio as correntes possuem menor conteúdo harmônico se comparado com as tensões de entrada,

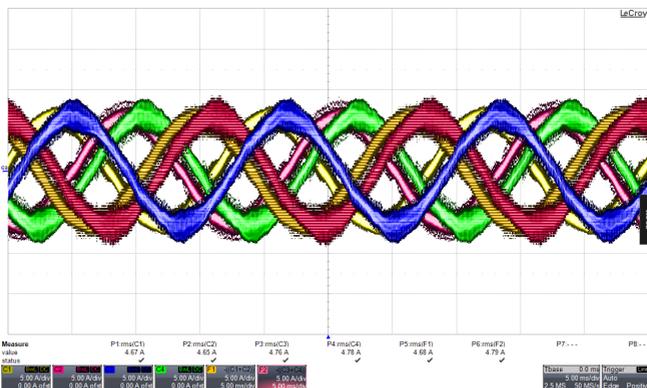


Figura 38 – Correntes de entrada drenadas pelo conversor.

uma vez que foi utilizado o PLL para gerar as referências de corrente, a fim de obter-se uma referência com baixo conteúdo harmônico.

Outro ponto a ser observado é a ondulação de corrente, que é um pouco diferente entre as correntes, contudo os resultados obtidos se mostram adequados. As correntes apresentaram uma ondulação menor, se comparadas com os resultados de simulação, isso deve-se ao fato do conversor ser alimentado através de um varivolt, o que aumentou consideravelmente a indutância de linha.

Nas figuras abaixo são mostradas a tensão e corrente de entrada para a fase A do conversor sendo que na Fig. 39 o conversor opera com

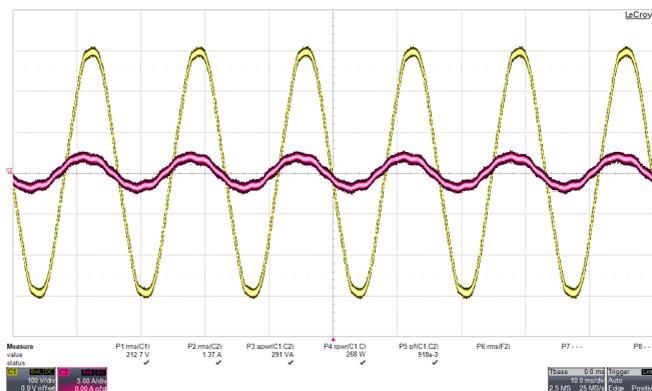


Figura 39 – Corrente e tensão de entrada para fase A com baixa carga.

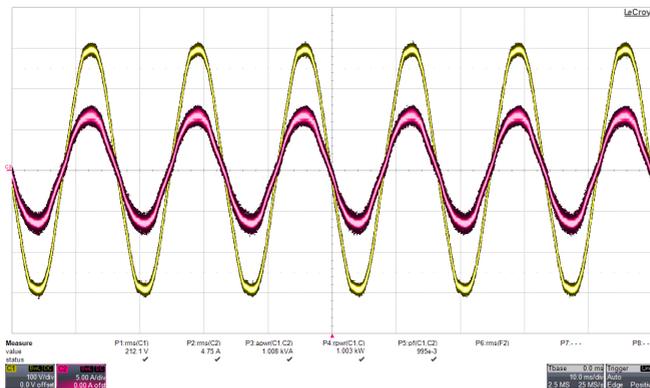


Figura 40 – Corrente e tensão de entrada para fase A a meia carga.

baixa carga e na Fig. 40 o conversor opera a meia carga. Para a condição de baixa carga observa-se que a corrente está um pouco adiantada da tensão, porém para ambos os casos observa-se o elevado fator de potência sendo igual à $FP = 0,918$ para baixa carga e $FP = 0,995$ para meia carga. Observa-se que o baixo fator de potência em baixa carga deve-se basicamente ao deslocamento da corrente em relação à tensão.

Na Fig. 41 é apresentada a resposta dinâmica da malha de corrente para um degrau na amplitude da referência de corrente, sendo

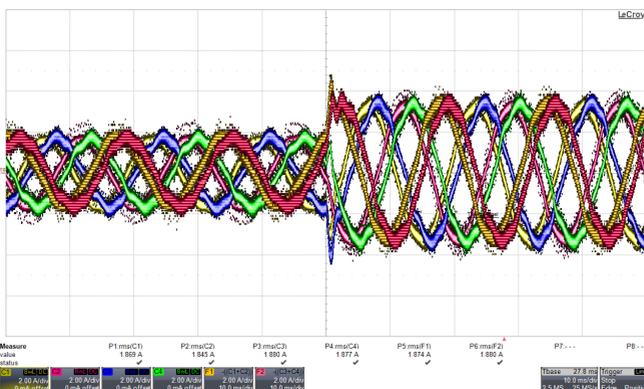


Figura 41 – Correntes de entrada das fases A e D e tensão e corrente de saída para degrau de carga.

que nesse caso o conversor opera sem controle da tensão de saída.

E por fim, na Fig. 42, é apresentada a resposta dinâmica do conversor para os controles de corrente e tensão quando aplicado um degrau de carga na saída do conversor. É observado na figura que as correntes para as fases A e D do conversor, bem como a tensão de saída e a corrente drenada pela carga. Observa-se que com o aumento de carga a tensão do barramento permanece regulada.

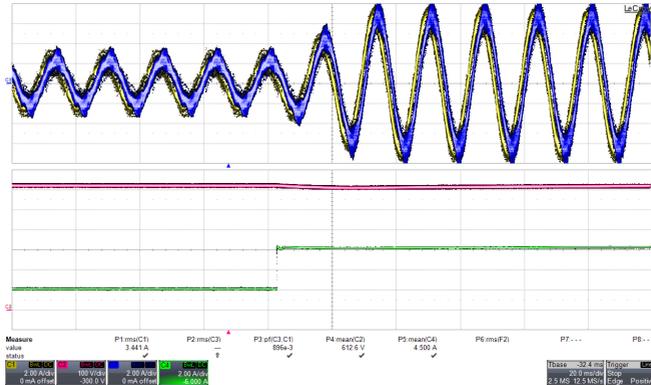


Figura 42 – Correntes de entrada das fases A e D e tensão e corrente de saída para degrau de carga.

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM COORDENADA SÍNCRONAS

Nesta seção são apresentados os resultados do conversor com o controle de corrente em coordenadas dq . As tensões do sistema hexafásico são as mesmas apresentadas na seção anterior, com os resultados do conversor operando com controle em variáveis $\alpha\beta$, sendo que os mesmos comentários se aplicam.

Na Fig. 43 são mostradas as corrente de entrada drenadas pelo conversor nas seis fases do conversor. observa-se que, assim como o resultado obtido com o controle em base $\alpha\beta$ as correntes, visivelmente, estão adequadas, sendo que estão corretamente defasadas, bem equilibradas e com reduzido conteúdo harmônico.

Assim como no caso anterior pode-se notar que a ondulação de corrente é menor do que a obtida por simulação.

Nas figuras a seguir são mostradas a tensão e corrente de entrada

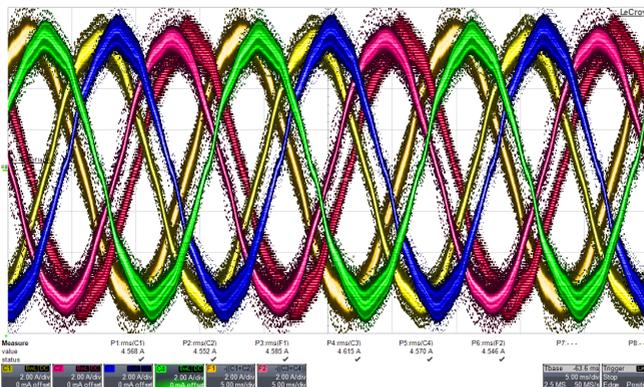


Figura 43 – Correntes de entrada drenadas pelo conversor.

para a fase A do conversor sendo que na Fig. 44 o conversor opera com baixa carga e na Fig. 45 o conversor opera a meia carga. Para a condição de baixa carga observa-se que a corrente possui uma distorção em seu pico, porém para ambos os casos observa-se o elevado fator de potência sendo igual à $FP = 0,993$ para baixa carga e $FP = 0,999$ para meia carga.

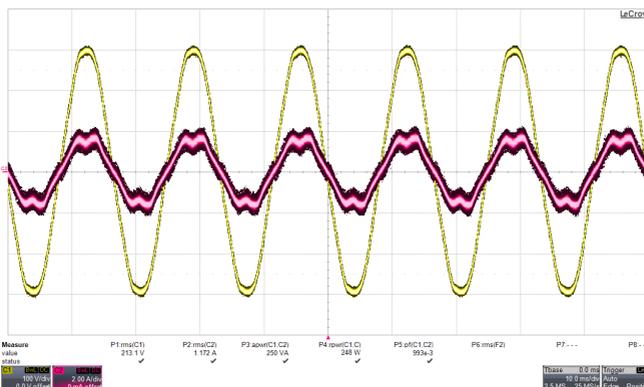


Figura 44 – Corrente e tensão de entrada para fase A com baixa carga.

Na Tabela 7, estão resumidas as informações a respeito do fator de potência, distorção harmônica total de corrente e fator de potência, observados durante a operação do conversor em baixa carga e meia carga, com os controles em base $\alpha\beta$ e dq , respectivamente.

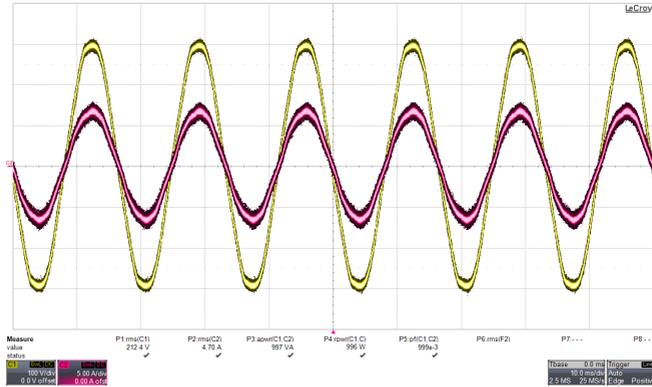


Figura 45 – Corrente e tensão de entrada para fase A a meia carga.

Tabela 7 – Comparação entre os controles $\alpha\beta$ e dq com baixa e meia carga.

Controle $\alpha\beta$		Controle dq	
Baixa carga	Meia carga	Baixa carga	Meia carga
FP = 0,918	FP = 0,995	FP = 0,993	FP = 0,999
$THD_i = 18,75\%$	$THD_i = 8,96\%$	$THD_i = 11,89\%$	$THD_i = 4,48\%$
$\cos(\varphi) = 0,934$	$\cos(\varphi) = 0,99$	$\cos(\varphi) = 1,00$	$\cos(\varphi) = 1,00$

Pode-se notar que o controle dq apresenta maior fator de potência e menor distorção harmônica de corrente, isso se deve a propriedade de deslocamento da frequência, que faz com que o controle possua erro nulo na frequência fundamental da corrente proporcionando uma corrente com reduzido conteúdo harmônico e em fase com a tensão de alimentação.

E por fim, na Fig. 46, é apresentado a resposta dinâmica do conversor para os controles de corrente e tensão quando aplicado um degrau de carga na saída do conversor. Onde são observadas as correntes para as fases A e D do conversor, bem como a tensão de saída e a corrente drenada pela carga. Observa-se que ao aumentar a carga a tensão do barramento permanece regulada.

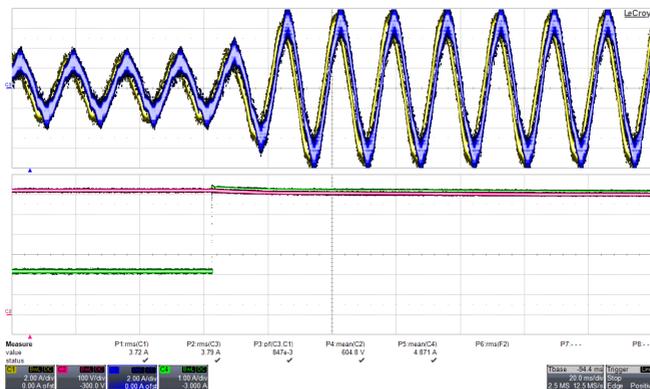


Figura 46 – Correntes de entrada das fases A e D e tensão e corrente de saída para degrau de carga.

6.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a modelagem do conversor em base dq , nota-se que os modelos são semelhantes aos do conversor trifásico, tanto o circuito equivalente quanto as funções de transferências linearizadas, as diferenças estão basicamente no ganho devido ao número de fases.

Posteriormente foi proposto uma estratégia de controle utilizando duas malhas com controladores do tipo PI. E os resultados validados através de simulações.

Os resultados obtidos estão de acordo com os resultados de simulação, contudo dois pontos devem ser observados, primeiro que a corrente apresentou uma ondulação menor do que a obtida por simulação, originando-se do aumento da indutância causada pela indutância de linha. Além disso os resultados em baixa carga apresentaram um fator de potência menor e maior distorção harmônica, isso se deve basicamente a dois fatores, que são, a redução do ganho da malha de laço aberto, que ocorre por o conversor operar abaixo da condição nominal, e a diminuição da resolução das variáveis de controle, aliado à diminuição da relação sinal-ruído.

7 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foi proposto a utilização de retificadores ativos no lugar de retificadores passivos para sistemas hexafásicos, tendo em vista a aplicação em geração eólica, na qual atualmente emprega-se a utilização de retificadores doze pulsos para a conversão da corrente alternada do gerador para corrente contínua. Visando aprimorar a operação do sistema, como, reduzir as correntes harmônicas de baixa ordem drenadas da máquina pelo conversor tensão regulada no barramento CC. Com isso, o presente trabalho se propõe a estudar, modelar e testar um conversor para essa aplicação.

No segundo capítulo foi feita uma breve revisão de conceitos necessários para o estudo do conversor, sendo apresentadas as transformações de eixos estacionários e síncronos para a modelagem e controle do conversor. Além disso, foi apresentada a teoria de potência instantânea, sendo expandida do caso trifásico para o caso hexafásico, sendo que essa teoria é de suma importância não apenas para o controle do conversor, mas também para o entendimento do sistema hexafásico como um todo.

No Capítulo 3 a topologia do conversor a ser empregada foi proposto, bem como o modulador responsável pelo acionamento dos interruptores do conversor. Dada a operação do conversor, suas comutações foram analisadas do ponto de vista vetorial, na qual foi observada importantes propriedades da modulação, bem como a complexidade do desenvolvimento de uma modulação vetorial para o conversor. Ainda nesse capítulo foram equacionadas as grandezas elétricas do conversor, para posterior aplicação no projeto do mesmo.

No quarto capítulo foi realizada a modelagem do conversor orientada para controle os eixos de referência estacionários (transformada $\alpha\beta$), foram obtidos circuitos médios equivalentes do conversor (modelo não linear), bem como os modelos linearizados para o emprego de técnicas de controle clássico. Os modelos foram validados através de simulação e foi proposto uma estratégia de controle com duas malhas, corrente e tensão, sendo considerado controladores do tipo PI. Os resultados foram validados por simulações.

No Capítulo 5, o conversor foi modelado nos eixos de referência síncronos, transformação dq , também obtendo os modelos não linear (circuito equivalente de valores médios quase instantâneos) e o modelo linearizado (função de transferência). Foi proposta então uma estratégia de controle clássico, também utilizando controladores do tipo PI, e

utilizando uma estrutura de PLL baseado na teoria *pq*. Posteriormente, os resultados foram validados através de simulação.

No último capítulo, foram apresentados alguns detalhes com relação ao projeto do conversor como os parâmetros projetados, e componentes utilizados na construção do protótipo, foram apresentados os controladores de tensão e corrente, bem como seu projeto, que foi feito pelo método de lugar das raízes utilizando a ferramenta SISOtool do MATLAB.

Por fim foram apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo, que se mostraram adequados, apresentando correntes com reduzido conteúdo harmônico e um alto fator de potência.

Das contribuições dessa dissertação podemos salientar a análise detalhada das transformações de eixos, bem como a definição da potência reativa instantânea, com um método de cálculo, que auxilia na compreensão do sistema hexafásico como um todo. E a modelagem e controle considerando o sistema como um todo, uma vez que não existem muitos estudos para conversores com mais de três fases operando como retificador, a maioria dos estudos de conversores hexafásicos são orientados para acionamentos, operando como inversor, e muitas vezes esses conversores são modelados e controlados como se fossem dois sistemas trifásicos separados.

Numa visão geral, os conversores ativos PWM hexafásicos possuem potencial para aplicações de geração eólica e propulsão naval, e o estudo apresentado na dissertação mostrou duas formas de modelar e controlar esses conversores.

7.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Durante o decorrer dos estudos e desenvolvimento desta dissertação foram observados pontos importantes, que podem ser explorados mais profundamente, e não foram observados detalhadamente, sendo sugerido a sua abordagem em trabalhos futuros, sendo eles:

- Comparação do conversor ativo proposto com a solução passiva que é atualmente empregada, sendo observado principalmente questões de perdas, rendimento, viabilidade econômica, influência das correntes drenadas sobre o gerador (torque pulsado, potência, necessidade de sobredimensionamento, sobre tensão nos enrolamento...), sempre analisando o sistema como um todo (gerador + conversor);

- Estudar a modulação vetorial, possibilitando operar o conversor com um maior grau de liberdade;
- Generalizar o estudo da potência reativa para sistemas polifásico de n fases;
- Estudo e generalização da estrutura de PLL, que pode ser empregado também para aplicações de acionamentos.

REFERÊNCIAS

- ABBAS, M. A.; CHRISTEN, R.; JAHNS, T. M. Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 5, p. 1251–1259, set. 1984. ISSN 0093-9994.
- ABDELSALAM, I. et al. Assessment of a wind energy conversion system based on a six-phase permanent magnet synchronous generator with a twelve-pulse PWM current source converter. In: *2013 IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 849–854.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, maio 1984. ISSN 0093-9994.
- ALVES, R. L.; BARBI, I. Analysis and Implementation of a Hybrid High-Power-Factor Three-Phase Unidirectional Rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 632–640, mar. 2009. ISSN 0885-8993.
- AREDES, M. et al. Comparisons Between the p^*q and p^*q^*r Theories in Three-Phase Four-Wire Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 4, p. 924–933, abr. 2009. ISSN 0885-8993.
- BADIN, A. A.; BARBI, I. High power factor three-phase rectifier with two interleaved single-phase buck rectifier. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 183–188.
- BOJOI, R. et al. Digital field-oriented control for dual three-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 3, p. 752–760, maio 2003. ISSN 0093-9994.
- CHOI, S. et al. A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1304–1311, nov. 1996. ISSN 0093-9994.
- CLARKE, E.; DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W. Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, jul. 1951. ISSN 0096-3860.

- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd. ed. Norwell, Mass.: Kluwer Academic, 2001.
- FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 2, p. 315–322, mar. 1998. ISSN 0885-8993.
- GRANDI, G.; SERRA, G.; TANI, A. Space Vector Modulation of a Six-Phase VSI based on three-phase decomposition. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 674–679.
- HERRERA, R. S. et al. GENERALIZED instantaneous reactive power theory in poly-phase power systems. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10.
- LEVI, E. et al. Steady-State Modeling of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 5, p. 1559–1568, set. 2008. ISSN 0093-9994.
- LUO, Y. et al. Three-phase rectifier with near-sinusoidal input currents and capacitors parallel connected with the upper diodes. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1697–1702.
- MILIANI, E. et al. Experimental Analysis of a Six Phase Permanent Magnet Synchronous Generator in a Variable Speed Constant Frequency Generating System. In: *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1727–1732.
- NAHOME, A. A. et al. Vector control of direct drive six phase permanent magnet synchronous generators. In: *PowerTech, 2011 IEEE Trondheim*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7.
- OLESCHUK, V. et al. Dual three-phase system based on four neutral-point-clamped inverters with synchronized space-vector modulation. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10.
- PENG, F. Z.; LAI, J.-S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 45, n. 1, p. 293–297, fev. 1996. ISSN 0018-9456.

QIAO, C.; SMEDLEY, K. M. A general three-phase PFC controller for rectifiers with a parallel-connected dual boost topology. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 6, p. 925–934, nov. 2002. ISSN 0885-8993.

RATHIKA, N. et al. Analysis and control of multiphase synchronous generator for renewable energy generation. In: *2014 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

RATHIKA, N. et al. Analysis and control of multiphase synchronous generator for renewable energy generation. In: *2014 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

RENDUSARA, D. et al. Design considerations for six pulse and twelve pulse diode rectifier systems operating under voltage unbalance and pre-existing voltage distortion with some corrective measures. In: , *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 3, p. 2549–2556 vol.3.

RENDUSARA, D. A. et al. Design considerations for 12-pulse diode rectifier systems operating under voltage unbalance and pre-existing voltage distortion with some corrective measures. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1293–1303, nov. 1996. ISSN 0093-9994.

ROLIM, L.; COSTA, D. da; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 6, p. 1919–1926, 2006. ISSN 0278-0046.

SALMON, J. C. Operating a three-phase diode rectifier with a low-input current distortion using a series-connected dual boost converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 4, p. 592–603, jul. 1996. ISSN 0885-8993.

SOEIRO, T. B.; KOLAR, J. W. Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two- and Three-Level Unidirectional Hybrid Rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3589–3601, set. 2013. ISSN 0278-0046.

TAO, H.; ZHENG, Z. Study of Three-Phase PWM Rectifier Based on Dual-Mode Control. In: *2010 International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment (ICEEE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–4.

WATANABE, E. H. et al. Instantaneous p and q power theory for control of compensators in micro-grids. In: *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 17–26.

WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M.; AREDES, M. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 2, p. 697–703, abr. 1993. ISSN 0885-8977.

WILLEMS, J. L. Generalized Clarke Components for Polyphase Networks. *IEEE Transactions on Education*, v. 12, n. 1, p. 69–71, mar. 1969. ISSN 0018-9359.

WILLEMS, J. L. A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 41, n. 4, p. 523–527, ago. 1992. ISSN 0018-9456.

YE, H.; EMADI, A. A Six-Phase Current Reconstruction Scheme for Dual Traction Inverters in Hybrid Electric Vehicles With a Single DC-Link Current Sensor. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 63, n. 7, p. 3085–3093, set. 2014. ISSN 0018-9545.

YIN, B. et al. Control of a Three-Phase PWM Rectifier Based on a Dual Single-Input Single-Output Linear Model. In: *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1, p. 456–461.

YIN, B. et al. Experimental verification of a dual single-input single-output model of a three-phase boost-type PWM rectifier. In: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 6 pp.–.

ZHANG, K. et al. Modeling of a Converter-Connected Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Generator. In: *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 1096–1100.

ANEXO A - Planilha de cálculo das transformadas

Transformação $\alpha\beta$ Hexafásica determinada pela diagonalização de uma matriz:

Autovalores:

$$A := \begin{pmatrix} L & M & M & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{M} & L & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & L & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & L \end{pmatrix} \quad \text{eigenvals}(A) \rightarrow \begin{pmatrix} L + 2 \cdot M \\ L + 2 \cdot M \\ L - M \\ L - M \\ L - M \\ L - M \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} L + 2 \cdot \mathbf{M} \\ L + 2 \cdot M \\ L - M \\ L - M \\ L - M \\ L - M \end{pmatrix} \quad I := \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Autovetores:

$$M := (A - \lambda_1 \cdot I) \rightarrow \begin{pmatrix} M & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & M \end{pmatrix} \quad B := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Solução para os autovetores 1, 2, 3 e 4:

$$q_1 := \begin{pmatrix} \mathbf{k}_1 \\ k_2 \\ -k_1 - k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ -k_3 - k_4 \end{pmatrix}$$

O plano $P_{\alpha\beta 1}$ é o plano descrito pela componente fundamental, enquanto o plano $P_{\alpha\beta 2}$ é o plano descrito pela componente de 5ª harmônica.

$$P_{\alpha\beta 1} := \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \end{pmatrix}$$

$$P_{\alpha\beta 2} := \begin{pmatrix} \cos(5\omega t) \\ \cos\left[5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ \cos\left[5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ \cos\left[5\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)\right] \\ \cos\left[5\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)\right] \\ \cos\left[5\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)\right] \end{pmatrix}$$

Para qualquer valor de ωt $P_{\alpha\beta} \cdot P_{xy} = 0$, ou seja, os planos são ortogonais.

$$P_{\alpha\beta 1} \cdot P_{\alpha\beta 2} \text{ simplify} \rightarrow 0$$

$$\omega t := 0$$

$$P_{\alpha\beta 1} \rightarrow \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \omega t\right) \\ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \\ 0.866 \\ -0.866 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$P_{\alpha\beta 2} \rightarrow \begin{pmatrix} \cos(5\omega t) \\ \cos\left(5\omega t - \frac{10\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{10\pi}{3} + 5\omega t\right) \\ \cos\left(5\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \\ \cos\left(5\omega t - \frac{25\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\frac{5\pi}{2} + 5\omega t\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \\ -0.866 \\ 0.866 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\omega t = \frac{\pi}{2}$$

$$P_{\alpha\beta 1} \rightarrow \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \omega t\right) \\ \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0.866 \\ -0.866 \\ 0.5 \\ 0.5 \\ -1 \end{pmatrix}$$

$$P_{\alpha\beta 2} \rightarrow \begin{pmatrix} \cos(5\omega t) \\ \cos\left(5\omega t - \frac{10\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{10\pi}{3} + 5\omega t\right) \\ \cos\left(5\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \\ \cos\left(5\omega t - \frac{25\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\frac{5\pi}{2} + 5\omega t\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -0.866 \\ 0.866 \\ 0.5 \\ 0.5 \\ -1 \end{pmatrix}$$

$$M := (A - \lambda_5 I) \rightarrow \begin{pmatrix} -2M & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & -2M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & -2M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2M & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & -2M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & -2M \end{pmatrix} \quad B := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Solução para os autovetores 5 e 6:

$$q_5 := \begin{pmatrix} k_1 \\ k_1 \\ k_1 \\ k_2 \\ k_2 \\ k_2 \end{pmatrix}$$

$$q_1 := \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \\ 0.866 \\ -0.866 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$q_2 := \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 0 \\ 0.866 \\ -0.866 \\ 0.5 \\ 0.5 \\ -1 \end{pmatrix}$$

$$q_3 := \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \\ -0.866 \\ 0.866 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$q_4 := \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 0 \\ -0.866 \\ 0.866 \\ 0.5 \\ 0.5 \\ -1 \end{pmatrix}$$

$$q_5 := \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$q_6 := \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$T_{\text{inv}} := (q_1 \ q_2 \ q_3 \ q_4 \ q_5 \ q_6) = \left[\begin{pmatrix} 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \\ 0.866 \\ -0.866 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 0.866 \\ -0.866 \\ 0.5 \\ 0.5 \\ -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -0.5 \\ -0.866 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ -0.866 \\ 0.866 \\ 0.5 \\ 0.5 \\ -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \right] \frac{1}{\sqrt{3}}$$

$$T_{\alpha\beta\text{inv}} := \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$T_{\alpha\beta} := T_{\alpha\beta\text{inv}}^{-1} = \begin{pmatrix} 0.577 & -0.289 & -0.289 & 0.5 & -0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 & -0.5 & 0.289 & 0.289 & -0.577 \\ 0.577 & -0.289 & -0.289 & -0.5 & 0.5 & 0 \\ 0 & -0.5 & 0.5 & 0.289 & 0.289 & -0.577 \\ 0.577 & 0.577 & 0.577 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.577 & 0.577 & 0.577 \end{pmatrix}$$

$$T_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 & 0.866 & -0.866 & 0 \\ 0 & 0.866 & -0.866 & 0.5 & 0.5 & -1 \\ 1 & -0.5 & -0.5 & -0.866 & 0.866 & 0 \\ 0 & -0.866 & 0.866 & 0.5 & 0.5 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}}$$

$$T_{\alpha\beta}^T = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ -0.5 & 0.866 & -0.5 & -0.866 & 1 & 0 \\ -0.5 & -0.866 & -0.5 & 0.866 & 1 & 0 \\ 0.866 & 0.5 & -0.866 & 0.5 & 0 & 1 \\ -0.866 & 0.5 & 0.866 & 0.5 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}}$$

Transformação dq0

Tendo em vista que a transformação $\alpha\beta$ é um caso particular da transformada dq0 a transformação dq0 pode ser obtida através dos planos gerados pelas componentes fundamental, 5ª harmônica.

$$\omega t := \omega t$$

$$T_{dq0} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) & \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin(5\omega t) & \sin\left(5\omega t - \frac{10\pi}{3}\right) & \sin\left(5\omega t + \frac{10\pi}{3}\right) & \sin\left(5\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) & \sin\left(5\omega t - \frac{25\pi}{6}\right) & \sin\left(5\omega t + \frac{5\pi}{2}\right) \\ \cos(5\omega t) & \cos\left(5\omega t - \frac{10\pi}{3}\right) & \cos\left(5\omega t + \frac{10\pi}{3}\right) & \cos\left(5\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(5\omega t - \frac{25\pi}{6}\right) & \cos\left(5\omega t + \frac{5\pi}{2}\right) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$T_{dq0}^T \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}\sin(\omega t)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos(\omega t)}{3} & \frac{\sqrt{3}\sin(5\omega t)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos(5\omega t)}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\sin\left(5\omega t - \frac{10\pi}{3}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(5\omega t - \frac{10\pi}{3}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}\sin\left(\frac{2\pi}{3} + \omega t\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(\frac{2\pi}{3} + \omega t\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\sin\left(\frac{10\pi}{3} + 5\omega t\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(\frac{10\pi}{3} + 5\omega t\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\sin\left(5\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(5\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}\sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\sin\left(5\omega t - \frac{25\pi}{6}\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(5\omega t - \frac{25\pi}{6}\right)}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}\sin\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega t\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\sin\left(\frac{5\pi}{2} + 5\omega t\right)}{3} & \frac{\sqrt{3}\cos\left(\frac{5\pi}{2} + 5\omega t\right)}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix}$$

$$T_{dq0}^T T_{dq0} \text{ simplify} \rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Transformação dq0 ortogonal ---> invariante em potência

Transformação de $\alpha\beta$ para dq0

A transformação de $\alpha\beta$ para dq0 é a rotação dos eixos em função de ωt , os eixos $\alpha\beta$ serão rotacionados na frequência fundamental (ωt) os eixos $\alpha\beta$ rotacionados na 5ª harmônica ($5\omega t$) e os eixos 0102 serão mantidos estacionários:

$$T_{\alpha\beta dq} := \begin{pmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin(5\omega t) & -\cos(5\omega t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(5\omega t) & \sin(5\omega t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Vetores linha e coluna são ortonormais ---> transformação ortogonal

A transformação dq0 pode ser obtida também através da multiplicação de $T_{\alpha\beta dq}$ por $T_{\alpha\beta}$:

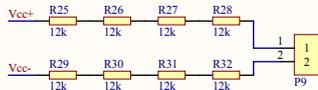
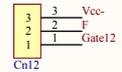
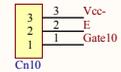
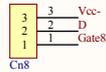
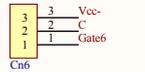
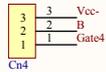
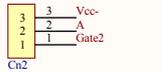
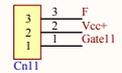
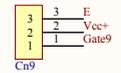
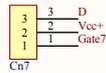
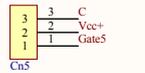
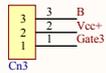
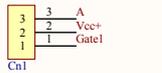
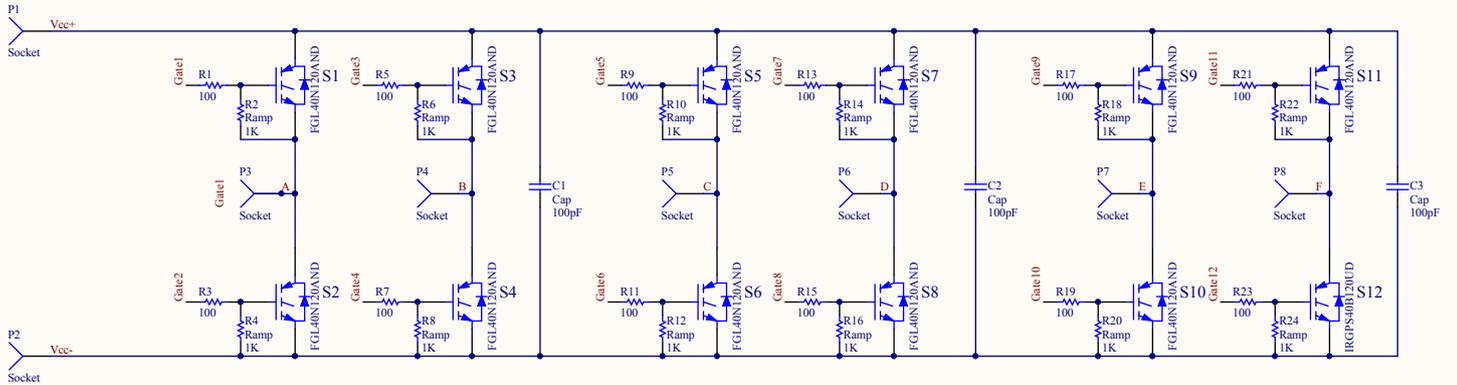
$$T_{\alpha\beta dq} T_{\alpha\beta} \text{ simplify} \rightarrow \begin{pmatrix} 0.57735026918962562 \cdot \sin(\omega t) & -0.5 \cdot \cos(\omega t) - 0.28867513459481281 \cdot \sin(\omega t) \\ 0.57735026918962562 \cdot \cos(\omega t) & 0.5 \cdot \sin(\omega t) - 0.28867513459481281 \cdot \cos(\omega t) \\ 0.57735026918962573 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t) & 0.5 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t) - 0.28867513459481281 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t) \\ 0.57735026918962573 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t) & -0.28867513459481281 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t) - 0.5 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t) \\ 0.57735026918962562 & 0.57735026918962562 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} C$$

Obtendo a mesma matriz Tdq0 obtida anteriormente.

$0.5 \cdot \cos(\omega t) - 0.28867513459481281 \cdot \sin(\omega t)$	$0.5 \cdot \sin(\omega t) - 0.28867513459481281 \cdot \cos(\omega t)$	-0.28867
$-0.28867513459481281 \cdot \cos(\omega t) - 0.5 \cdot \sin(\omega t)$	$0.5 \cdot \cos(\omega t) + 0.28867513459481281 \cdot \sin(\omega t)$	0.28867
$0.5 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t) - 0.28867513459481281 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t)$	$-0.28867513459481281 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t) - 0.5 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t)$	$0.5 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t)$
$0.5 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t) - 0.28867513459481281 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t)$	$0.28867513459481281 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t) - 0.5 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t)$	$0.5 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t)$
0.57735026918962562	0	
0	0.57735026918962562	

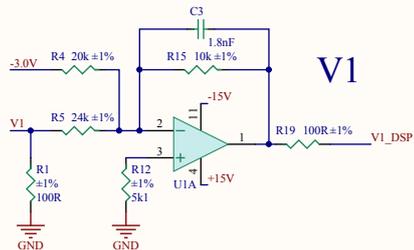
$$\begin{array}{cc}
 7513459481281 \cdot \cos(\omega t) - 0.5 \cdot \sin(\omega t) & 0.57735026918962562 \cdot \cos(\omega t) \\
 7513459481281 \cdot \sin(\omega t) - 0.5 \cdot \cos(\omega t) & -0.57735026918962562 \cdot \sin(\omega t) \\
 t) - 0.28867513459481281 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t) & 0.57735026918962573 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t) \\
 t) + 0.28867513459481281 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t) & -0.57735026918962573 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t) \\
 0 & 0 \\
 0.57735026918962562 & 0.57735026918962562
 \end{array}
 \left. \vphantom{\begin{array}{cc}
 7513459481281 \cdot \cos(\omega t) - 0.5 \cdot \sin(\omega t) \\
 7513459481281 \cdot \sin(\omega t) - 0.5 \cdot \cos(\omega t) \\
 t) - 0.28867513459481281 \cdot \cos(5.0 \cdot \omega t) \\
 t) + 0.28867513459481281 \cdot \sin(5.0 \cdot \omega t) \\
 0 \\
 0.57735026918962562
 \end{array}} \right)$$

ANEXO B - Esquemático elétrico do conversor

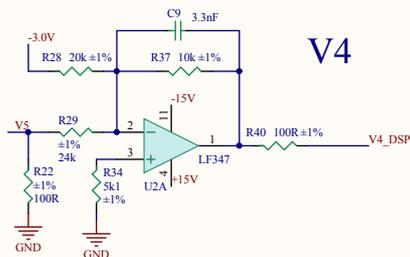


Title		
Size A4	Number	Revision
Date: 09/10/2016	Sheet of	
File: D:\Dissert...\1 CircuitoPotencia.SchDoc	Drawn By:	

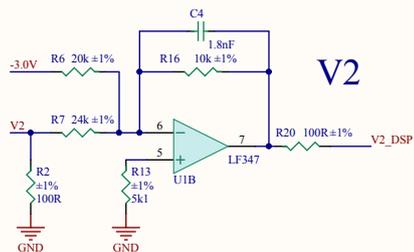
Medição de Tensão



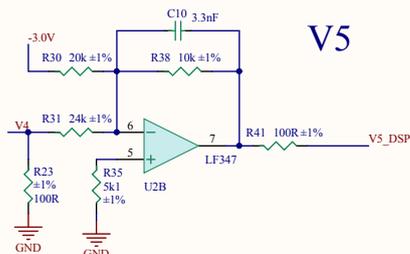
V1



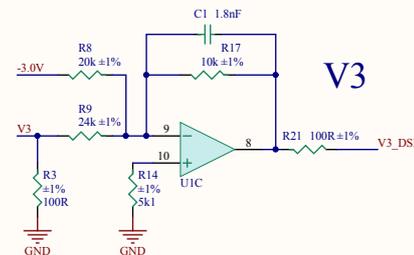
V4



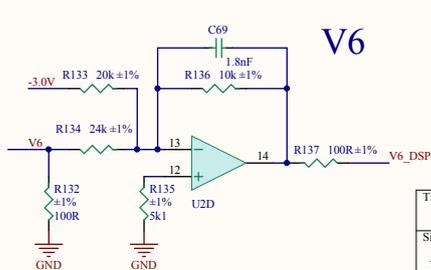
V2



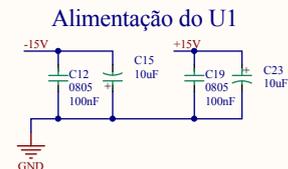
V5



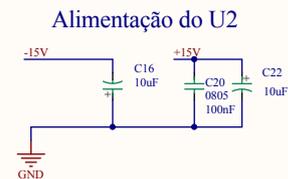
V3



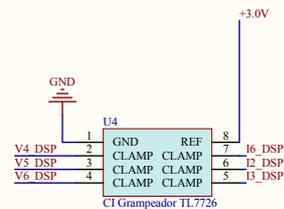
V6



Alimentação do U1



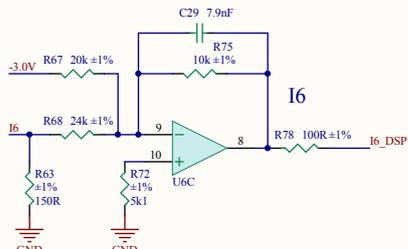
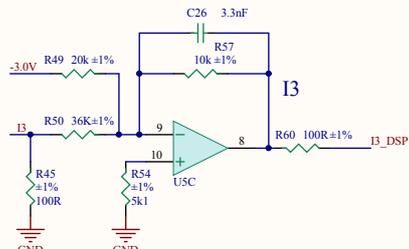
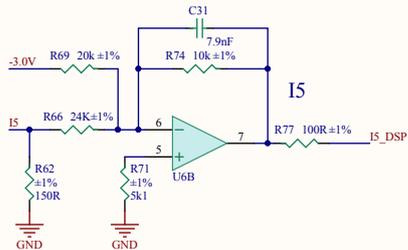
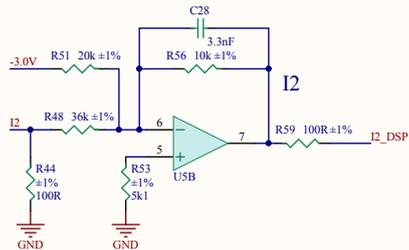
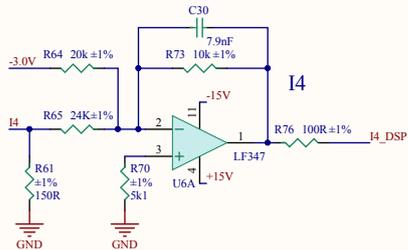
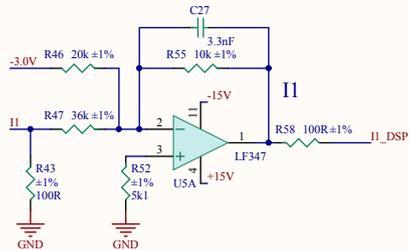
Alimentação do U2



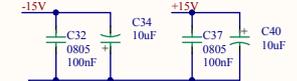
Grapearor tensões

Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	09/10/2016	Sheet of
File:	D:\Dissert...1 Medicoes tensao.SchDoc	Drawn By:

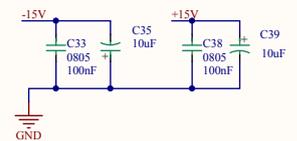
Medições de Corrente



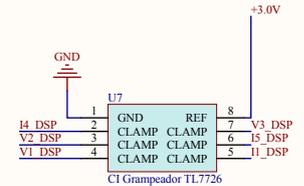
Alimentação do U5



Alimentação do U6

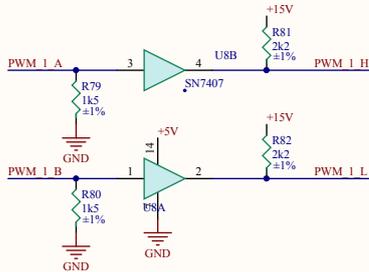


Grampeador

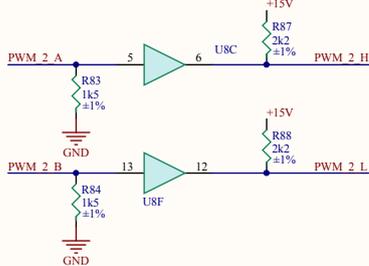


Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	09/10/2016	Sheet of
File:	D:\Dissert_12 Medicoes corrente.SchDoc	Drawn By:

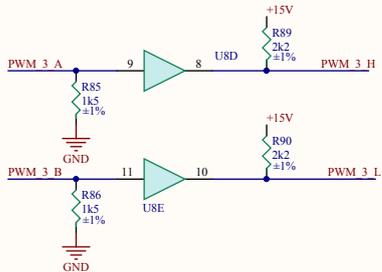
Saídas DSP - Drive A



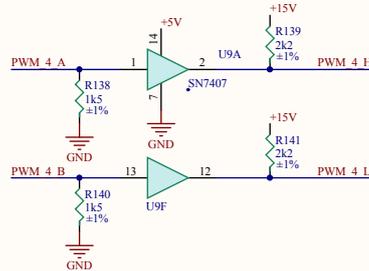
Saídas DSP - Drive B



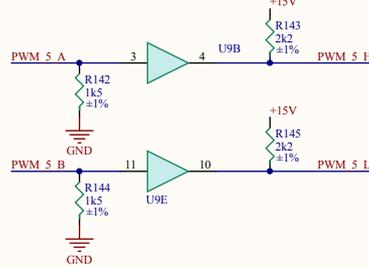
Saídas DSP - Drive C



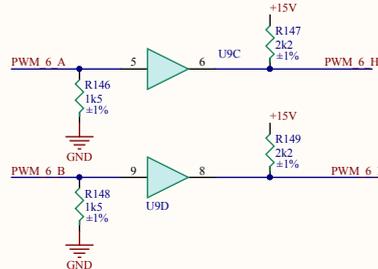
Saídas DSP - Drive D



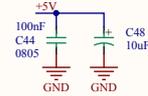
Saídas DSP - Drive E



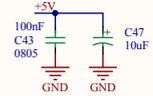
Saídas DSP - Drive F



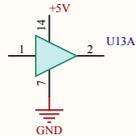
Alimentação do U8



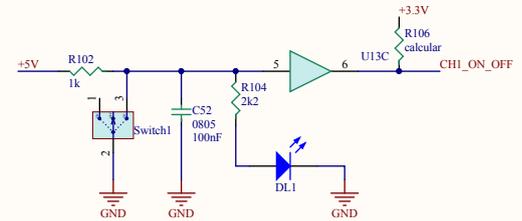
Alimentação do U9



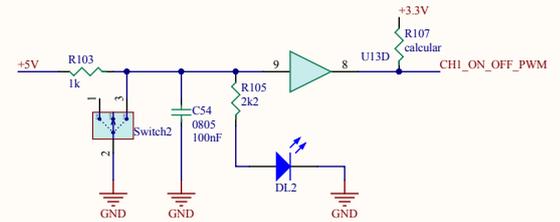
Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	09/10/2016	Sheet of
File:	D:\Dissert...3 Drives.SchDoc	Drawn By:



Chave ON OFF do Sistema

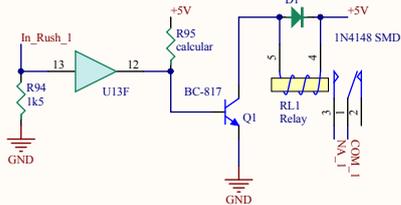


Chave ON OFF do PWM

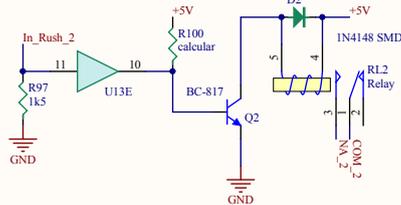


Controle In Rush

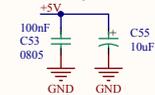
Contator 1



Contator 2



Alimentação do U13



Title

Size A4	Number	Revision
Date: 09/10/2016	Sheet of	
File: D:\Dissert...4 Protecoes.SchDoc	Drawn By:	

1

2

3

4

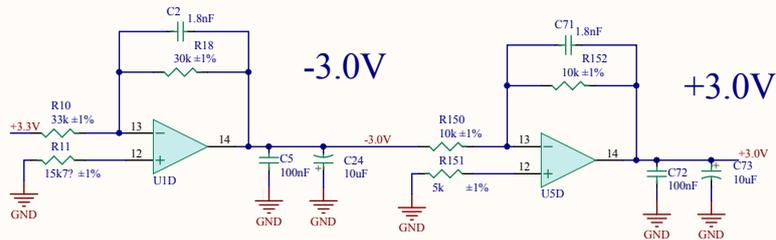
1

2

3

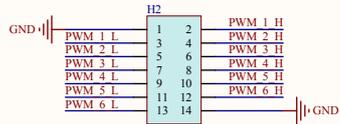
4

Tensão de Offset e Referência para o Grampeador



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	09/10/2016	Sheet of
File:	D:\Dissert\15 Tensao barramento.SchDoc	Drawn By:

Conector Drivers

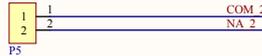


Conectores In Rush

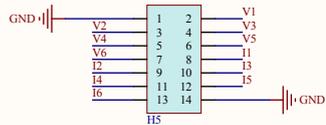
Conector Contator 1



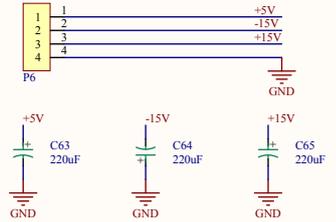
Conector Contator 2



Conector Sensores

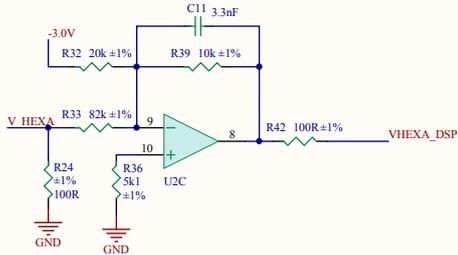


Conector Alimentações



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	09/10/2016	Sheet of
File:	D:\Dissert\17 Conectores.SchDoc	Drawn By:

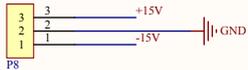
Tensão Barramento para Inversor (HAXAFASICO)



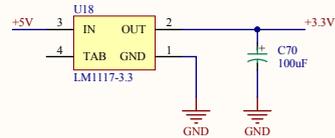
Conector Hexafasico



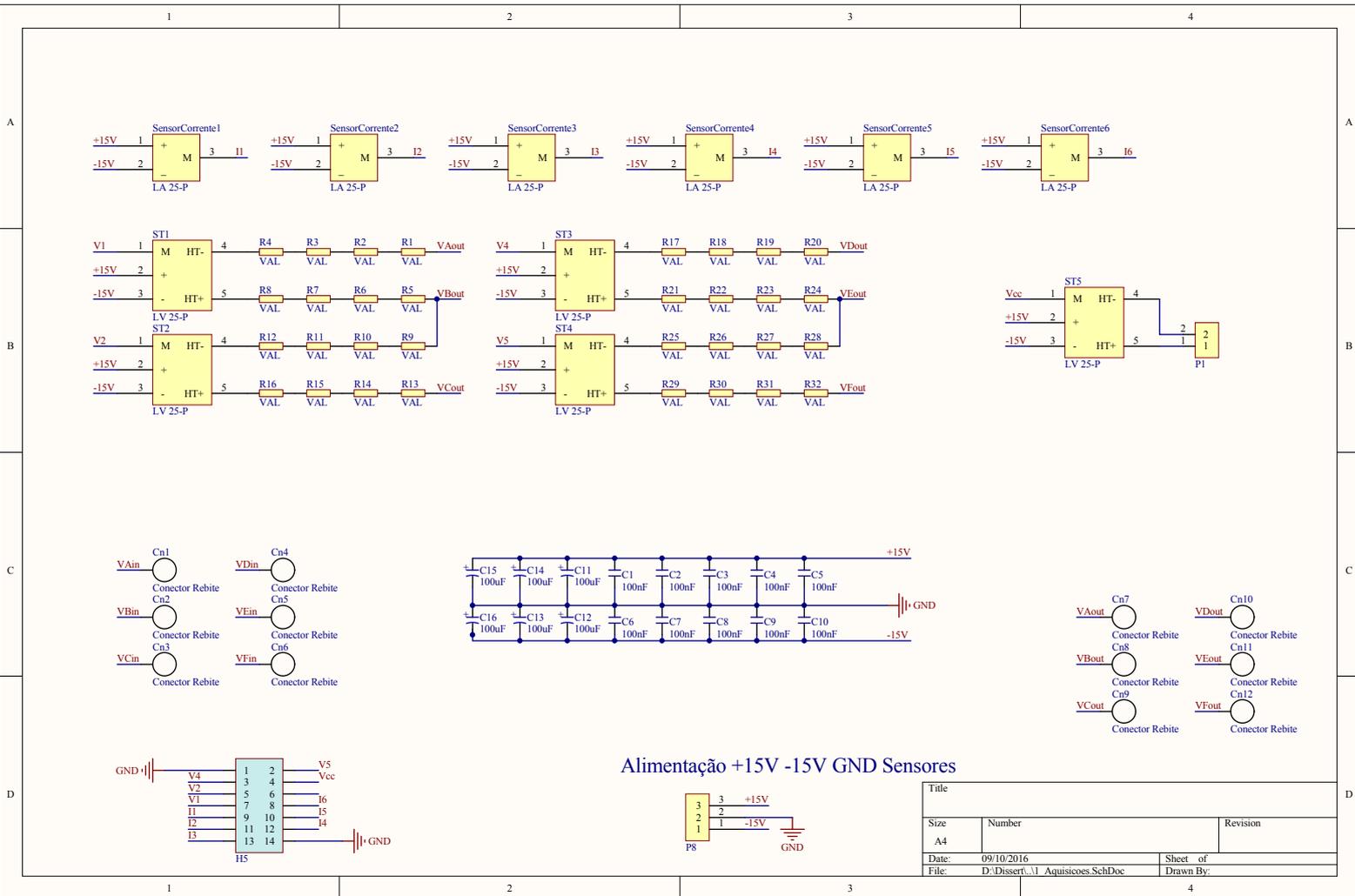
Alimentação +15V -15V GND Sensores



Regulador 5V para 3.3V

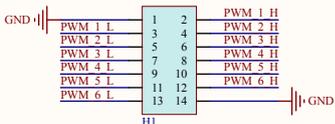
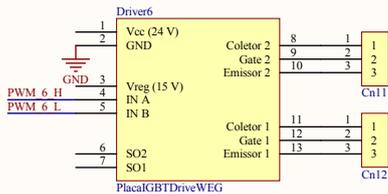
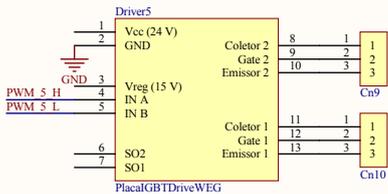
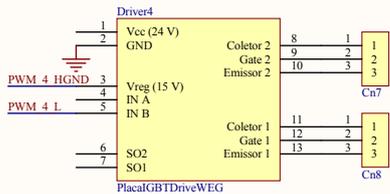
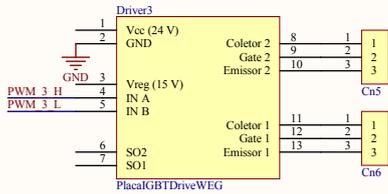
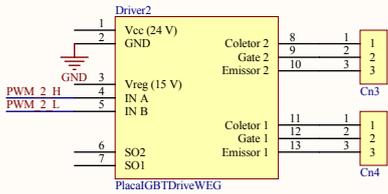
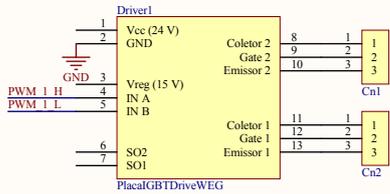


Title		
Size A4	Number	Revision
Date: 09/10/2016	Sheet of	
File: D:\Dissert\8 Tensao barramento CESAR Sch...by		

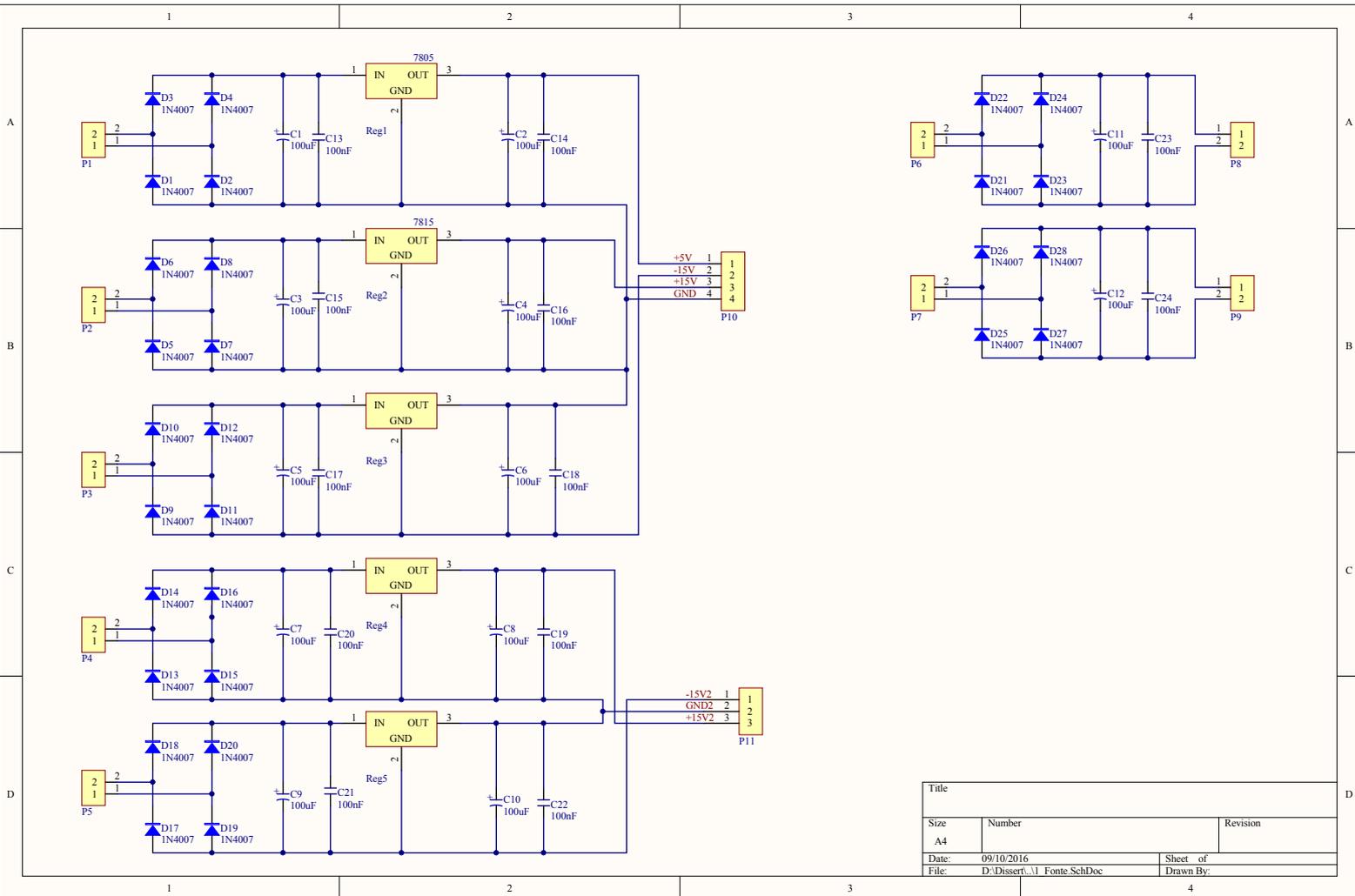


Alimentação +15V -15V GND Sensores

Title		
Size A4	Number	Revision
Date: 09/10/2016	Sheet of	
File: D:\Dissert...\1_Aquisicoes.SchDoc	Drawn By:	



Title		
Size A4	Number	Revision
Date: 09/10/2016	Sheet of	
File: D:\Disser\1 Drivers.SchDoc	Drawn By:	



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	09/10/2016	Sheet of
File:	D:\Dissert\1 Fonte.SchDoc	Drawn By: