

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

José Carlos Mora

**CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS CONECTADOS EM
REDE COM DISTÚRBIOS PRÉ-EXISTENTES**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Orientador: Prof. Dr. Ângelo José Junqueira Rezek

Coorientador: Prof. Dr. Valberto Ferreira da Silva

Abril de 2014

Itajubá – MG

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Mauá –
Bibliotecária Margareth Ribeiro- CRB_6/1700

M827c

Mora, José Carlos

Conversores CA-CC Boost PWM Bidirecionais conecta_
dos em rede com distúrbios pré-existentes / José Carlos Mora.
-- Itajubá, (MG) : [s.n.], 2014.

219 p. : il.

Orientador: Prof. Dr. Ângelo José Junqueira Rezek.

Coorientador: Prof. Dr. Valberto Ferreira da Silva.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Itajubá.

1. Eletrônica de potência. 2. Conversores CA-CC. 3. Reti_
ficadores. I. Rezek, Ângelo José Junqueira, orient. II. Silva,
Valberto Ferreira da, coorient. III. Universidade Federal de
Itajubá. IV. Título.

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

José Carlos Mora

**CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS CONECTADOS EM
REDE COM DISTÚRBIOS PRÉ-EXISTENTES**

Dissertação aprovada por banca examinadora em 11 de abril de 2014, conferindo ao autor o título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luiz Octávio Mattos dos Reis

Prof. Dr. Fernando Nunes Belchior

Prof. Dr. Valberto Ferreira da Silva (Coorientador)

Prof. Dr. Ângelo José Junqueira Rezek (Orientador)

Itajubá – 2014



Ministério da Educação
UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
Criada pela Lei 10436, de 24 de Abril de 2002

**TERMO DE ACEITE
VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO/TESE
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO STRICTU SENSU**

Eu, Prof. Dr. ÂNGELO JOSÉ JUNQUEIRA REZEK, declaro
que aceito a versão final da Dissertação/Tese de meu orientado(a)
JOSÉ CARLOS MORA, matrícula: 26451
do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA
e que o mesmo contém as indicações e correções sugeridas pela Banca
Examinadora e que poderá ser realizada sua Homologação.

Em 14 de MAIO de 2014

Ângelo José Junqueira Rezek

Assinatura Orientador

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar agradeço ao Bom Deus que em sua infinita misericórdia me deu, e continua me dando paz, alegria, saúde, amor e coragem.

À minha família agradeço pelo apoio imprescindível, pois, soube entender a divisão dos nossos momentos de convívio com aqueles dedicados à consecução desse trabalho.

Agradeço à minha esposa, grande incentivadora e sempre presente nos momentos mais delicados, a quem nesse momento compartilho a alegria de mais uma etapa finalizada em nossas vidas.

Aos meus orientadores Prof. Dr. Ângelo José Junqueira Rezek e ao Prof. Dr. Valberto F. da Silva, cujo ensinamentos e perseverança tornaram possível a execução desse trabalho.

DEDICATÓRIA

Ofereço à minha mãe e meu pai (in memorian) que mesmo passando por todas as provações e dificuldades conseguiram conduzir a formação de seus filhos como pessoas com valores alicerçados na educação e o respeito ao próximo fazendo com que pudéssemos concluir a nossa jornada.

Resumo da Tese apresentada à UNIFEI como parte dos requisitos necessários
para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CONVERSORES CA - CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS CONECTADOS EM REDE COM DISTÚRBIOS PRÉ-EXISTENTES

José Carlos Mora

abril/2014

Orientador : Prof. Dr. Ângelo José Junqueira Rezek

Coorientador : Prof. Dr. Valberto F. da Silva

Área de Concentração : Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Eletrônica de potência, conversores CA-CC, retificadores trifásicos, retificadores híbridos, fator de potência unitário.

Número de Páginas: 219

RESUMO: Tem-se presenciado nas últimas décadas um substancial avanço tecnológico e um cenário onde as empresas e a sociedade demandam cada vez mais pela utilização de equipamentos com mais recursos e facilidades como nunca vistos. Ocorre que, esses equipamentos em sua grande maioria, se comportam como cargas não-lineares que injetam conteúdos harmônicos consideráveis nas redes de energia, afetando, sobremaneira, sua estabilidade e o desempenho dos equipamentos a ela conectados. Preocupados com esse cenário, pesquisadores veem apresentando várias estruturas e topologias de conversores CA-CC (retificadores) com foco na melhoria da qualidade da energia das redes e no atendimento às especificações estabelecidas pelas normas internacionais, tais como a IEC 61000-3-4 (1998) e a IEEE 519 (1992). Observa-se, no entanto, que essas estruturas possuem filtros passivos, os quais são bastante caros e pesados, ou filtros ativos para minimizar distorção harmônica ou ainda estruturas complementares de difícil consecução para correção do fator de potência. Porém, os avanços tecnológicos implementados nos componentes destinados à eletrônica de potência têm viabilizado topologias robustas que reduzem, de forma significativa, as distorções harmônicas injetadas na rede, operando com elevados fatores de potência, obedecendo os demais requisitos de norma, mesmo em ambientes onde a alimentação elétrica já apresenta distúrbios, quer sejam relativos à desequilíbrios de módulo e fase e/ou distorções harmônicas.

Assim, esse trabalho de dissertação visa contribuir apresentando um aprimoramento em uma determinada estratégia de controle conhecida, aplicada em topologias monofásica e trifásica do conversor CA-CC *boost* bidirecional. Como resultado desse aperfeiçoamento procura-se evidenciar a robustez dessa proposta quanto ao atendimento às normas voltadas à qualidade de energia, além de caracterizar que quando conectados à fontes de alimentação que apresentam distúrbios, esses conversores com a proposta de controle diferenciada, não pioram o *status* da rede. Aliás, redes elétricas de alimentação com distúrbios é a condição de cenário mais realístico operacional dos conversores (retificadores) tanto em ambiente industrial como em sistemas de potência.

Abstract of Thesis presented to UNIFEI as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

AC-DC *BOOST* CONVERTERS PWM BIDIRECTIONAL CONNECTED IN NETWORKS WITH PRE-EXISTING DISORDERS

José Carlos Mora

abril/2014

Advisor: Ângelo José Junqueira Rezek, Dr. Ing.

Advisor: Valberto F. da Silva, Dr. Ing

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power electronics, AC-DC converters, three-phase rectifiers, hybrid rectifiers and unity power factor.

Number of Pages: 219

ABSTRACT: It has been seen in recent decades substantial technological advancement and a scenario where business and society increasingly demand the use of equipment and facilities with more features than ever seen. What happens is that these devices mostly behave like nonlinear loads that inject harmonic contents considerable power grids greatly affecting its stability and performance of the equipment connected to it. Concerned about this scenario, see researchers presenting various structures and topologies of AC-DC converters (rectifiers) with a focus on quality improve energy networks and in meeting the specifications set by international standards such as IEC 61000-3-4 (1998) and IEEE 519 (1992). It is noted, however, that these structures have passive filters, which are quite expensive and heavy, or active filters to minimize harmonic distortion or complementary structures difficult to achieve power factor correction. However, technological advances implemented in components for the power electronics, have enabled the achievement of robust topologies that significantly reduce harmonic distortion injected into the network and operate with high power factors, obeying all other requirements of the standard, even in environments where the power supply is already showing whether disturbances related to the

magnitude and phase unbalance and / or harmonic distortions. Thus, this dissertation aims to contribute showing an improvement in a particular control strategy known topologies applied to single-phase and three-phase ac-dc boost converter bidirectional. As a result of this training seeks to demonstrate the robustness of this proposal as meeting the standards aimed at power quality and to characterize that when connected to power sources that present disorders, these converters with the proposed control differentiated, not worsen the status of Network. Indeed grids feeding disorders is the condition most realistic operational scenario of converters (rectifiers) in industrial environment as much in power systems.

Simbologia

Símbolo	Significado	Unidade
$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$	Ângulos de chaveamento de interruptores	°
η	Rendimento do conversor	
ω	Frequência angular	rad/s
ω_s	Frequência da rede de alimentação	rad/s
ΔI_{Lf1}	Ondulação de corrente no indutor Lf1	A
ΔI_{Lf2}	Ondulação de corrente no indutor Lf2	A
ΔI_{Lf3}	Ondulação de corrente no indutor Lf3	A
ΔI_{Lin}	Variação da corrente no indutor de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão no capacitor de saída Co	V
ΔV	Ondulação de tensão no capacitor de saída Co	V
C_0	Capacitor de saída do conversor	
$D_{1,2,3}$	Razão cíclica das fase 1,2,3 do retificador no ponto de operação	
D_b	Razão cíclica do conversor CC-CC <i>Boost</i> no ponto de operação	
d_1, d_2, d_3	Razões cíclicas para o controle das correntes de entrada	
d_b	Razão cíclica para o controle da corrente no indutor <i>Boost</i>	
f_h	Frequência do harmônico de ordem h	Hz
g	Condutância equivalente do retificador	S
I	Corrente elétrica no componente	A
I_{amp}	Amplitude (módulo) da corrente de referência padrão	A
I_{Cef}	Corrente eficaz do capacitor do <i>link-CC</i> do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
I_{Cmed}	Corrente média do capacitor do <i>link-CC</i> do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
I_{Cmi}	Corrente média instantânea do capacitor do <i>link-CC</i> do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
I_D	Corrente no diodo em antiparalelo do conversor trifásico	A
I_{Def}	Corrente eficaz no diodo em antiparalelo do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
I_{Dmed}	Corrente média no diodo em antiparalelo do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A

I_{Dmi}	Corrente média instantânea no diodo em antiparalelo do Conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
I_{ef_n}	Corrente eficaz da n-ésima harmônica de $I(t)$	A
I_{in}	Corrente de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM Bidirecional monofásico	A
I_{max}	Corrente máxima no indutor de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM Bidirecional monofásico	A
I_{min}	Corrente mínima no indutor de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM Bidirecional monofásico	A
$I_n(t)$	Corrente instantânea da n-ésima harmônica	A
I_p	Valor de pico da corrente na entrada do retificador	A
I_o	Valor médio da corrente de saída do retificador	A
I_{P_n}	Corrente de pico da n-ésima harmônica	A
I_{ref}	Corrente eficaz de referência	A
I_{Sef}	Corrente eficaz no interruptor do conversor trifásico	A
I_{Smed}	Corrente média no interruptor do conversor trifásico	A
I_{Tef}	Corrente eficaz no interruptor do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
I_{Tmed}	Corrente média no interruptor do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
I_{Tmi}	Corrente média instantânea no interruptor do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	A
I_x	Corrente eficaz de referência numa fase genérica x	A
i_1, i_2, i_3	Correntes instantâneas na entrada do retificador	A
i_a, i_b, i_c	Correntes instantâneas de entrada do retificador	A
i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}	Correntes instantâneas do retificador no circuito equivalente	A
i_{Co}	Corrente instantânea no capacitor de saída	A
i_{Dp}	Corrente instantânea no diodo em antiparalelo do polo positivo do barramento CC	A
i_{Dn}	Corrente instantânea no diodo em antiparalelo do polo negativo do barramento CC	A
i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}	Sinal de modulação relativos às fases a, b, c	
i_d	Componente da corrente instantânea projetada no eixo d	A
i_{dc}	Corrente instantânea do link-D.C.	A

i_{dref}	Componente da corrente instantânea de referência projetada no eixo d	A
i_g	Corrente instantânea de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM monofásico em meia ponte	A
i_o	Corrente instantânea de saída do retificador	A
i_q	Componente da corrente instantânea projetada no eixo q	A
i_{qref}	Componente da corrente instantânea de referência projetada no eixo q	A
i_{ra}	Corrente alternada gerada pela técnica SPWM na fase “a”	A
i_s	Corrente instantânea de entrada do retificador PWM monofásico conectado em ponte	A
i_{sq}	Corrente instantânea de entrada peojetada no eixo q	A
i_{sref}	Corrente instantânea de referência	A
i_{Tn}	Corrente instantânea no transistor do polo negativo do barramento CC	A
i_{Tp}	Corrente instantânea no transistor do polo positivo do barramento CC	A
i_{tri}	Corrente portadora triangular	A
K_i	Ganho integral do controlador P.I.	
K_p	Ganho proporcional do controlador P.I.	
f_r, f	Frequência da rede ou da componente fundamental	Hz
f_s	Frequência de comutação ou chaveamento	Hz
L_{f1}, L_{f2}, L_{f3}	Indutâncias do retificador	H
L_x	Indutância de entrada na fase genérica x	H
L_s, L_f	Indutância de entrada do conversor	H
L_{in}	Indutância de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM Bidirecional monofásico	H
m_f	frequência da onda portadora	Hz
ma	Índice de modulação	
P	Potência ativa total	W
P_C	Potência armazenada no capacitor de saída	W
P_{ent}	Potência de entrada do conversor	W
P_{in}	Potência de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	W

P_L	Potência ativa consumida pela carga	W
P_o	Potência de saída do retificador	W
R_e	Resistência emulada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM	Ω
R_o	Resistor de carga	Ω
R_s	Resistência do sensor de corrente	Ω
s	Variável complexa, plano s	
S	Potência aparente total	VA
$\dot{S}_0, \dot{S}_+, \dot{S}_-$	Fasores das componentes simétricas de sequência zero, Sequência positiva e sequência negativa respectivamente	
$S_{1(t)}, S_{2(t)}, S_{3(t)}$	Funções de comutação para o retificador	
$\dot{S}_R, \dot{S}_S, \dot{S}_T$	Tensões das fases R, S e T	V
$\dot{S}_{r+}, \dot{S}_{s+}, \dot{S}_{t+}$	Componentes de sequência positiva relativas às fases $\dot{S}_R, \dot{S}_S, \dot{S}_T$	V
$\dot{S}_{r-}, \dot{S}_{s-}, \dot{S}_{t-}$	Componentes de sequência negativa relativas às fases $\dot{S}_R, \dot{S}_S, \dot{S}_T$	V
$S_{r,s,t-90}$	Sinais atrasados de 90° em relação a cada uma das fases r, s, t	
$S_{r,s,t 90}$	Sinais adiantados de 90° em relação a cada uma das fases r, s, t	
$S_{r,s,t-60}$	Sinais atrasados de 60° em relação a cada uma das fases r, s, t	
$S_{r,s,t 60}$	Sinais adiantados de 60° em relação a cada uma das fases r, s, t	
$S_{ref_r}, S_{ref_s}, S_{ref_t}$	Sinais extraídos das tensões $\dot{S}_R, \dot{S}_S, \dot{S}_T$	
t	Tempo	s
T_{PWM}	Período da portadora do sinal PWM	s
T_{ref}	Período de referência	s
T_s	Período de comutação ou chaveamento	s
V_{01}, V_{02}	Tensões médias respectivamente nos capacitores C1 e C2 do conversor CA-CC <i>booste</i> PWM monofásico em meia ponte	V
V_1, V_2, V_3	Tensão na entrada do retificador no ponto de operação	V
V_{abmed}	Tensão média entre os pontos a e b	V
V_{C1}, V_{C2}	Tensão nos capacitores de saída C1 e C2	V
V_{CC}	Tensão aplicada no capacitor de saída	V
V_g	Tensão de alimentação do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM Bidirecional monofásico	V
V_{gRMS}	Valor eficaz da tensão de entrada do retificador	V

V_{Lin}	Tensão sobre o indutor de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM Bidirecional monofásico	V
V_{in}	Tensão de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM Bidirecional monofásico	V
V_L	Tensão no indutor de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM monofásico em meia ponte	V
V_m	Tensão de saída do controlador de tensão do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM monofásico	V
V_p	Valor de pico da tensão na entrada do retificador	V
V_{Pab}	Valor de pico da tensão entre os pontos a e b	V
V_{Pin}	Tensão de pico de entrada do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico	V
$V_{Pmoduladora}$	Valor de pico da tensão moduladora	V
$V_{Pportadora}$	Valor de pico da tensão portadora	V
V_{PWMa}	Tensão modulada PWM de fase relativa à fase “a”	V
V_{PWMab}	Tensão modulada PWM de linha entre as fases “a” e “b”	V
V_o	Valor médio da tensão de saída	V
V_{oref}	Tensão de referência de saída do retificador PWM Dobrador de tensão	V
V_S	Tensão máxima de alimentação	V
V_x	Tensão eficaz relativo à fase genérica “x”	V
v_1, v_2, v_3	Tensões instantâneas na entrada do retificador	V
v_{AFE}	Tensão instantânea aplicada no AFE (Active Front End)	V
v_a, v_b, v_c	Tensão instantânea de fase relativo às fases a, b e c	V
$v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}, v_{cb}$	Tensões instantâneas do retificador no circuito equivalente	V
$v_c(t)$	Tensão da portadora do controle do conversor CA-CC <i>boost</i> PWM monofásico	V
$v_D(t)$	Tensão instantânea sobre o diodo	V
v_L	Tensão instantânea no indutor de entrada do retificador	V
$v_{Lf1}, v_{Lf2}, v_{Lf3}$	Tensões instantâneas nos indutores Lf1, Lf2 e Lf3	V
v_o	Tensão instantânea na saída do retificador	V
v_{Co}	Tensão instantânea no capacitor de saída	V
u_{modd}	Tensão de modulação instantânea projetada no eixo d	V
u_{modq}	Tensão de modulação instantânea projetada no eixo q	V

v_s	Tensão instantânea de alimentação do retificador PWM conectado em ponte	V
v_{tri}	Tensão instantânea da portadora triangular	V
v_x	Tensão instantânea de fase de entrada na fase genérica “x”	V
v_{xmod}	Tensão de modulação de uma fase genérica x	V
$\langle i_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s}$	Correntes médias instantâneas na entrada do retificador	A
$\langle i_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s}$	Correntes médias instantâneas do retificador	A
$\langle i_o(t) \rangle_{T_s}$	Corrente média instantânea na saída do retificador	A
$\langle V_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s}$	Tensões médias instantâneas na entrada do retificador	V
$\langle V_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s}$	Tensões médias instantâneas do retificador	V
$\langle V_{Lf1,Lf2,Lf3}(t) \rangle_{T_s}$	Tensões médias instantâneas na indutâncias de entrada do retificador	V
$\langle V_o(t) \rangle_{T_s}$	Tensão média instantânea de saída	V
\hat{I}	Corrente máxima de entrada do retificador PWM fonte de tensão controlado por tensão	A
\hat{c}	Comprimento do vetor Ic	
\hat{V}	Tensão máxima de entrada do retificador PWM fonte de tensão controlado por tensão	V

Acrônimos e Abreviaturas

Símbolo	Significado
AFE	<i>Ative Front End</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANSI	<i>American National Standards Institute</i>
ASD	<i>Adjustable Speed Drive</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CENELEC	<i>Comission Européan pour la Normalisacion Eléctrique</i>
CI	Circuito integrado
CIGRÉ	<i>Congress Internacionale des grand Réseaux Électriques a Haute Tension</i>
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
CSR	<i>Current Source Rectifier</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FPA	Filtro Passa Alta
FPB	Filtro Passa Baixa
FTLA	Função de transferência de laço aberto
GCOI	Grupo Coordenador para Operação Interligada
GTO	<i>Gate Turn-off Thyristor</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Insulated Gate Commutated Thyristor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MCA	Motor(es) de corrente alternada
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor Field-effect Transistor</i>
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
NER	<i>National Electricity Regulation</i>
NPC	<i>Neutral-point Clamped</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema
PAC	Ponto de acoplamento comum
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)

RC	Resistivo-capacitivo
RFI	<i>Radio-frequency Interference</i>
RLC	Resistivo-indutivo-capacitivo
RMS	Root Mean Square
SEPIC	<i>Single-ended Primary Inductance Converter</i>
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
TDHi	Taxa de distorção harmônica da corrente
TDHv	Taxa de distorção harmônica da tensão
UPS	<i>Uninterruptable power supply</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
VSR	<i>Voltage Source Rectifier</i>

Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas (SI)

Símbolo	Significado
Ω	ohm
°	graus
A	ampère
F	faraday
H	henry
Hz	hertz
J	joule
S	siemens
s	segundo
V	volt
W	watt

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Diagrama unifilar - Alimentador suprindo carga não-linear.	2
Figura 1.2 - Representação do comportamento de carga não-linear ; a) Circuito Simulado ; b) formas de onda da tensão de entrada e da corrente no PAC.	3
Figura 1.3 - Representação do comportamento de duas cargas não-lineares ; a) Circuito Simulado ; b) forma de onda da tensão no PAC.	4
Figura 2.1 - Classificação geral dos retificadores.	9
Figura 2.2 - Retificador monofásico a diodo : a) Circuito de potência; b) Formas de onda da tensão e corrente de entrada.	10
Figura 2.3 - Espectro das harmônicas da corrente de entrada do retificador da Figura 2.2 a).	11
Figura 2.4 - Retificador monofásico PWM com conexão em ponte. a) Circuito de potência ; b) Circuito equivalente para T1 e T4 no estado ON ; c) Circuito equivalente para T2 e T3 no estado ON ; d) Circuito equivalente para T1 e T3 ou T2 e T4 no estado ON.	12
Figura 2.5 - Esquema de controle do retificador PWM em Ponte.	12
Figura 2.6 - Forma de onda da tensão e corrente de entrada, durante a operação normal.	13
Figura 2.7 - Tensão no <i>link-CC</i> e corrente de entrada para um aumento de carga de 50%.49	
Figura 2.8 - Forma de onda da tensão e corrente de entrada durante a regeneração.	13
Figura 2.9 - Retificador monofásico PWM como duplicador de tensão: a) Circuito de Potência ; b) circuito equivalente com T1 ON; c) circuito equivalente com T2 ON.	14
Figura 2.10 - Esquema de controle da tensão do retificador PWM dobrador.	15
Figura 2.11 - Inversor PWM fonte de tensão (VSI).	15
Figura 2.12 – Princípio de operação do VSR.	16
Figura 2.13 - Tensões de fase PWM. a) portadora triangular e referência senoidal ; b) modulação PWM de fase ; c) Tensão fase-fase PWM; d) tensão fase-neutro PWM.	17
Figura 2.14 - Os Quatro Quadrantes de funcionamento do VSR. a) Retificador com comutação forçada PWM; b) Operação do retificador com fator de potência unitário; c) O funcionamento como inversor e fator de potência unitário; d) Operação como capacitor e fator de potência zero; e) Operação como indutor e fator de potência zero.	18
Figura 2.15 - Retificador fonte de tensão VSR . a) Circuito de potência; b) Formas de onda das corrente de entrada dos transistores, dos diodos e do <i>link-CC</i> .	19
Figura 2.16 - Retificador PWM fonte de tensão controlado por corrente.	21
Figura 2.17 - Diagrama de uma fase do retificador fonte de tensão.	22

Figura 2.18 - Implementação do retificador controlado por tensão operando com fator de potência unitário.	23
Figura 2.19 - O circuito de potência. a) antes da transformação; b) após a transformação; c) quantidades no vetor-espaço d-q.	24
Figura 2.20 - Esquema de controle vetor-espaço.	24
Figura 2.21 - Topologia do CSR trifásico, modulação e controle.	27
Figura 2.22 - Formas de ondas ideais do CSR trifásico com modulação SPWM: a) Portadora e e sinal de modulação; b) Chaveamento (estado) de S1; c) Corrente alternada gerada; d) Espectro da corrente alternada .	28
Figura 2.23 - Formas de onda para a técnica de SHE em CSR para eliminação de 5 ^a e 7 ^a harmônicas; a) O padrão de chaveamento para VSI; b) Padrão de propagação para os interruptores do CSR; c) Corrente de Linha i_{ra} ; d) espectro de i_{ra} .	30
Figura 2.24 - Ângulo de chaveamento para eliminação de 5 ^a e 7 ^a harmônicas e controle de corrente nos CSRs trifásicos.	31
Figura 2.25 - A representação vetor-espaço em CSIs.	32
Figura 2.26 - Formas de ondas ideais na modulação SV: a) Os sinais de modulação; b) Chaveamento (Estados) de S1; c) Corrente alternada; d) Espectro da corrente AC.	33
Figura 2.27 - UPS monofásica com retificador PWM.	34
Figura 2.28 - Circuito de potência típico de uma unidade CA para locomotiva.	35
Figura 2.29 - Diagrama do circuito principal das locomotivas Shinkansen série 300.	35
Figura 2.30 - Acionamento de motor de indução de baixo custo.	36
Figura 2.31 - UPS com retificador PWM dobrador de tensão.	36
Figura 2.32 - Conversor de frequência com retificador em comutação forçada.	37
Figura 2.33 - Sistema de ônibus elétrico com frenagem regenerativa e carregador de bateria.	38
Figura 2.34 - Gerador eólico de velocidade variável com frequência constante .	38
Figura 2.35 - Retificador fonte de tensão de três níveis alimentando um Inversor fonte de tensão de três níveis.	39
Figura 2.36 - ASD baseado em fonte de corrente no <i>link-CC</i> .	39
Figura 2.37 - CSI de alta potência com dois CSR conectados em série.	40
Figura 3.1 - Conversor reversível de corrente monofásico.	43
Figura 3.2 - Conversor reversível monofásico.	44
Figura 3.3 - Estrutura representativa de um fonte de corrente.	44
Figura 3.4 - Referência adotada para tensão e corrente positivas.	44
Figura 3.5 - Representação dos quadrantes de operação.	45

Figura 3.6 - Comportamento das formas de onda para retificador e inversor.	46
Figura 3.7 - 1ª etapa de operação para o 1º quadrante.	47
Figura 3.8 - 2ª etapa de operação para o 1º quadrante.	48
Figura 3.9 - Formas de onda para o 1º quadrante. a) Pulso de comando nas chaves S2 e S3; b) Tensão em S1 e S4 e Corrente em D1 e D4; c) Tensão em VS2 e VS3 e corrente em S2 e S3; d) Tensão sobre o indutor. e) Corrente no Indutor.	49
Figura 3.10 - 1ª etapa de operação para o 3º quadrante.	50
Figura 3.11 - 2ª etapa de operação para o 3º quadrante.	51
Figura 3.12 - Formas de onda para o 3º quadrante. a) Pulso de comando nas chaves S2 e S3; b) Tensão em S1 e S4 e Corrente em S1 e S4; c) Tensão em VS2 e VS3 e corrente em D2 e D3; d) Tensão sobre o indutor; e) Corrente no Indutor.	52
Figura 3.13 - Processo de geração de sinal PWM.	53
Figura 3.14 - Variação da razão cíclica em função de ωt .	54
Figura 3.15 - Variação da tensão entre os pontos a e b em função da razão cíclica.	55
Figura 3.16 - Etapas do funcionamento para um período de chaveamento no 1º quadrante. a) chaves S2e S3 acionadas; b) chaves S1 e S4 acionadas.	59
Figura 3.17 - Período de chaveamento para o 1º quadrante.	59
Figura 3.18 - 1ª etapa de operação para o 1º quadrante.	61
Figura 3.19 - Ondulação de corrente parametrizada em função de ωt para alguns valores típicos de ma .	62
Figura 3.20 - Ondulação de corrente parametrizada para um período de funcionamento da rede.	63
Figura 4.1 - Retificador <i>boost</i> PWM bidirecional trifásico.	64
Figura 4.2 - Circuito simplificado do retificador <i>boost</i> PWM bidirecional trifásico.	65
Figura 4.3 - Circuito equivalente para o retificador <i>boost</i> PWM bidirecional trifásico (modelo instantâneo).	66
Figura 4.4 - Circuito equivalente para o retificador <i>boost</i> PWM bidirecional trifásico (modelo médio instantâneo).	68
Figura 4.5 - Estados topológicos.	71
Figura 4.6 - Circuitos equivalentes para os estados topológicos.	72
Figura 4.7 - Comportamento das razões cíclicas no setor analisado.	74
Figura 4.8 - Exemplo de pulsos de comando dos interruptores.	75
Figura 4.9 - Comportamento das ondulações de correntes parametrizadas nos indutores.	77
Figura 4.10 - Comportamento da ondulação de tensão parametrizada no capacitor de saída.	78

Figura 4.11 - Correntes de entrada e máxima ondulação de corrente.	82
Figura 4.12 - Tensão de saída e ondulação da tensão de saída.	82
Figura 4.13 - Corrente no capacitor de saída.	82
Figura 4.14 - Tensão e corrente sobre o interruptor.	83
Figura 4.15 - Tensão e corrente sobre o diodo.	83
Figura 5.1 - Diagrama de blocos de um sistema de acionamento do MCA.	85
Figura 5.2 - Retificador trifásico a diodos com resistor de frenagem.	87
Figura 5.3 - Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristor.	88
Figura 5.4 - Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a IGBT.	89
Figura 5.5 - Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristor e interruptor IGBT.	89
Figura 5.6 - Retificador trifásico a tiristor e conversor CA-CC <i>Boost</i> .	90
Figura 5.7 - Retificador <i>boost</i> PWM bidirecional trifásico.	90
Figura 5.8 - Retificadores <i>boost</i> PWM bidirecional trifásicos associados em paralelo.	91
Figura 5.9 - Retificador trifásico híbrido bidirecional.	92
Figura 5.10 - Retificador <i>boost</i> PWM bidirecional trifásico operando como retificador e inversor.	94
Figura 5.11 - Corrente de carga e tensão de saída.	95
Figura 5.12 - Correntes de entrada.	96
Figura 5.13 - Tensão de fase e corrente de entrada na fase “a”.	96
Figura 6.1 - Forma de onda de tensão e corrente, para uma carga com $TDH_I=11,2\%$, mas com fator de potência unitário.	108
Figura 6.2 - Carga qualquer representada por uma carga equivalente.	108
Figura 7.1 - Retificador <i>boost</i> PWM monofásico em meia-ponte.	113
Figura 7.2 - Conversor CA - CC <i>boost</i> com estratégia de controle em um ciclo.	114
Figura 7.3 - Esquema de controle do retificador monofásico em meia-Ponte.	115
Figura 7.4 - Portadora $V_c(t)$ para controle do retificador monofásico em meia-ponte.	116
Figura 7.5 - Circuito de simulação do retificador <i>boost</i> monofásico em meia-ponte.	117
a) Esquema do retificador monofásico em meia-ponte simulado no PSIM 9.2®;	
b) Esquema do controlador para o retificador.	
Figura 7.6 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte da Figura 7.5. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensões nos capacitores;	119
c) Tensão no barramento CC	

Figura 7.7 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte com Tensão de alimentação com 8% de 5ª harmônica – Caso 1; a) Tensão e corrente de entrada; b)Tensões nos capacitores; c) Tensão no barramento CC	121
Figura 7.8 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte com tensão de alimentação com 10% de 3ª harmônica e 5% de 7ª harmônica – Caso 2 ; a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensão nos capacitores; c) Tensão no barramento CC	122
Figura 7.9 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte com tensão de alimentação com 8% de 5ª harmônica e 5% de 7ª harmônica – caso 3. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensão nos capacitores; c) Tensão no barramento CC	123
Figura 7.10 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte com tensão de alimentação triangular - caso 4. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensão nos capacitores; c) Tensão no barramento CC	124
Figura 7.11 - Retificador trifásico de três braços com capacitor dividido na saída.	126
Figura 7.12 - a) Circuito monofásico em meia-ponte representando a fase j ; b) Modulação seno- triângulo.	127
Figura 7.13 - Esquema do controlador para o retificador trifásico da Figura 8.19.	128
Figura 7.14 - Esquema da simulação do retificador PWM trifásico da Figura 7.11. a) Circuito de potência do retificador; b) Circuito de controle.	129
Figura 7.15 - Resultados da simulação do retificador trifásico da Figura 7.11. a)Tensões senoidais e equilibradas de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão e corrente de entrada relativo a fase “R”; d) Tensão nos capacitores; e) Tensão no barramento CC.	131
Figura 7.16 - Resultados da Simulação do caso 1 para o Retificador <i>Boost</i> trifásico a quatro fios.. a)Tensões de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão no barramento CC.	132
Figura 7.17 - Resultados da simulação do caso 2 para o retificador <i>boost</i> trifásico a quatro fios.. a)Tensões de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão no barramento CC.	133
Figura 7.18 - Resultados da simulação do caso 3 para o retificador <i>boost</i> trifásico a quatro fios. a)Tensões de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão no barramento CC.	134

Figura 7.19 - Resultados da simulação do caso 4 para o retificador <i>boost</i> trifásico a quatro fios. a)Tensões de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão no barramento CC.	135
Figura 7.20 - Resultados da simulação do caso 5 para o retificador <i>boost</i> trifásico a quatro fios. a)Tensões de entrada; b) Correntes de entrada; c)Tensões e correntes em cada uma das fase; d) Tensão no barramento CC.	137
Figura 8.1- Retificador <i>boost</i> PWM bidirecional monofásico.	142
Figura 8.2 - Diagrama de blocos da estratégia de controle proposta para o retificador monofásico com tensão de alimentação senoidal e/ou distorcida.	142
Figura 8.3 - Diagrama da estratégia de controle para o retificador trifásico com tensão de entrada qualquer (senoidal, distorcida e/ou desequilibrada).	144
Figura 8.4 - Métodos de extração das sequências positiva, negativa e/ou harmônicos.	145
Figura 8.5 - Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de sequência positiva da fundamental.	149
Figura 8.6 - Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de sequência negativa da fundamental.	149
Figura 8.7 - Diagrama em blocos do algoritmo de extração dos harmônicos.	150
Figura 8.8 - Sinal distorcido simulado ($1^{\circ}+-$, $3^{\circ}+-$, $5^{\circ}+-$).	151
Figura 8.9 - Sinal distorcido simulado ($1^{\circ}+-$, $2^{\circ}+-$, $4^{\circ}+-$).	151
Figura 8.10 - Sinais extraídos para harmônicos ímpares – Operação C (Simulação) - ($1^{\circ}+$, $5^{\circ}-$).	152
Figura 8.11 - Sinais extraídos para harmônicos pares– Operação C (Simulação) - ($1^{\circ}+-$, $2^{\circ}+-$, $4^{\circ}+-$).	152
Figura 8.12 - Sinais extraídos para harmônicos ímpares – Operação D (Simulação) - ($1^{\circ}+$, $3^{\circ}-$, $5^{\circ}+$).	152
Figura 8.13 - Sinais extraídos para harmônicos pares– Operação D (Simulação) - ($1^{\circ}+-$, $2^{\circ}+-$, $4^{\circ}+-$).	153
Figura 8.14 - Sinais extraídos para harmônicos ímpares – Operação CD (Simulação) - ($1^{\circ}+$).	153
Figura 8.15 - Sinais extraídos para harmônicos pares– Operação CD (Simulação) - ($1^{\circ}+-$, $2^{\circ}+-$, $4^{\circ}+-$).	153
Figura 8.16 - Amplitude das sequências dos sinais extraídos quando cada uma das operações são submetida a sinais harmônicos de ordem impar - (Simulação).	154

Figura 8.17 - Figura 8.16 - Amplitude das sequências dos sinais extraídos quando cada uma das operações são submetidas a sinais harmônicos de ordem par - (Simulação).	154
Figura 8.18 - Sinal distorcido para análise do transitório (Simulação).	155
Figura 8.19 - Sinais extraídos – método CD (Simulação) – Análise Transitória.	155
Figura 8.20 - Circuito simulado em PSIM 9.2® que reproduz o algoritmo da operação CD para extração da componente se sequência positiva.	156
Figura 8.21 - Resposta em frequência para vários harmônicos (ímpares) e sequências relativos à operação CD. a) Ganho em função da frequência; b) Fase em função da frequência.	158
Figura 8.22 - Resposta em frequência para vários harmônicos (pares) e sequências relativos à operação CD. a) Ganho em função da frequência; b) Fase em função da frequência .	159
Figura 9.1 - Diagrama da simulação no PSIM 9.2® do retificador monofásico em meia-ponte usando o novo ontrele proposto com tensão de entrada senoidal. a) Circuito de potência; b) circuito de controle.	163
Figura 9.2 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte , utilizando o novo controle proposto. a) Tensão e corrente na entrada do retificador; b) Tensões nos capacitores; c) Tensão no barramento CC.	164
Figura 9.3 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte , utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 1. a) Tensão e corrente na entrada do retificador; b) Tensão de entrada distorcida e a tensão fundamental; c) Tensões nos capacitores; d) Tensão no barramento CC.	166
Figura 9.4 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte , utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 2. a) Tensão e corrente na entrada do retificador; b) Tensão de entrada distorcida e a tensão fundamental; c) Tensões nos capacitores; d) Tensão no barramento CC.	167
Figura 9.5 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte , utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 3. a) Tensão e corrente na entrada do retificador; b) Tensão de entrada distorcida e a tensão fundamental; c) Tensões nos capacitores; d) Tensão no barramento CC.	169
Figura 9.6 - Diagrama da simulação no PSIM 9.2 do retificador <i>boost</i> trifásico usando o novo controle proposto com tensão de entrada senoidal. a) Circuito de potência; b) circuito de controle.	171

Figura 9.7 - Resultados da simulação no PSIM 9.2® do retificador trifásico usando o novo controle proposto com tensão de entrada senoidal. a) Tensões de entrada; b) Tensões e correntes de entrada em cada uma das fases; c) Corrente da fase R e sua respectiva corrente de referência; d) Tensão de alimentação e tensão de sequência positiva; e) Tensão no barramento CC.	172
Figura 9.8 - Resultados da simulação do retificador <i>boost</i> trifásico, utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 1. a) Tensão de entrada; b) Correntes de entrada; c) Tensão de entrada distorcida e a componente de sequência positiva da fase “R” ; d) Tensão e Corrente de entrada da fase “R”; e) Tensão no barramento CC.	174
Figura 9.9 - Resultados da simulação do retificador <i>boost</i> trifásico, utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 2. a) Tensão de entrada distorcida; b) Correntes de entrada; c) Tensão de entrada distorcida e a respectiva componente de sequência positiva da fase “R” ; d) Tensão e Corrente de entrada da fase “R”; e) Tensão no barramento CC.	176
Figura 9.10 - Resultados da simulação do retificador <i>boost</i> trifásico, utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 3. a) Tensão de entrada; b) Correntes de entrada; c) Tensão de entrada distorcida e a sua respectiva componente de sequência positiva relativo à fase “R” ; d) Tensão e Corrente de entrada da fase “R”; e) Tensão no barramento CC.	178
Figura 9.11 - Resultados da simulação do retificador <i>boost</i> trifásico, utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 4. a) Tensão de entrada desequilibrada em módulo; b) Corrente de entrada das três fases; c) Tensão de sequência positiva; d) Tensão e corrente de entrada em cada fase; e) Tensão de entrada desequilibrada e a sua respectiva componente de sequência positiva relativo à fase “R” ; f) Tensão no barramento CC.	181
Figura 9.12 - Resultados da simulação no PSIM 9.2® do retificador trifásico usando o novo controle proposto com tensão de entrada desequilibrada. a) Tensão de entrada desequilibrada (módulo e ângulo de fase); b) Corrente de entrada das três fases; c) Tensão de sequência positiva; d) Tensão e corrente de entrada em cada fase; e) Tensão de entrada desequilibrada e a sua respectiva componente de sequência positiva relativo à fase “R” ; f) Tensão no barramento CC.	184
Figura B.1 - Índices de desequilíbrios calculados nas diferentes formulações.	193
Figura B.2 - Custo anual em função % de desequilíbrio.	195

Figura C.1 - Vetor espacial \vec{S} , e os sistemas de coordenadas rst e $\alpha\beta$.	197
Figura C.2 - Vetor $\vec{S}(t)$ e sua trajetória (pontilhada).	199
Figura C.3 - Vetor $\vec{S}(t)$ projetado no sistema $\alpha\beta$.	200
Figura C.4 - Projeção no sistema $\alpha\beta$ do vetor \vec{S}_{If} após a filtragem.	200
Figura C.5 - Diagrama de blocos do método DTRVE (extração de sequência negativa).	202
Figura C.6 - Vetores em um sistema girante de referência.	202
Figura C.7 - Vetores dos componentes fundamentais em um sistema fixo de referência.	203
Figura C.8 - Vetores da componente fundamental representada em um sistema fixo e num sistema girante de referência.	203
Figura C.9 - Diagrama de blocos do método RSP.	204
Figura C.10 - Diagrama de blocos do método RNP.	205
Figura D.1 - Operação de borboleta – DIT.	208
Figura D.2 - Operação de borboleta – DIF.	208
Figura D.3 - Grafo do algoritmo <i>radix-2</i> por decimação no tempo.	209
Figura D.4 - Grafo do algoritmo <i>radix-2</i> por decimação na frequência (estratégia adotada).	209

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Estados topológicos válidos para o CSR trifásico.	26
Tabela 2.2 - Avaliação dos métodos de PWM.	40
Tabela 2.3 - Avaliação dos Retificadores PWM.	41
Tabela 4.1 - Definição dos estados topológicos.	70
Tabela 4.2 - Comportamento dos indutores de entrada em cada estado topológico.	73
Tabela 4.3 - Comportamento do capacitor de saída em cada estado topológico.	74
Tabela 4.4 - Estados topológicos possíveis para a relação $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$.	75
Tabela 4.5 - Especificações para a simulação.	81
Tabela 4.6 - Comparação entre valores teóricos e valores obtidos por simulação.	84
Tabela 5.1 - Comparação das características topológicas.	93
Tabela 7.1 - Parâmetros da simulação do retificador da Figura 7.5 a).	117
Tabela 7.2 – Resumo dos resultados obtidos das simulações anteriores	126
Tabela 7.3 - Parâmetros para Simulação da proposta apresentada em [9].	128
Tabela 7.4 - Valores das variáveis de interesse para o caso 4.	136
Tabela 7.5 - Valores das variáveis de interesse para o caso 5.	137
Tabela 7.6 – Resumo das simulações anteriores relativas a retificadores trifásicos	139
Tabela 8.1- Ganho de amplitude (p.u.) e fase (graus) das operações A, B, C, D, AB, CD para harmônicas ímpares de sequência positiva e negativa	148
Tabela 8.2 - Ganho de amplitude (p.u.) e fase (graus) das operações A, B, C, D, AB, CD para harmônicas pares de sequência positiva e negativa.	148
Tabela 9.1 - Síntese dos resultados das simulações efetuadas nos capítulos VII e IX.	185
Tabela A.1 - Níveis de tensões harmônicas para sistemas de potência de baixa e média tensão (expressos como porcentagem da tensão nominal).	189
Tabela A.2 - Limites de distorção harmônica de tensão em % da nominal.	190
Tabela A.3 - Classificação e limites de distorção de tensão para consumidores individuais (Sistemas de Baixa Tensão).	190
Tabela A.4 - Limites de distorção harmônica de corrente (I_h) em % de I_L .	191
Tabela A.5 - Base para determinação dos limites de distorção harmônica de corrente.	191
Tabela A.6 - limites da IEC-61000-3-4 – Distorção harmônica de corrente.	191
Tabela D.1 - Exemplo de ordenação por bit-invertido.	208

SUMÁRIO

<i>Resumo</i>	vii
<i>Abstract</i>	ix
<i>Simbologia</i>	xi
<i>Acrônimos e Abreviaturas</i>	xvii
<i>Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas (SI)</i>	xix
<i>Lista de Figuras</i>	xx
<i>Lista de Tabelas</i>	xxix

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - Considerações Iniciais	1
1.2 – Objetivos	5
1.3 - Organização do Trabalho.....	6

CAPÍTULO II - TOPOLOGIAS DOS CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS

2.1 - Introdução	8
2.2 - Retificadores PWM - Fonte de Tensão	9
2.2.1 - Retificadores Fonte de Tensão Monofásicos	10
2.2.1.1 - Padrão de Harmônicas para Retificadores Monofásicos	10
2.2.1.2 - Retificador PWM conectado em Ponte	11
2.2.1.3 - Retificador PWM Dobrador de Tensão	14
2.2.2 - Retificadores Fonte de Tensão Trifásicos	15
2.2.2.1 - Sistemas de Controle	20
2.2.2.1.1 - Controle de Tensão do <i>Link-CC</i>	20
2.2.2.1.2 - Retificador PWM Fonte de Tensão Controlado por Corrente	20
2.2.2.1.3 - Retificador PWM como Fonte de Tensão Controlado por Tensão	22
2.2.2.1.4 - Controle Vetor-Espaço	23

2.3 - Retificadores PWM - Fonte de Corrente	25
2.3.1 - Esquema de Controle	26
2.3.1.1 - Técnicas Baseadas em Onda Portadora	27
2.3.1.2 - Técnica de Eliminação Seletiva de Harmônica (SHE)	29
2.3.1.3 - Modulação Vetor-Espaço (SVM)	31
2.4 - Aplicações dos Retificadores PWM Regenerativos	33
2.4.1 - Retificadores Fonte de Tensão Monofásicos	34
2.4.1.1 - Retificador conectado em Ponte	34
2.4.1.2 - Retificador Dobrador de Tensão	36
2.4.2 - Retificadores Fonte de Tensão Trifásicos	37
2.4.3 - Retificadores Fonte de Corrente	39
2.5 – Conclusões	40

CAPÍTULO III - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E FORMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAL MONOFÁSICO

3.1 – Introdução.....	42
3.2 - Estudo Qualitativo do Conversor	42
3.2.1 - A Estrutura do Conversor	42
3.3 - Princípio de Funcionamento	43
3.4 - Etapas de Funcionamento como Retificador	46
3.4.1 - Funcionamento no 1º Quadrante	47
3.4.2 - Funcionamento no 3º Quadrante	49
3.5 - Análise Quantitativa	52
3.5.1 - Definição das Principais Equações	53
3.5.2 - Esforços nos Componentes	56
3.5.2.1 - Equações para Esforços das Chaves	56
3.5.2.2 - Equações para Esforços dos Diodos	57
3.5.2.3 - Equações para Cálculo do Capacitor	58
3.5.2.4 - Equações para o Calculo do Indutor	61
3.6 – Conclusões	63

CAPÍTULO IV - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E FORMULAÇÃO DO CONVERSOR C.A.-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAL TRIFÁSICO

4.1 - Introdução	64
4.2 - Circuito Equivalente	64
4.3 - Estados Topológicos	69
4.4 - Equacionamento para Projeto do Retificador	74
4.4.1 - Dimensionamento dos Indutores de Entrada	74
4.4.2 - Dimensionamento do Capacitor de Saída	77
4.4.3 - Dimensionamento dos Interruptores	79
4.4.4 - Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo	80
4.5 - Simulação Numérica	81
4.6 - Conclusões	84

CAPÍTULO V - FLUXO DE POTÊNCIA NOS CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS TRIFÁSICOS (BIDIRECIONALIDADE)

5.1 – Introdução.....	85
5.2 - Sistemas de Acionamento dos Motores de Corrente Alternada (MCA)	85
5.3 - Conversores Trifásicos Utilizados nos Sistemas de Acionamento dos MCA	87
5.4 - Simulação Numérica	93
5.5 – Conclusões	96

CAPÍTULO VI - FATORES DE DESEMPENHO DOS SISTEMAS

6.1 - Introdução	97
6.2 - Fatores de Desempenho para Sistemas Monofásicos	97
6.2.1 - Fator de Potência	97
6.2.1.1 - Fator de Potência para Tensão e Corrente Senoidais	98
6.2.1.2 - Fator de Potência para Tensão Senoidal e Corrente Distorcida	100
6.2.1.3 - Fator de Potência para Tensão e Corrente Distorcidas	103
6.2.1.4 - Interpretação do Fator de Potência	106
6.3 - Fatores de Desempenho em Sistemas Trifásicos	108
6.3.1 - Taxa de Distorção Harmônica	109
6.3.2 - Fator de Potência	109
6.4 - Conclusões	111

CAPÍTULO VII - ESTUDO DO COMPORTAMENTO DE CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS EM REDE COM DISTÚRBIOS PRÉ-EXISTENTES

7.1 - Introdução	112
7.2 – Retificador Boost PWM Bidirecional Monofásico em Meia-Ponte	112
7.2.1 - Estratégia de Controle utilizada	113
7.2.2 - Equacionamento e Implementação do Controle	114
7.2.3 - Simulação para Tensão de Alimentação Senoidal	116
7.2.4 - Simulação para Tensão de Alimentação Distorcida	120
7.3 - Retificador Boost Trifásico a Quatro Fios	125
7.3.1 - Estratégia de Controle e Equacionamento	126
7.3.2 - Simulação para Tensão de Alimentação Senoidal	128
7.3.3 - Simulação para tensão de alimentação distorcida e desequilibrada	131
7.4 - Conclusões	138

CAPÍTULO VIII - PROPOSTA DE CONTROLE PARA CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS ALIMENTADOS COM TENSÕES COM DISTÚRBIOS

8.1 - Introdução	139
8.2 - Retificadores Boost PWM Bidirecionais Monofásicos – Proposta de Controle	140
8.3 - Retificadores Boost PWM Bidirecionais Trifásicos – Proposta de Controle	143
8.3.1 - Controle Tensão de Entrada Distorcida e/ou Desequilibrada	143
8.4 - Método de Extração da Componente de Sequência Positiva	145
8.4.1 - Alguns Métodos de Extração de Sequência Positiva, Negativa e/ou Harmônicos	145
8.4.2 - Método Baseado na Teoria da Decomposição em Sequência Negativa, Positiva e Zero (Método utilizado neste trabalho de tese)	146
8.4.2.1 - Estratégias para Separar os Distúrbios Individualmente	149
8.4.2.2 - Simulação Numérica e Implementação do Algoritmo de Extração da Componente de Sequência Positiva	150
8.4.2.3 - Influência da Variação da Frequência da Rede	156
8.5 - Conclusões	159

CAPÍTULO IX – SIMULAÇÃO E RESULTADOS

9.1- Introdução	161
9.2 - Resultados das Simulações	162
9.2.1 - Retificador Boost PWM Bidirecional Monofásico em Meia-Ponte	162
9.2.1.1 - Tensão de Entrada Senoidal	162
9.2.1.2 - Tensão de Entrada Distorcida	164
9.2.2 - Retificador Boost PWM Bidirecional Trifásico a Quatro Fios	169
9.2.2.1 - Controle com Tensão de Entrada Senoidal	170
9.2.2.2 - Tensão de Entrada Distorcida ou Desequilibrada	173
9.3 - Discussão dos Resultados	184
CAPÍTULO X - CONCLUSÕES GERAIS	186
APÊNDICE A - NORMAS E RECOMENDAÇÕES	188
APÊNDICE B - MÉTODOS PARA CÁLCULO DO FATOR DE DESEQUILÍBRIO	192
B.1 - Introdução	192
B.2 - Limites e Recomendações	193
B.3 - Conclusões	196
APÊNDICE C - MÉTODOS DE EXTRAÇÃO DE COMPONENTES BASEADOS NA TEORIA DE VETORES ESPACIAIS	197
C.1 - Introdução	197
C.1.1 - Sistema de Referência Fixa (Método de detecção em tempo real através de vetores espaciais (DTRVE))	198
C.1.2 - Sistema de Referência Girante	202
APÊNDICE D - TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER/MÉTODO RADIX-2	206
D.1 - Introdução	206
D.2 - Introdução à Transformada de Fourier	206
D.2.1 - Função Contínua	206
D.2.2 - Função Discreta	206
D.3 - Transformada Rápida de Fourier	207

D.3.1 - Algoritmos Radix-2	207
D.3.2 - Outros Algoritmos	208
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	211

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO GERAL

1.1 – Considerações Iniciais

O crescente domínio tecnológico impactou fortemente na evolução da eletrônica e esta por sua vez possibilitou a criação de uma infinidade de equipamentos que cada vez mais encantam o homem pelas funções e facilidades que eles proporcionam. Contudo, sob o aspecto da qualidade da energia passa-se a pagar um preço alto por toda essa modernidade, pois, esses equipamentos de modo geral são cargas não lineares e geram distúrbios na rede elétrica. Estas cargas que estão disseminadas nos setores industrial, militar, comercial, doméstico e etc, necessitam de energia elétrica em corrente contínua ou até mesmo em corrente alternada, porém em outras frequências. Os dispositivos que normalmente se prestam para essa função são os chamados conversores CA-CC, CA-CA, CC-CC, dentre outros. Nesse trabalho de dissertação está-se focando especificamente os conversores CA-CC ou simplesmente retificadores.

Quando da sua concepção, os retificadores aqui nominados de retificadores convencionais, utilizavam apenas diodos ou tiristores, os quais geravam correntes de entrada pulsadas com alto fator de distorção harmônica caracterizando-se assim como carga não linear [8], [12] e [43]. De maneira geral essas correntes pulsadas podem ser representadas pela soma de várias componentes em diversas frequências, múltiplas da frequência fundamental da tensão de alimentação, denominadas componentes harmônicas que pelo seu lado são os grandes, mas não são os únicos responsáveis pela baixa qualidade da energia elétrica nos sistemas de distribuição.

Distorções e desequilíbrios nas correntes que circulam pela rede elétrica provocam diversos efeitos negativos na mesma. Equipamentos eletrônicos alimentados por retificadores a diodos e tiristores (aplicações em eletrodomésticos, *drivers* de motores, reatores eletrônicos para iluminação, fornos de indução, etc.), por exemplo, têm comportamento não linear, drenando correntes distorcidas da rede elétrica, mesmo quando alimentados por tensão perfeitamente senoidal. Os efeitos negativos destes harmônicos de corrente são notados no sobreaquecimento de dispositivos elétricos (máquinas rotativas, transformadores e capacitores de correção de fator de potência) e distorções na forma senoidal da tensão de fornecimento, o que pode prejudicar o funcionamento de circuitos mais sensíveis. Tensões desequilibradas provocadas por cargas desbalanceadas causam efeitos indesejáveis, como perdas adicionais em motores e geradores com evidente redução na vida útil desses equipamentos, atuação da

proteção contra sobrecarga provocada pela circulação de correntes de sequência negativa em motores de indução, aumento da ondulação (*ripple*) na tensão de saída dos retificadores e saturação de transformadores.

Poder-se-ia falar de muitas outras consequências advindas das redes que apresentam distúrbios sejam eles causados pela presença de harmônicos seja por desequilíbrios nas tensões ou ângulos e ambos. Uma coisa é certa, há um consenso de que esses distúrbios trazem imediata perda de rendimento dos equipamentos e sistemas elétricos e prejuízos financeiros por parte das concessionárias. Daí a origem do tão necessário controle do conteúdo harmônico de corrente nos sistemas de distribuição.

Para melhor caracterizar a preocupação com os harmônicos de corrente e cargas não lineares, criou-se um exemplo hipotético retratado na Figura 1.1 onde é possível observar o que ocorre num determinado Ponto de Acoplamento Comum (PAC), ponto entre a carga e a concessionária de energia. O diagrama unifilar representa o alimentador trifásico suprindo uma carga não linear (por exemplo uma Subestação retificadora de Metrô com diodos) e um modelo equivalente para a linha de transmissão a qual é representada por uma impedância puramente indutiva. Já a fonte de alimentação fornece uma tensão puramente senoidal e equilibrada.

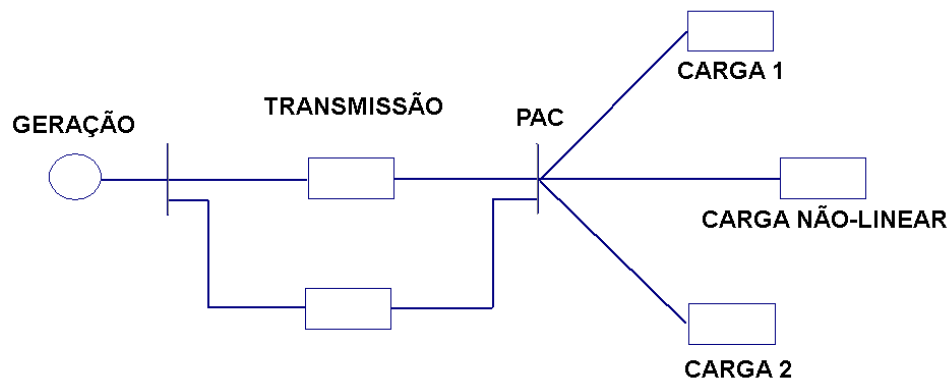
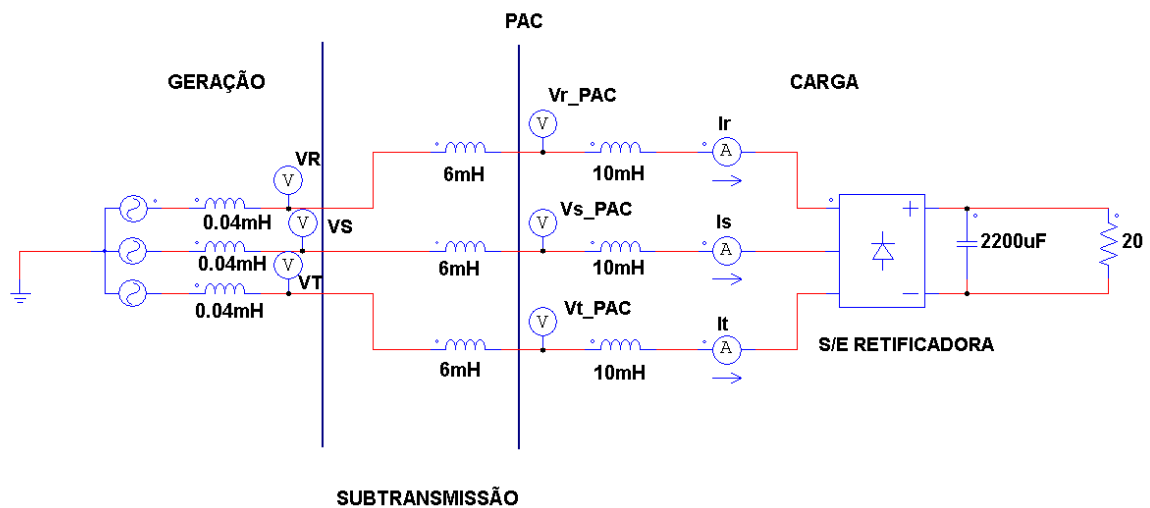
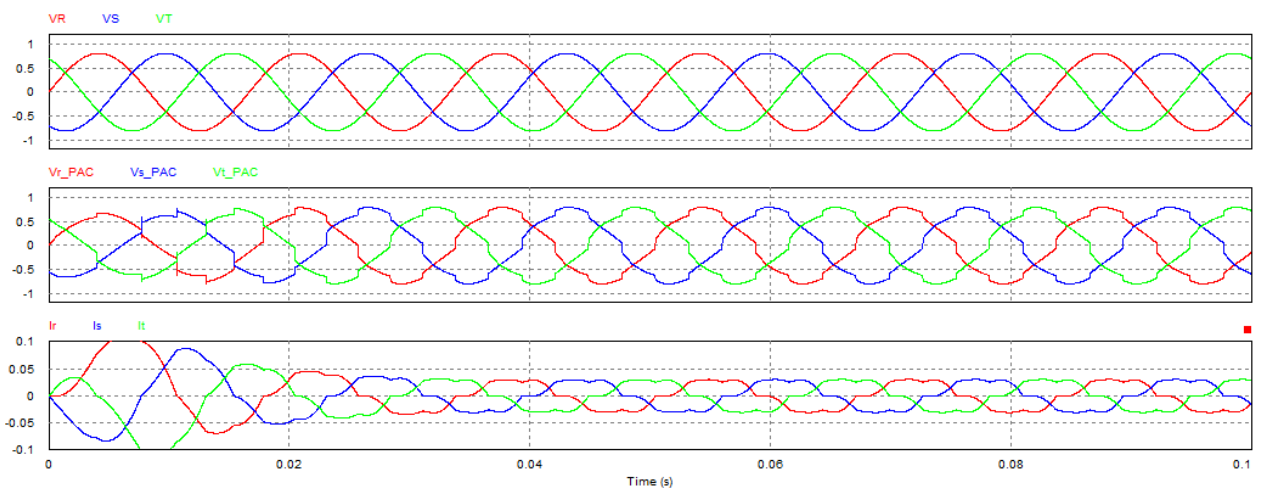


Figura 1.1 - Diagrama unifilar - Alimentador suprindo carga não-linear

Na Figura 1.2 a) tem-se o circuito de simulação que foi gerado no software PSIM 9.2®. O resultado da simulação é mostrado na Figura 1.2 b). Percebe-se nos gráficos gerados que há uma distorção da forma de onda da corrente e na tensão do PAC. Dependendo do valor da indutância da linha, a distorção da tensão no PAC pode ser bem mais significativa.



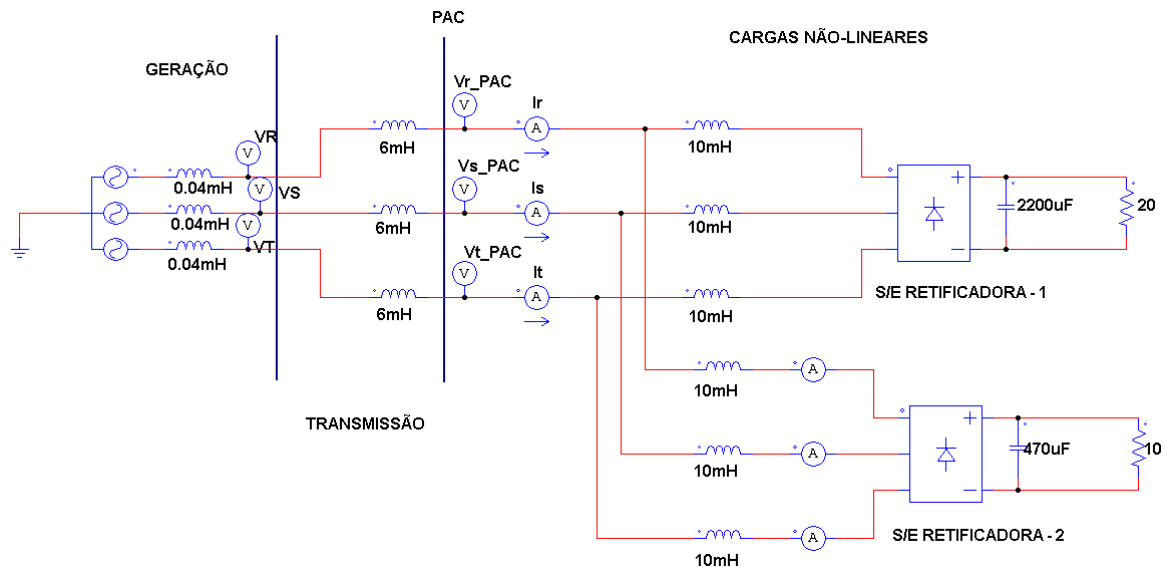
a)



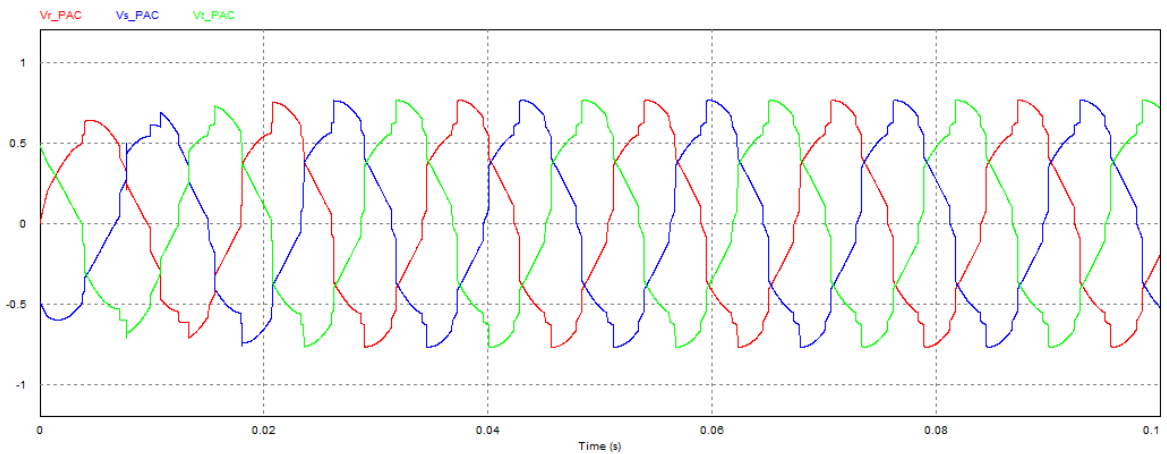
b)

Figura 1.2 - Representação do comportamento de carga não-linear ; (a) Circuito Simulado ; (b) formas de onda da tensão de entrada e da corrente no PAC.

Na Figura 1.2 observa-se claramente que a carga não linear provoca distorção nas tensões do PAC devido à injeção de correntes com harmônicos. A grande questão é que sendo o PAC um ponto comum de alimentação, outras cargas podem estar sendo alimentadas por essa tensão distorcida acarretando em ineficiência de toda a natureza conforme já mencionado. Na Figura 1.3 outra carga foi adicionada no PAC, e o resultado é que a tensão que já possuía uma taxa de distorção harmônica $TDH_v = 9,20\%$, nesta nova situação passou a ter $TDH_v = 12,91\%$ (Figura 1.3 b)), vindo assim, a corroborar com a argumentação inicial de que os distúrbios na tensão do PAC só tende a piorar com a conexão de cargas não-lineares, onde não há qualquer controle sobre harmônicos.



a)



b)

Figura 1.3 - Representação do comportamento de duas cargas não-lineares ; (a) Circuito Simulado ; (b) forma de onda da tensão no PAC.

Por conta deste cenário é que foram elaboradas normas internacionais para regulamentar o setor elétrico. Muitos países elaboraram uma rigorosa regulamentação, com o intuito de limitar os níveis das componentes harmônicas injetadas na rede. Em 1975, a CENELEC (Commission Européen pour la Normalisation Eléctrique) apresentou a norma europeia EN50006, que foi substituída em 1982 pela IEC-555 (International Electrotechnical Commission), revisada em 1991. Atualmente os principais padrões são o europeu, determinado pela IEC-61000-3-4 [1], e o americano, definido pela IEEE-519 [2]. O padrão americano é considerado mais rígido em relação ao nível da DHT (Distorção Harmônica Total), da DHI (Distorção Harmônica Individual) e da interferência eletromagnética. Aqui no Brasil, as normas do Prodist (Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) regulam os valores das distorções harmônicas de tensão no sistema de distribuição. Porém, grande parte das estratégias de controle utilizadas nos conversores CA-CC [3], [4], promovem a busca pelo fator de potência unitário, ou seja,

busca-se fazer com que a corrente seja uma réplica da tensão de entrada. Numa situação, como a da Figura 1.1, onde a tensão no PAC não é senoidal, a corrente de entrada também será uma réplica da tensão. Desta forma, a corrente no conversor CA-CC estará promovendo ainda mais a distorção de tensão no PAC conforme (Figura 1.3).

Com o grande avanço tecnológico principalmente nos componentes de eletrônica de potência, tem havido um grande movimento no sentido de se substituir os retificadores convencionais por retificadores controlados, já que estes são contruídos com chaves semicondutoras controladas por sinais de gatilho, e, assim, é possível a implementação de técnicas de controle por chaveamento, tornando viável a operação do retificador com alto fator de potência, correntes de entrada senoidais e o controle da tensão no barramento CC, mesmo em ambiente com tensão de alimentação apresentando distorção ou desequilíbrio.

1.2 - Objetivos

Pretende-se propor uma melhoria nas estratégias apresentadas por [3], [5] e [9] no controle para o chaveamento de retificadores *boost* PWM bidirecionais. Nessa proposta, o controle deverá ser capaz de impor correntes senoidais na entrada do retificador com fator de potência próximo à unidade e manter a tensão no barramento CC igual à da referência.

Uma outra característica do controle proposto para os retificadores *boost* PWM bidirecionais é que as correntes além de serem senoidais serão equilibradas mesmo nos casos em que a tensão de entrada seja distorcida ou desequilibrada. Assim, a corrente de entrada não seguirá a forma de onda da tensão de entrada corrigindo-se o problema de termos correntes distorcidas apenas porque a tensão de entrada é distorcida, ou seja, a corrente no retificador não será uma réplica da tensão distorcida que possivelmente estaria alimentando o próprio retificador. Todos os novos parâmetros obtidos com a proposta de controle deverão, sob a ótica da qualidade da energia, estar de acordo com as normas vigentes.

Esta estratégia de controle poderia ser aplicada a outras topologias, contudo, escolheu-se o retificadores *boost* PWM bidirecionais por ser uma estrutura que já nasceu robusta e a nova proposta de controle reforçaria ainda mais essa característica.

1.3 - Organização do Trabalho

Este trabalho está dividido em dez capítulos incluindo o Capítulo I, que é introdutório, encadeados de tal forma que seja possível perceber a utilização ordenada dos conceitos e as simulações numéricas com retificadores *boost* PWM bidirecionais, as quais vão paulatinamente evidenciando a necessidade de controles mais adequados e os ganhos que a proposta de controle proporciona, já que este é o foco maior deste trabalho de dissertação.

No Capítulo II procura-se retratar as principais topologias e técnicas de controle aplicadas aos retificadores *boost* PWM bidirecionais encontradas na literatura e mostrar a importância de se buscar soluções para se resolver os problemas que ocorrem na presença de distorções harmônicas. Nesse sentido, faz-se uma análise das vantagens, desvantagens e aplicabilidade de cada uma das estruturas.

No capítulo III apresenta-se a estrutura, princípio de funcionamento e as equações básicas para projeto do retificador *boost* PWM bidirecional monofásico. Efetua-se uma análise das suas principais características em cada um dos quatro quadrantes operacionais.

A exemplo do que se fez no Capítulo III, no Capítulo IV apresenta-se a estrutura, princípio de funcionamento e o desenvolvimento das equações básicas para projeto do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico. Efetua-se uma análise das suas principais características, estados topológicos e ao final executa-se uma simulação numérica para mostrar a validade do equacionamento proposto.

No Capítulo V mostra-se uma visão geral sobre o funcionamento e aplicação do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico como regenerador de energia para a rede (bidirecionalidade). O objetivo é reforçar, através das simulações, que essa topologia é viável e robusta sob o ponto de vista da qualidade da energia, injetando poucos harmônicos na rede, mesmo quando operando com regeneração de energia [7].

Mostra-se no Capítulo VI uma revisão dos conceitos de fator de potência e taxas de distorção harmônica tanto para circuitos monofásicos quanto para trifásicos, além de algumas das simplificações que comumente são adotadas na prática e que foram aplicadas nos Capítulos VII e IX para avaliar o desempenho dos retificadores.

No Capítulo VII mostra-se uma revisão bibliográfica de duas estratégias de controle para retificadores *boost* bidirecionais encontradas na literatura [3] e [9]. Essas estratégias foram estudadas e simuladas dentro de alguns cenários de tensão de alimentação, com o intuito de mostrar o comportamento das correntes de entrada, fator de potência e regulação da tensão no barramento CC, e evidenciar que essas estratégias de controle não alcançam o objetivo de controle caso a tensão de entrada do retificador apresente distúrbios ou desequilíbrios. Alguns resultados da dissertação [5] foram aqui utilizados sendo ela a motivadora do desenvolvimento deste trabalho.

O Capítulo VIII traz a nova proposta de controle melhorada para os casos [3], [9], e da dissertação apresentada em [5]. Essa proposta traz na sua essência o controle da potência no indutor de entrada do retificador tal como apresentado em [5], porém o estimador da componente de sequência positiva foi simulado de acordo com o mostrado em [10].

No Capítulo IX os retificadores *boost* PWM bidirecional monofásico e trifásico com a nova proposta de estratégia de controle, são submetidos à vários ambientes de simulação com parâmetros de distúrbios superiores ao exigidos pelas normas [1], [2] e [11], objetivando dar guarida ao teste de robustez da nova proposta de controle, que atinge ao que se propõe mesmo em ambientes degradados no quesito qualidade de energia.

Por fim, o Capítulo X apresenta as conclusões acerca dos resultados obtidos, algumas considerações quanto à aplicação da nova proposta de controle nos retificadores *boost* PWM bidirecionais e seus benefícios, bem como propõe-se o encaminhamento de questões para novos trabalhos.

CAPÍTULO II - TOPOLOGIAS DOS CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS

2.1 – Introdução

A conversão CA-CC é usada cada vez mais em uma ampla diversidade de aplicações: fonte de alimentação para microeletrônica, eletrodomésticos, reator eletrônico, carregamento de baterias, conversão de energia, etc.

Como mostrado na Figura 2.1 os conversores CA-CC podem ser classificados em topologias que trabalham com baixa frequência de comutação (comutados pela linha) e outros circuitos que operam com alta frequência de comutação.

Os mais simples conversores comutados pela linha usam diodos para transformar a energia elétrica de CA para CC. O uso de tiristores permitem o controle do fluxo de energia. A principal desvantagem desses conversores comutados naturalmente é a geração de harmônicos e a potência reativa [12].

Os harmônicos tem efeito negativo no funcionamento do sistema elétrico e, portanto, têm merecido uma atenção crescente quanto ao controle da sua geração [13]. Em particular, várias normas introduziram limites importantes e rigorosos para harmônicos que podem ser injetadas em sistemas para o fornecimento de energia [1] e [2].

Uma metodologia básica para redução da injeção de correntes harmônicas é o uso de conexões multipulsos baseado em transformadores com vários enrolamentos. Uma melhoria adicional é o uso de filtros passivos de potência [13]. Na última década, filtros ativos foram introduzidos para reduzir os harmônicos injetadas na rede [14].

Outra maneira conceitualmente diferente de redução harmônicos é a chamada Correção do Fator de Potência (PFC - *Power Factor Correction*). Nesses conversores, os transistores de potência estão incluídos no circuito de alimentação do retificador para mudar ativamente a forma de onda da corrente de entrada, reduzindo a distorção [15]. Estes circuitos reduzem os harmônicos e, conseqüentemente, melhoraram o fator de potência, por isso recebem o nome genérico do PFC.

Várias topologias PFC, como por exemplo retificadores Vienna [16], [17], não são regenerativas e são apropriados para aplicações onde não há necessidade de reaproveitamento e/ou recuperação de energia para a fonte de alimentação.

No entanto, existem várias aplicações onde o fluxo de energia pode ser invertida durante a operação, tais como: locomotivas, guindastes, etc. Em todas estas aplicações, o conversor deve ser capaz de fornecer energia de volta para a rede de energia.

Neste trabalho de dissertação dar-se-á foco aos retificadores que aparecem assinalados com linha tracejada em vermelho na Figura 2.1, os quais operam em quatro quadrantes com um alto fator de potência. Estes retificadores, também conhecido como *Active Front End* (AFE), podem ser classificados como Retificadores Fonte de Tensão (VSR – *Voltage Source Rectifier*) e Retificadores Fonte de Corrente (CSR – *Current Source Rectifier*).

As seções seguintes apresentam as mais importantes topologias e esquemas de controle para a operação monofásica e trifásica.

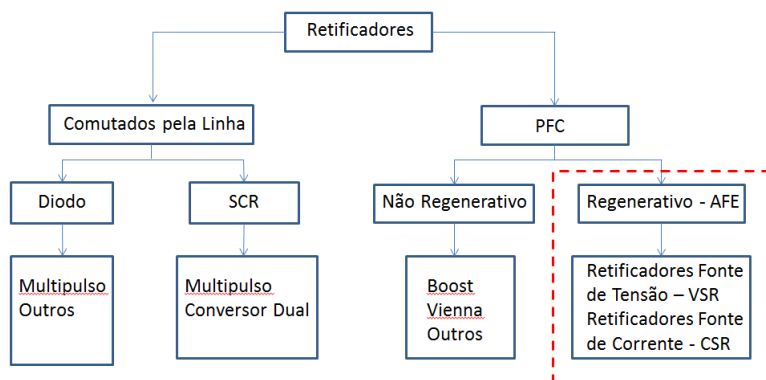


Figura 2.1 - Classificação geral dos retificadores.

2.2 - Retificadores PWM - Fonte de Tensão

Esses retificadores são nominados fonte de tensão, pois, se comportam eletricamente como tal.

2.2.1 – Retificadores Fonte de Tensão Monofásicos

Esses retificadores são largamente utilizados e vários estudos de topologia e tipos de controle foram desenvolvidos de tal forma que se tivesse as características de projeto mais adequadas para cada aplicação.

2.2.1.1 - Padrão de Harmônicas para Retificadores Monofásicos

A importância dos problemas originados por harmônicos em retificadores monofásicos comutados pela rede tem motivado algumas das agências a introduzir restrições para estes conversores. A Norma Internacional IEC 61000-3-2 [1], estabelece limites para todo equipamento monofásico de baixa potência tendo uma corrente de entrada com uma “forma especial “ e potência ativa de entrada $P < 600W$. O equipamento de classe D tem uma corrente de entrada com uma forma de onda especial contida no envelope dado na Figura 2.2 (b). Esta classe de equipamento deve satisfazer certos limites harmônicos. É claro que o retificador monofásico comutado pela rede mostrado na Figura 2.2 (a) não é capaz de atender a norma IEC 61000-3-2 Classe D, como mostrado na Figura 2.3. Para esses retificadores a norma pode ser satisfeita apenas por adição de grandes filtros passivos, o que aumenta o tamanho, peso e o custo do retificador. Esse tem sido a grande motivação para o desenvolvimento de métodos ativos para melhorar a qualidade da corrente de entrada e, conseqüentemente, o fator de potência.

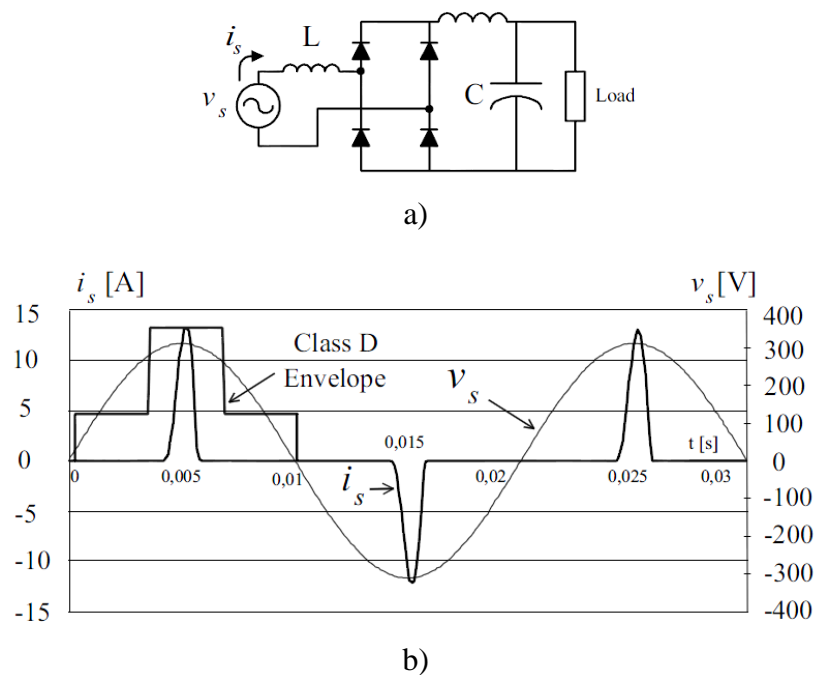


Figura 2.2 - Retificador monofásico a diodo : a) Circuito de potência; b) Formas de onda da tensão e corrente de entrada.

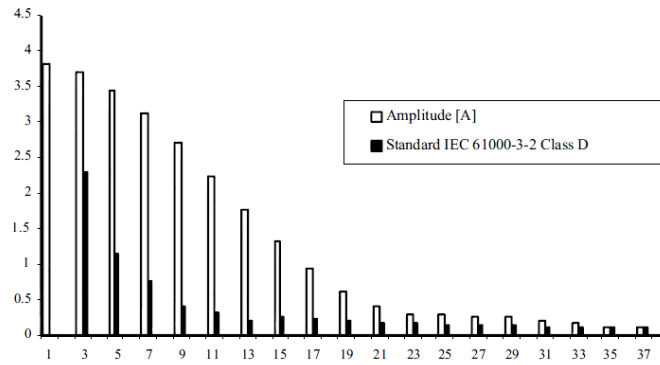


Figura 2.3 – Espectro das harmônicas da corrente de entrada do retificador da Figura 2.2 (a)

2.2.1.2 – Retificador PWM conectado em Ponte

A Figura 2.4 mostra o circuito do retificador PWM monofásico em ponte totalmente controlado [18] que usa quatro transistores com díodos antiparalelos para produzir uma tensão CC controlada V_o . Para uma operação apropriada deste retificador, a saída de tensão deve ser maior do que a tensão de entrada, em qualquer momento ($V_o > V_s$). Este retificador pode trabalhar com dois ou três níveis, como mostrado na Figura 2.4.

As combinações possíveis são:

- i* – Chaves T1 e T4 estão em estado ON e T2 e T3 estão em estado OFF, $v_{AFE} = V_o$. (Figura 2.4. b))
- ii* – Chaves T1 e T4 estão em estado OFF e T2 e T3 estão em estado ON, $v_{AFE} = -V_o$. (Figura 2.4. c))
- iii* – Chaves T1 e T3 estão em estado ON e T2 e T4 estão em estado OFF ou T1 e T3 estão em estado OFF e T2 e T4 estão em estado ON, $v_{AFE} = 0$. (Figura 2.4. d)).

A tensão de indutor pode ser expressa como:

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - kV_o \quad (2.1)$$

onde $k = 1, -1$ ou 0 .

Se $k = 1$, então a tensão no indutor será negativa, e a corrente de entrada i_s terá seu valor reduzido.

Se $k = -1$, a tensão indutor será positiva, e a corrente de entrada i_s irá aumentar seu valor. Finalmente,

se $k = 0$, o aumento ou a diminuição da corrente de entrada dependerá do valor de v_s . Isto permite um controle completo da corrente de entrada.

O esquema de controle clássico é mostrado na Figura 2.5. O controle inclui um controlador de tensão, tipicamente um controlador proporcional-integral (PI), o qual controla a quantidade de energia necessária para manter o *link-CC* com tensão constante. O controlador de tensão controla a amplitude da corrente de entrada. Por esta razão, a saída do controlador de tensão é multiplicada por um sinal senoidal de mesma fase e frequência de v_s , a fim de obter a referência da corrente de entrada i_{sref} . O controlador de corrente de entrada é rápido e assim se obtém um fator de potência elevado. Este controlador pode ser um controlador por histerese ou um controlador linear com um modulador PWM [19].

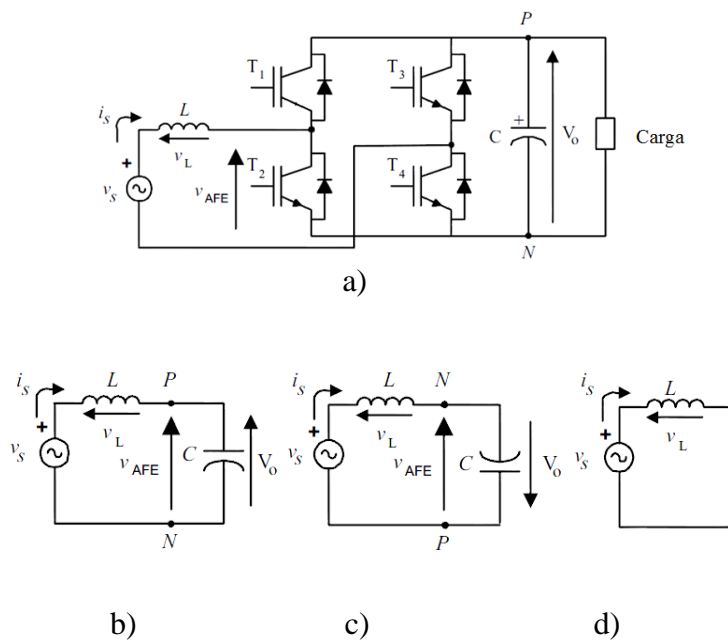


Figura 2.4 - Retificador monofásico PWM com conexão em ponte. a) Circuito de potência ; b) Circuito equivalente para T1 e T4 no estado ON ; c) Circuito equivalente para T2 e T3 no estado ON ; d) Circuito equivalente para T1 e T3 ou T2 e T4 no estado ON.

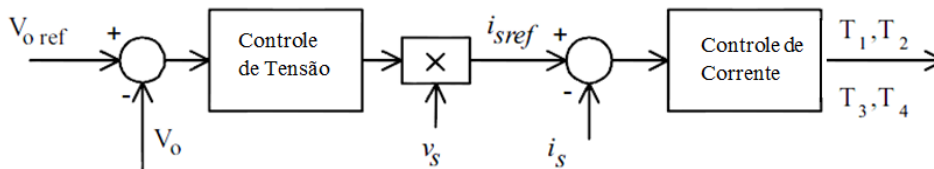


Figura 2.5 - Esquema de controle do retificador PWM em ponte

A Figura 2.6 mostra o comportamento da tensão de saída e da corrente na fonte do retificador PWM em resposta a um degrau de carga. Pode ser observado que a tensão é controlada pelo aumento da corrente, o que mantém a sua forma de onda senoidal mesmo durante o transitório.

Como pode ser visto na Figura 2.7, um *ripple* com o dobro da frequência da fonte de alimentação ($2w_s$) está presente na tensão do *link-CC*. Se esse *ripple* passa pelo controlador de tensão, irá produzir uma componente de terceira harmônica em i_{sref} . Esta harmônica pode ser reduzida com a colocação de um filtro passa baixa na medição de tensão, reduzindo a largura de banda do controlador. A Figura 2.7 mostra o comportamento da tensão e da corrente fornecida pela fonte. A corrente de entrada é senoidal e mantém-se em fase com a tensão, atingindo um fator de potência muito elevado, da ordem de 0,99.

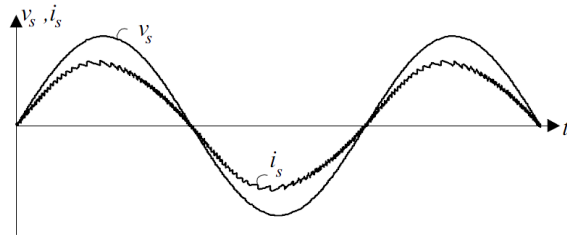


Figura 2.6 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada.

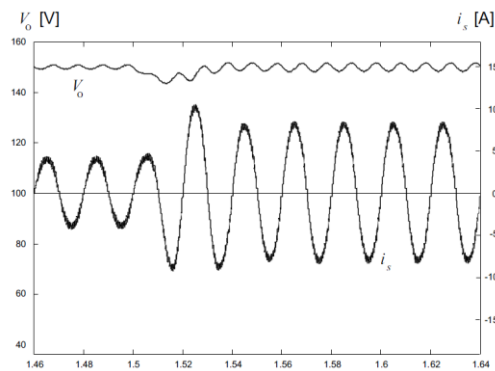


Figura 2.7 - Tensão no *link-CC* e corrente de entrada para um aumento de carga de 50%.

A Figura 2.8 mostra as formas de onda de tensão e da corrente quando o retificador funciona no modo de regeneração. Mesmo neste caso, a corrente de entrada é senoidal.

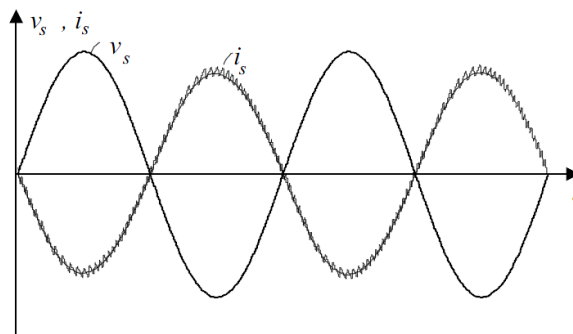


Figura 2.8 - Forma de onda da tensão e corrente de entrada durante a regeneração.

2.2.1.3 - Retificador PWM Dobrador de Tensão

A Figura 2.9 mostra o circuito de potência do Retificador PWM Dobrador de Tensão. Esta topologia utiliza apenas dois interruptores de potência T1 e T2, os quais são comutados de forma complementar para controlar a tensão do link-CC e a corrente de entrada, mas requer dois capacitores de filtragem C1 e C2. A tensão em cada capacitor (V_{C1} , V_{C2}) deve ser superior ao valor de pico de v_s para assegurar o controle da corrente de entrada. Isso será melhor detalhado no Capítulo III.

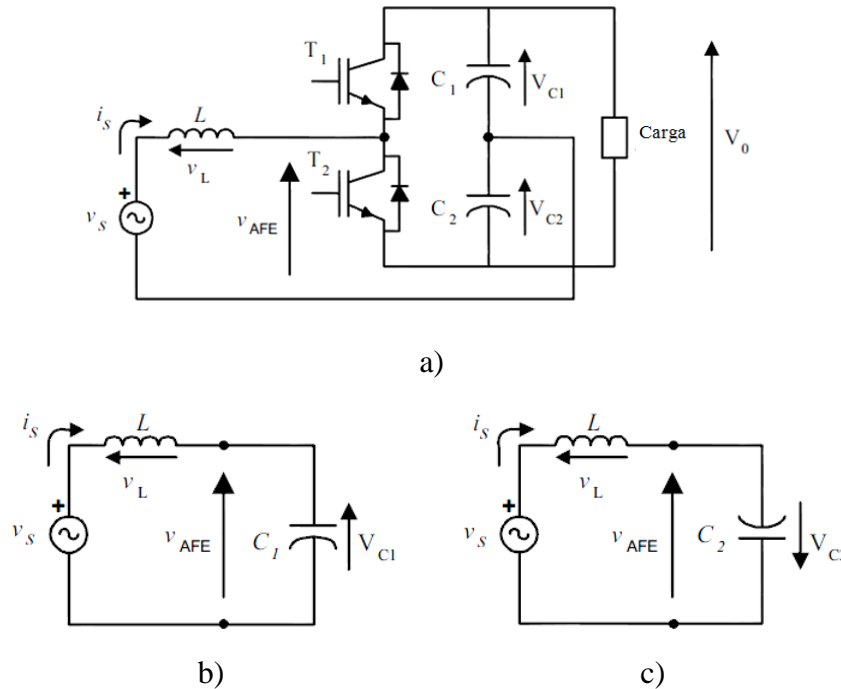


Figura 2.9 - Retificador monofásico PWM como duplicador de tensão: a) Circuito de Potência ; b) Circuito equivalente com T1 ON; c) Circuito equivalente com T2 ON.

As combinações possíveis são:

i - Interruptor T1 está no estado ON $\rightarrow v_{AFE} = V_{C1}$, então a tensão no indutor é dada por :

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{C1} < 0 \quad (2.2)$$

como v_L é negativo, a corrente de entrada irá diminuir o seu valor.

ii - Interruptor T2 está no estado ON $\rightarrow v_{AFE} = -V_{C2}$, então a tensão no indutor é a seguinte :

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) + V_{C2} > 0 \quad (2.3)$$

como v_L é positivo, a corrente de entrada irá aumentar o seu valor. Por conseguinte, a forma de onda da corrente de entrada pode ser controlada chaveando adequadamente os transistores T1 e T2, de forma semelhante ao apresentado no Retificador PWM conectado em ponte.

O esquema de controle para esta topologia é quase o mesmo do controle para o retificador em ponte, como pode ser observado na Figura 2.10. A diferença mais importante é a necessidade de um controlador para balancear as tensões entre os dois capacitores. Um controlador simples tipo proporcional (P) é usado para alcançar este objetivo [20].

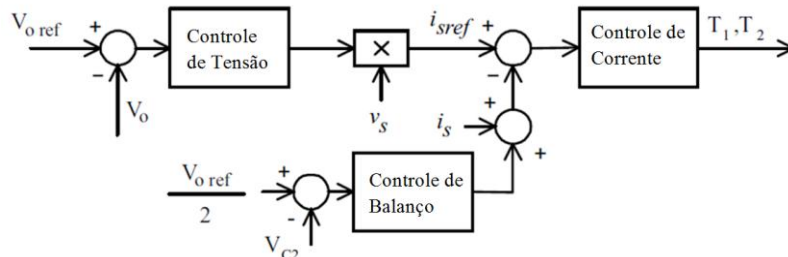


Figura 2.10 - Esquema de controle da tensão do retificador PWM dobrador.

2.2.2 - Retificadores Fonte de Tensão Trifásicos

É bem conhecido que os inversores de tensão (VSI- *Voltage Source Inverter*), como mostrado na Figura 2.11, podem trabalhar nos quatro quadrantes. Em dois destes quadrantes, o VSI funciona como um retificador, ou seja, um retificador fonte de tensão VSR.

No entanto, um VSR isolado requer um barramento CC especial capaz de manter uma tensão V_o , sem a fonte de tensão. Isto é conseguido com um capacitor C no lado CC e uma malha de controle com *feedback*.

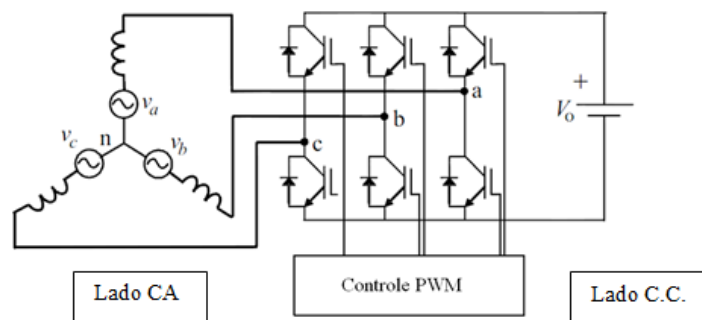


Figura 2.11 – Inversor PWM fonte de tensão (VSI).

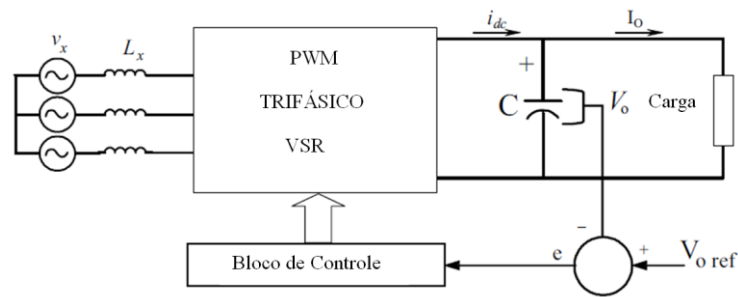


Figura 2.12 – Princípio de operação do VSR.

O princípio de funcionamento básico do VSR consiste em manter tensão de carga no *link-CC* a um valor de referência desejado, usando um circuito de controle com *feedback*, como mostrado na Figura 2.12 [21]. Este valor de referência V_{oref} , tem de ser suficientemente alto para manter os diodos do conversor bloqueados. Uma vez que esta condição for satisfeita, a tensão no *link-CC* é medida e comparada com a referência V_{oref} . O sinal de erro gerado a partir desta comparação é usado para ligar e desligar as chaves do VSR. Deste modo, o fluxo de potência pode vir da fonte CA ou retornar para ela de acordo com o valor da tensão no *link-CC*.

Quando a corrente de carga I_o é positiva (operação como retificador), o capacitor C está sendo descarregado, e o sinal de erro torna-se positivo. Sob esta condição, o bloco de controle gera os sinais PWM apropriados para os seis transistores de potência do VSR pegando energia da fonte de alimentação. Desta forma, a corrente flui do lado CA para o lado CC, e a tensão do capacitor é recuperada. Inversamente, quando I_o se torna negativa (funcionamento como inversor), o capacitor C está carregado, e o sinal de erro pede ao controle para descarregar o capacitor e assim a energia retorna à rede de alimentação.

A modulação de chaveamento, segue um modelo pré-estabelecido. Particularmente, este modelo poderia ter a forma de onda senoidal de tensão (retificador PWM fonte de tensão controlado por tensão) ou a de corrente (retificador PWM fonte de tensão controlado por corrente). Por exemplo, para um retificador controlado por tensão, a modulação poderia ser como a mostrada na Figura 2.13, que tem uma fundamental chamada v_{xmod} , proporcional à amplitude do modelo. Existem muitos métodos de modulação [24], sendo o mais popular o chamado Modulação Senoidal por Largura de Pulso (SPWM), que usa uma portadora triangular (v_{tri}) para gerar o sinal PWM.

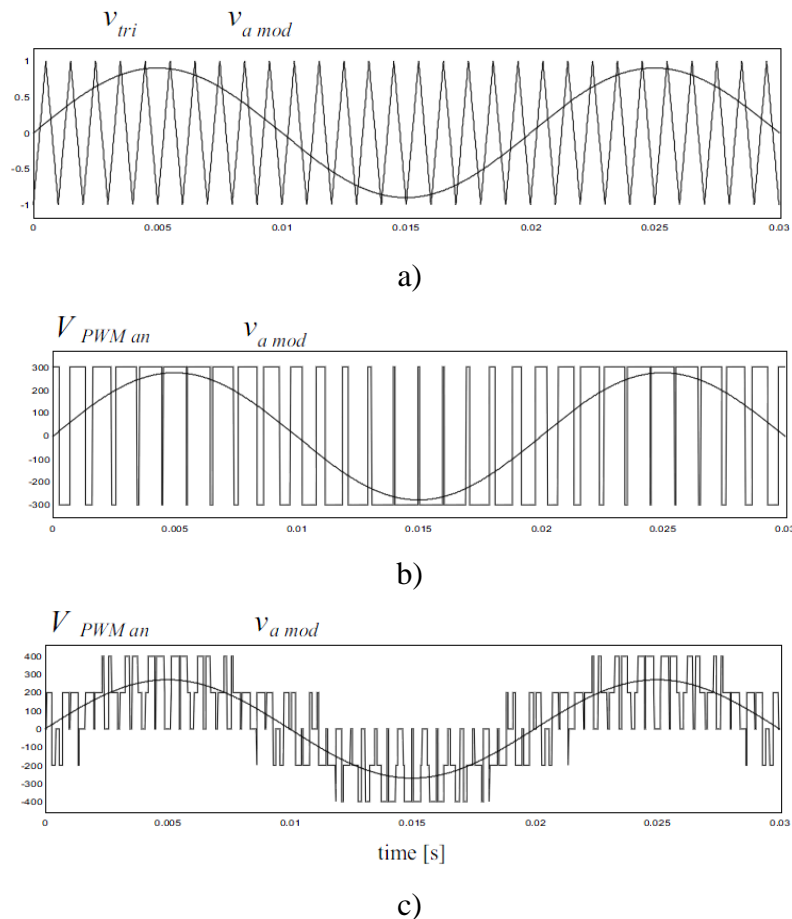


Figura 2.13 - Tensões de fase PWM. a) Portadora triangular e referência senoidal ; b) Modulação PWM de fase ; c) Tensão fase-neutro PWM.

Para que o retificador trabalhe corretamente, o padrão PWM deve gerar uma fundamental v_{xmod} com a mesma frequência da tensão v_x da fonte de energia. Modificando a amplitude dessa fundamental e o seu deslocamento de fase em relação à referência da rede, o retificador pode ser controlado para operar nos quatro quadrantes. Alterando o padrão de modulação, modifica-se a magnitude da v_x e deslocando-se o padrão PWM muda o deslocamento de fase. O controle PWM não só pode gerenciar a potência ativa, mas também potência reativa, permitindo ao VSR o controle da energia reativa. Além disso, a forma da corrente alternada pode ser mantida quase senoidal reduzindo a contaminação da rede elétrica com harmônicos. A interação entre v_{xmod} e v_x pode ser vista através do diagrama de fasores. Esta interação permite compreender os quatro quadrantes de operação desse tipo de retificador. Na Figura 2.14, essas operações são apresentadas: a) Retificador com comutação forçada PWM, b) retificador com fator de potência unitário, c) inversor com fator de potência unitário, d) capacitor (fator de potência zero), e e) indutor (fator de potência zero).

A corrente I_x na Figura 2.14 é o valor eficaz da corrente de fonte i_x . Esta corrente flui através dos semicondutores na maneira como mostrado na Figura 2.15. Durante a metade do ciclo positivo, o

transistor T_N , ligado no lado negativo do *link-CC* é chaveado para ON, e a corrente atual i_x começa a fluir através de T_N (i_{Tn}). A corrente retorna para a rede e volta para os transistores, fechando um ciclo com outra fase, e passando pelo diodo ligado ao mesmo terminal negativo do *link-CC*.

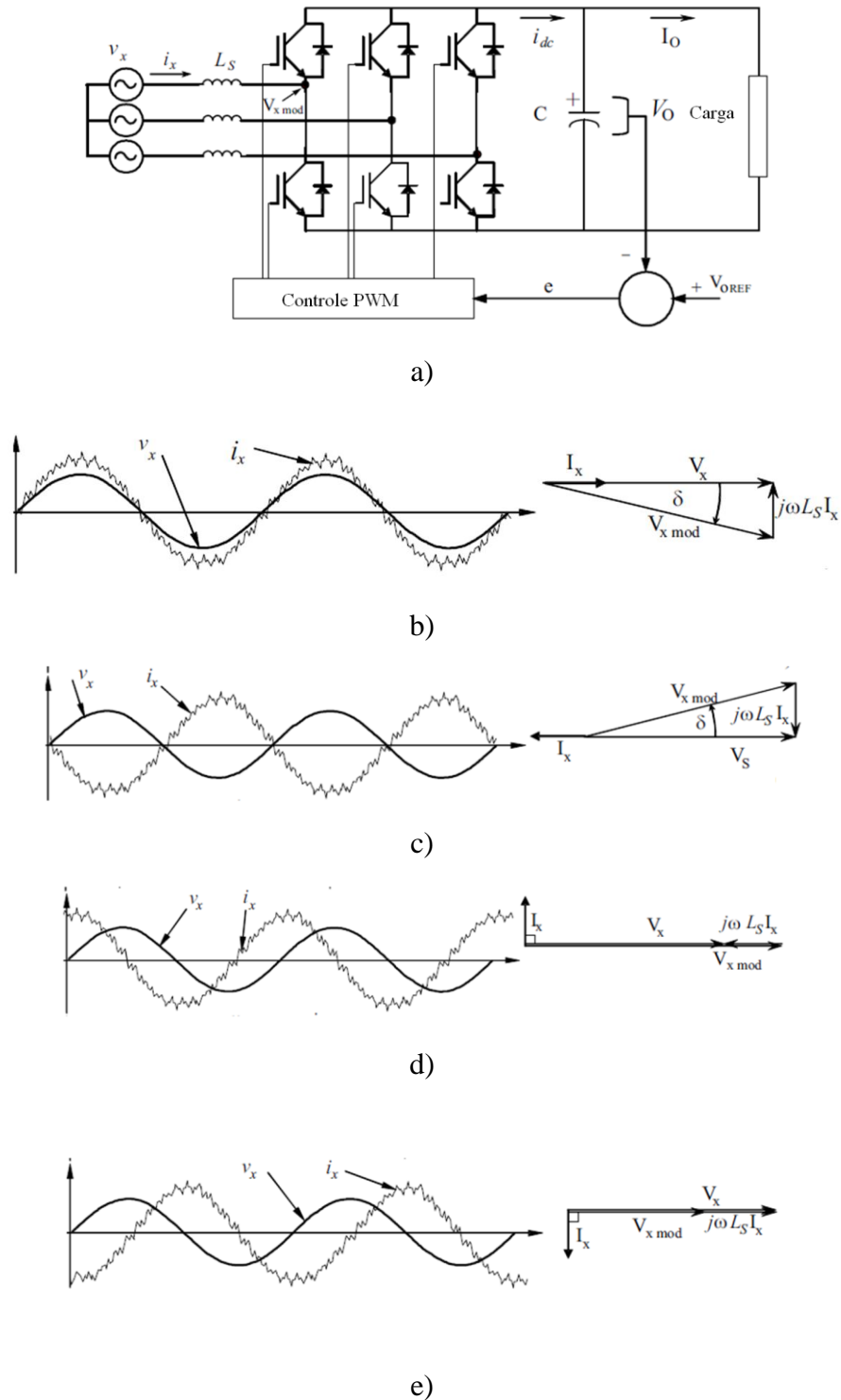
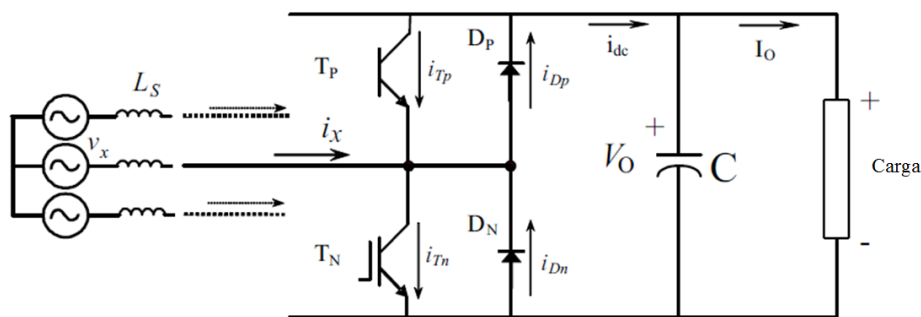
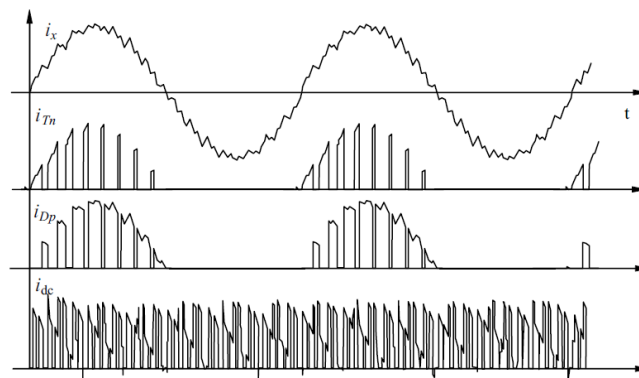


Figura 2.14 - Os quatro quadrantes de funcionamento do VSR. a) Retificador com comutação forçada PWM; b) Operação do retificador com fator de potência unitário; c) O funcionamento como inversor e fator de potência unitário; d) Operação como capacitor e fator de potência zero; e) Operação como indutor e fator de potência zero.

A corrente também pode ir para a carga (inversão) e retornar através do outro transistor localizado no terminal positivo do *link-CC*. Quando transistor T_N estiver desligado, o percurso de corrente é interrompido, a corrente então começa a fluir através do diodo D_p , ligado ao terminal positivo do *link-CC*. Essa corrente, chamada de i_{Dp} na Figura 2.15, vai diretamente para o *link-CC*, ajudando na geração da corrente i_{dc} , que carrega o capacitor C e permite que o retificador produza potência CC. As indutâncias L_s são muito importantes neste processo, porque geram uma tensão induzida, que permite a condução do diodo D_p . Operação semelhante ocorre durante o semi-ciclo negativo, mas com T_p e D_N . No funcionamento como inversor, os caminhos de corrente são diferentes porque elas fluem através dos transistores vindo do capacitor C . Em operação como retificador, o circuito funciona como um conversor *Boost*, e operando como inversor funciona como um conversor *Buck*.



a)



b)

Figura 2.15 – Retificador fonte de tensão VSR . a) Circuito de potência; b) Formas de onda das corrente de entrada, dos transistores, dos diodos e do *link-CC*.

2.2.2.1 - Sistemas de Controle

2.2.2.1.1 – Controle de Tensão do Link-CC

O controle da Tensão do *link-CC* requer uma malha de controle com feedback. A tensão V_o é comparada com uma referência V_{oref} , e o sinal de erro de "e" obtido a partir desta comparação é usado para gerar a forma de onda padrão. O padrão deve ser uma forma de onda senoidal com a mesma frequência da fonte de alimentação. Este padrão é utilizado para produzir o sinal padrão do PWM, e permite controlar o retificador de duas maneiras diferentes: 1) como retificador PWM fonte de tensão controlado por corrente, ou 2) como retificador PWM fonte de tensão controlado por tensão. O primeiro método controla a corrente de entrada, e o segundo controla a amplitude e fase da tensão v_{xmod} . O método de controle da corrente é mais estável do que o método de controle de tensão, por essa razão será explicado em primeiro lugar.

2.2.2.1.2 - Retificador PWM como fonte de tensão controlado por corrente

Este método de controle é mostrado no retificador da Figura 2.16. O controle é conseguido através da medição da corrente instantânea de fase, forçando-a a seguir a corrente senoidal padrão de referência, I_{ref} . A amplitude da corrente de referência padrão, I_{amp} é avaliada usando a seguinte equação:

$$I_{amp} = G_c \cdot e = (V_{oref} - V_o) \quad (2.4)$$

Onde G_c é mostrado na Figura 2.16, e representa um controlador do tipo PI, P, Fuzzy ou outro. A forma de onda senoidal do modelo é obtido pela multiplicação de \hat{I} com uma função senoidal de mesma frequência da corrente elétrica, e com o desejado ângulo de deslocamento de fase, tal como mostrado na Figura 2.16.

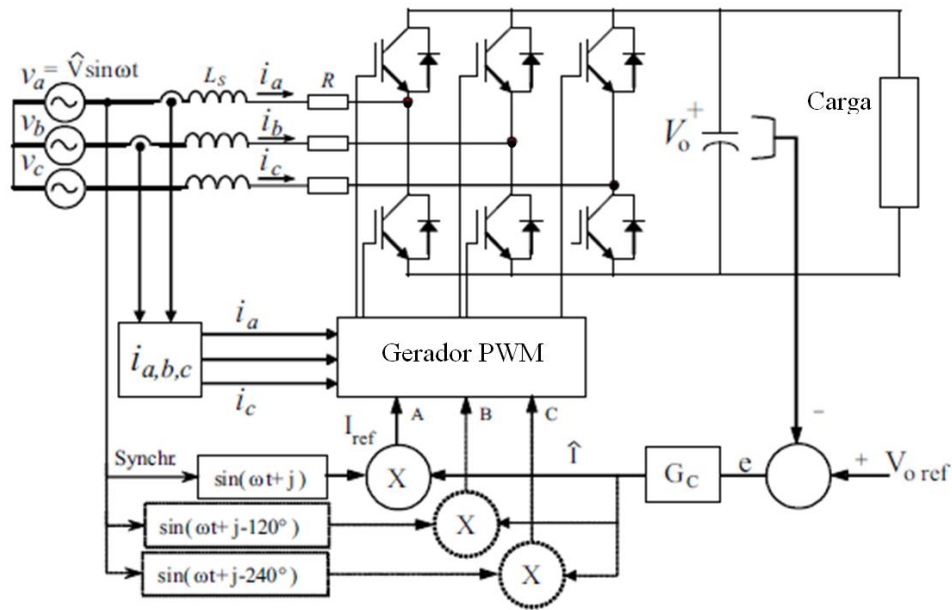


Figura 2.16 - Retificador PWM como fonte de tensão controlado por corrente.

No entanto, um problema surge com o retificador, porque a malha de controle da tensão V_o pode produzir instabilidade [22]. Assim, é necessário analisar o problema durante a fase de projeto do retificador. De acordo com os critérios de estabilidade, e assumindo que será utilizado um controlador PI, as seguintes relações são obtidas:

$$I_x \leq \frac{CV_o}{3K_p L_s} \quad (2.5)$$

$$I_x \leq \frac{K_p V_x}{2RK_p + L_s K_i} \quad (2.6)$$

Estas duas relações são úteis para o projeto do VSR controlado por corrente. Elas relacionam os valores do capacitor, a tensão do *link-CC*, a tensão rms da fonte, a resistência de entrada e indutância e fator de potência de entrada, com o valor eficaz da corrente de entrada, I_x . Com essas relações os ganhos proporcional e integral K_p , K_i respectivamente, podem ser calculados para garantir a estabilidade do retificador. Estas relações só estabelecem limitações para a operação como retificador, porque as correntes negativas sempre irão satisfazer as inequações.

Com esses dois limites de estabilidade satisfeito, o retificador manterá a tensão no capacitor no valor de V_{oref} (regulador PI) para todas as condições de carga, transferindo potência do lado CA para o lado CC. Já o conversor funcionando como inversor, a potência terá seu fluxo invertido.

Uma vez que os problemas de estabilidade tenham sido resolvidos, e o padrão senoidal de corrente foi gerado, um método de modulação será necessário para produzir o sinal PWM para as chaves de

potência. O sinal PWM efetuará o chaveamento forçando a corrente de entrada I_x a seguir a corrente de referência desejada, I_{ref} . Existem muitos métodos de modulação na literatura, mas três métodos são os mais utilizados para o retificador como fonte de tensão controlado por corrente: a Amostragem Periódica (ou por ciclo), banda de histerese (HB) e portadora Triangular (CT).

2.2.2.1.3 - Retificador PWM como fonte de tensão controlado por tensão

A Figura 2.17 mostra um diagrama esquemático de uma única fase [23]. Este circuito equivalente considera a presença de senóide pura na rede de alimentação e CC pura no lado do *link-CC*. O controle é obtido pela criação de uma tensão padrão senoidal v_{xmod} , a qual é modificada em amplitude e ângulo para interagir com a tensão de rede v_x . Desta forma, as correntes de entrada são controladas mesmo sem medí-las. A tensão v_{xmod} é obtida utilizando as equações diferenciais que descrevem o funcionamento do retificador. A partir da Figura 2.17 pode-se obter (2.7) :

$$v_x(t) = L_s \frac{di_x}{dt} + Ri_x + v_{xmod}(t) \quad (2.7)$$

Assumindo que $v_x(t) = \hat{V} \sin(\omega t + \varphi)$, então a solução para $i_x(t)$, para obter um v_{xmod} que faça com que o retificador trabalhe com fator de potência constante deve ser da forma:

$$i_x(t) = \hat{I}(t) \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.8)$$

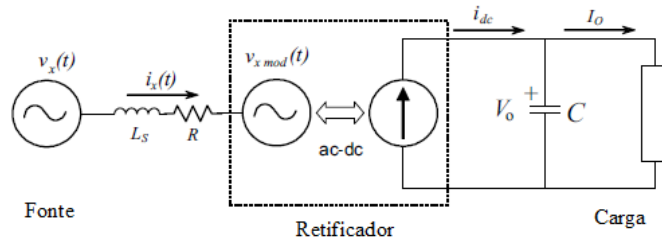


Figura 2.17 - Diagrama de uma fase do retificador fonte de tensão.

Combinando (2.7), (2.8), e $v_x(t)$ obtém-se uma função de tempo capaz de modificar v_{xmod} em amplitude e fase, o que vai fazer com que o retificador opere com fator de potência fixo. Assim, tem-se:

$$v_{xmod} = \left[X_s \hat{I} \sin \varphi + \left(\hat{V} - R \hat{I} - L_s \frac{d\hat{I}}{dt} \right) \cos \varphi \right] \sin \omega t - \left[X_s \hat{I} \cos \varphi + \left(R \hat{I} + L_s \frac{d\hat{I}}{dt} - \hat{V} \right) \sin \varphi \right] \cos \omega t \quad (2.9)$$

(2.9) também pode ser reescrita para operação com fator de potência unitário. Em tal caso $\cos \varphi = 1$, e $\sin \varphi = 0$:

$$v_{x\ mod} = \left(\widehat{V} - R\widehat{I} - L_s \frac{d\widehat{I}}{dt} \right) \sin \omega t - X_s \widehat{I} \cos \omega t \quad (2.10)$$

A implementação do retificador controlado por tensão operando com fator de potência unitário está apresentado na Figura 2.18. Pode-se observar que não é necessário sensoriar as correntes de entrada. No entanto, para garantir os limites de estabilidade tão bons quanto os limites do retificador controlado por corrente mostrado na Figura 2.16, os blocos [- R - sL_s] e [X_s] da Figura 2.18, têm que emular e reproduzir exatamente os valores reais de R, X_s e L_s do circuito de potência. No entanto, esses parâmetros não permanecem constantes, e este fato afeta a estabilidade deste sistema, tornando-o menos estável do que o sistema mostrado na Figura 2.16.

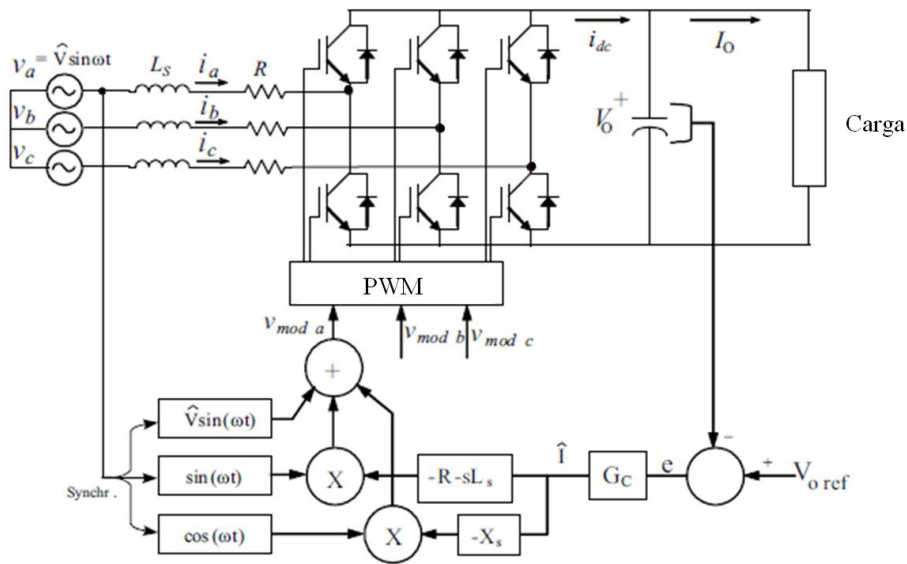


Figura 2.18 - Implementação do retificador controlado por tensão operando com fator de potência unitário.

2.2.2.1.4 - Controle Vetor-Espaço

Outro ponto de vista é controlar o retificador trifásico VSR no espaço vetorial d-q. As correntes de entrada $i_a, i_b, e i_c$, podem ser representadas por um único vetor complexo $i_s = i_d + j i_q$, definido por :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

onde $\theta = \omega_s t$.

Esta transformação pode ser aplicada a componente fundamental de tensão do PWM VSR e para $v_s = [v_a \ v_b \ v_c]^T$, onde pode ser demonstrado que o vetor de tensão obtida é $v_s = v_d$ e que o ângulo entre i_s e v_s

é o deslocamento entre a corrente de entrada e a tensão de entrada em cada fase. O circuito de potência obtidos com esta transformação e o esquema de controle são apresentados nas Figuras 2.19 e 2.20.

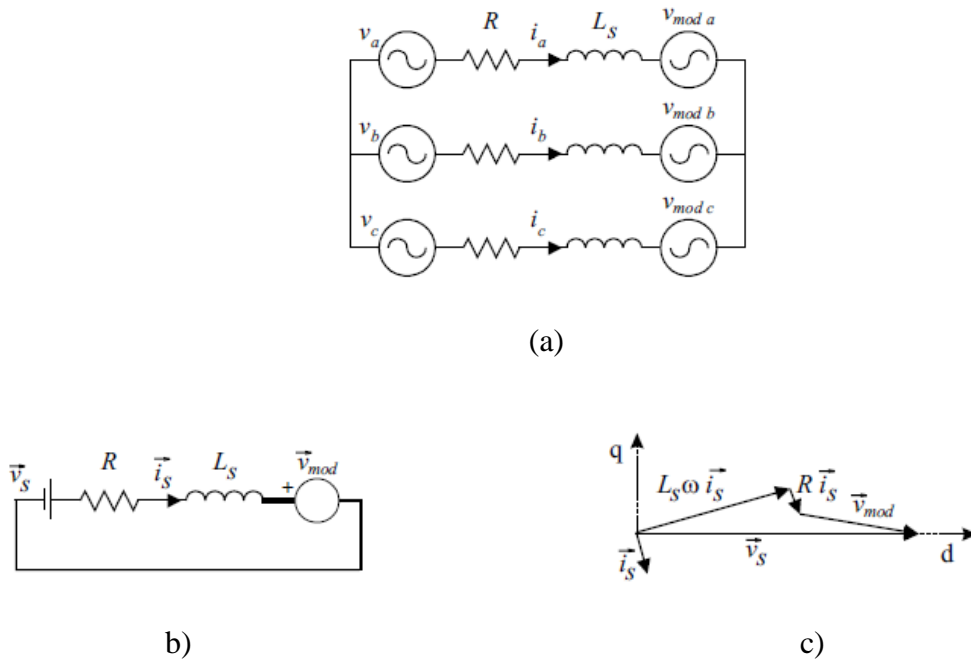


Figura 2.19 - O circuito de potência. a) Antes da transformação; b) Após a transformação; c) Quantidades no vetor-espaço d-q.

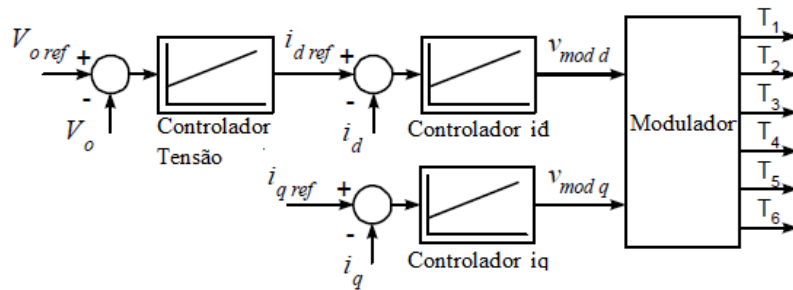


Figura 2.20. Esquema de controle vetor-espaço.

A tensão V_o do *link-CC* é controlada por um regulador PI, que fornece o valor de i_{dref} , enquanto i_{qref} é fixado em zero, de modo a obter um fator de potência unitário. Essas referências são comparadas com as correntes de entrada que estão em coordenadas d-q conforme (2.11). Dois controladores, tipicamente PI, fornecem os valores de v_{xmodd} e v_{xmodq} para o modulador do VSR. Os pulsos de acionamento para os transistores T1 a T6, podem ser obtidos de duas maneiras: transformando v_{xmodd} e v_{xmodq} para vetor espaço α - β de acordo com (2.12).

$$\begin{bmatrix} v_{mod \alpha} \\ v_{mod \beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{mod d} \\ v_{mod q} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

e um esquema de modulação vetor-espaco (SVM), ou aplicando a transformação inversa completa:

$$\begin{bmatrix} v_{mod\ a} \\ v_{mod\ b} \\ v_{mod\ c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{mod\ d} \\ v_{mod\ q} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

e utilizando o SPWM como mostrado na Figura 2.13.

2.3 – Retificadores PWM Fonte de Corrente

Retificadores fonte de corrente (CSR) são duais em relação aos retificadores fonte de tensão (VSR). Na verdade, eles podem produzir idênticas variáveis elétricas normalizadas. Uma topologia de potência e estratégia de controle e técnica de modulação são retratadas na Figura 2.21.

Um dos principais objetivos desses conversores estáticos de potência é produzir uma forma de onda de corrente CC controlável a partir da fonte CA de potência (ver Figura 2.21). Devido ao fato de que as correntes resultantes de linha $i_r = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ terem um elevado di/dt e a inevitável natureza indutiva da rede, um filtro capacitivo deverá ser colocado na entrada. Assim, fontes de corrente com formas de onda quase senoidal são tipicamente utilizadas em controles de velocidade em sistemas de média tensão (ASDs) e sistemas onde são necessários alta qualidade na forma de onda.

Devido ao fato do CSR poder ser modelado como uma fonte de corrente CC controlável, a carga natural é um inversor fonte de corrente (CSI) como nos ASDs [25]. Além disso, a natureza positiva da corrente i_{dc} e a bipolaridade da tensão V_o restringe o tipo chaves de potência para interruptores unidirecionais com capacidade de bloqueio de tensão reversa, como os GTOs e os IGCTs, recentemente introduzidos no mercado. Afim de se ter o chaveamento apropriado dos interruptores de potência na topologia CSR, duas restrições principais devem sempre ser atendidas: (a) o lado CA deverá ser predominantemente capacitivo, portanto, não deve ser curto-circuitado; isto implica que, no máximo, um interruptor superior (S1, S3, ou S5) e um interruptor inferior (S4, S6, ou S2) deve ser fechado em qualquer tempo, (b) o barramento CC é do tipo fonte de corrente e, portanto, não pode ser aberto, dessa forma, deve haver pelo menos um interruptor de topo e um interruptor inferior fechados todo o tempo (vide Figura 2.21). Ambas as restrições são resumidas ao fato de que em qualquer momento, apenas um interruptor superior e um interruptor inferior devem ser fechados [26]. As restrições são reduzidas a nove estados válidos em CSR trifásicos, onde os estados 7, 8 e 9 (Tabela 2.1) produzem correntes de linha CA i_r igual a zero. Neste caso, a corrente de roda livre do *link-CC*, deve circular através dos interruptores S1 e S4, S3 e S6, ou S5 e S2.

Existem várias técnicas de modulação que lidam com o requisitos especiais dos padrões do CSR. Entre elas, tem-se: (a) modulação por onda portadora; (B) modulação por eliminação seletiva de harmônica; (c) modulação por equalização harmônica, e (d) a técnica do vetor-espaço.

Tabela 2.1 – Estados topológicos válidos para o CSR trifásico.

Estado	Estado	i_{ra}	i_{rb}	i_{rc}
S_1, S_2 ON; S_3, S_4, S_5, S_6 OFF	1	i_{dc}	0	$-i_{dc}$
S_2, S_3 ON; S_4, S_5, S_6, S_1 OFF	2	0	i_{dc}	$-i_{dc}$
S_3, S_4 ON; S_5, S_6, S_1, S_2 OFF	3	$-i_{dc}$	i_{dc}	0
S_4, S_5 ON; S_6, S_1, S_2, S_3 OFF	4	$-i_{dc}$	0	i_{dc}
S_5, S_6 ON; S_1, S_2, S_3, S_4 OFF	5	0	$-i_{dc}$	i_{dc}
S_6, S_1 ON; S_2, S_3, S_4, S_5 OFF	6	i_{dc}	$-i_{dc}$	0
S_1, S_4 ON; S_2, S_3, S_5, S_6 OFF	7	0	0	0
S_3, S_6 ON; S_1, S_2, S_4, S_5 OFF	8	0	0	0
S_5, S_2 ON; S_6, S_1, S_3, S_4 OFF	9	0	0	0

2.3.1 - Esquema de Controle

As técnicas de modulação usam um conjunto de referências CA normalizadas $i_c = [i_{ca} \ i_{cb} \ i_{cc}]^T$ que devem ser senoidais, a fim de obter correntes de alimentação CA praticamente senoidais (i_s), como mostrado na Figura 2.21. Para simplificar a análise, uma fonte de corrente constante é utilizada no *link-CC* ($i_{dc}=I_{dc}$).

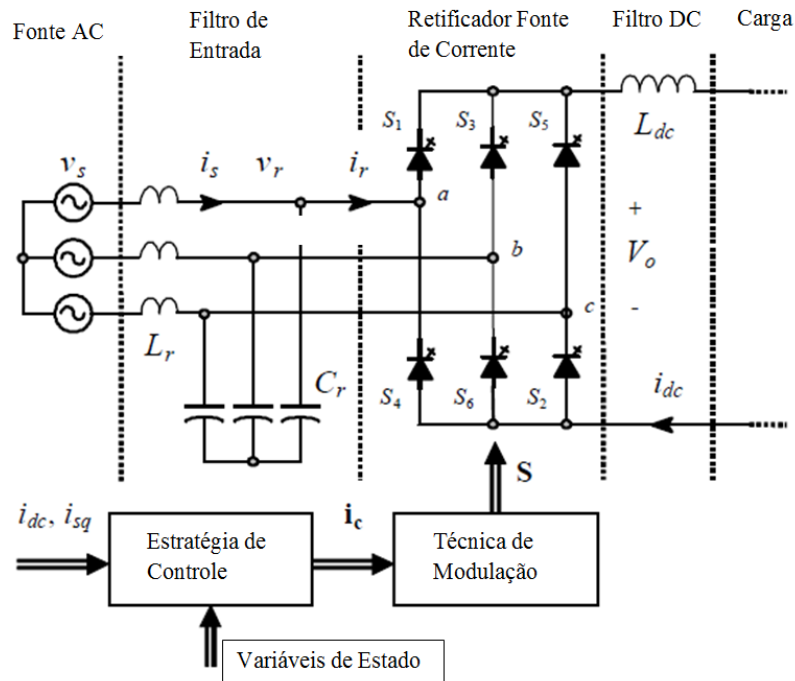


Figura 2.21 - Topologia do CSR trifásico, modulação e controle.

2.3.1.1 - Técnicas Baseadas em Onda Portadora

Foi demonstrado que a técnica PWM baseada em onda portadora inicialmente desenvolvida para inversores fonte de tensão trifásicos (VSI), pode ser estendida para os CSRs trifásicos. No circuito descrito em [26], obtém-se o padrão de chaveamento de um CSR a partir do padrão desenvolvido para o VSI. Como resultado, a corrente de linha normalizada é idêntica à tensão de linha normalizada num VSI para uma mesma portadora e sinais de modulação semelhantes. Exemplos de tais sinais de modulação são o próprio padrão sinoidal, senóide com injeção de sequência zero, trapezoidais, e formas de onda de banda morta. A Figura 2.22 mostra as formas de onda, se uma portadora triangular i_{tri} e um sinal de modulação senoidal i_c são combinados para geração do padrão de chaveamento. Pode se observar que a forma de onda da corrente de linha (Figura 2.22 c)) é idêntica àquela obtida nos VSIs trifásicos, onde a técnica SPWM é utilizada. Reforça-se então a questão da dualidade entre ambas as topologias quando modulações semelhantes são utilizadas. Portanto, para múltiplo ímpar de três da frequência m_f da onda portadora, irão aparecer na corrente CA harmônicas em frequências f_h centrada em torno de m_f e seus múltiplos, especificamente,

$$h = l \cdot m_f \pm k \quad l = 1, 2, \dots \quad (2.14)$$

onde $l = 1, 3, 5, \dots$ para $k = 2, 4, 6, \dots$ e $l = 2, 4, \dots$ para $k = 1, 5$ e $7 \dots$ tal que h não é um múltiplo de três. Para tensões v_r CA próximas de uma senóide, as harmônicas da tensão V_o no *link-CC*, são frequências normalizadas dadas por :

$$h = l \cdot m_f \pm k \pm 1 \quad l = 1, 2, \dots \quad (2.15)$$

onde $l = 0, 2, 4, \dots$ para $k = 1, 5$ e $7, \dots$ e $l = 1, 3, 5, \dots$ para $k = 2, 4, 6, \dots$ tal que $h = l \cdot m_f \pm k$ é positivo e não é um múltiplo de três. Esta análise mostra que para comutação em baixa frequência aparecerão várias harmônicas indesejáveis também de frequências baixas. Este efeito não é desejável porque os CSRs possuem filtros de 2ª ordem na sua entrada e assim poderemos ter algumas situações de ressonância. É por isso que nesse caso é preferível que se utilize o método de eliminação seletiva de harmônica, pois, ele permite que se defina qual será o espectro resultante.

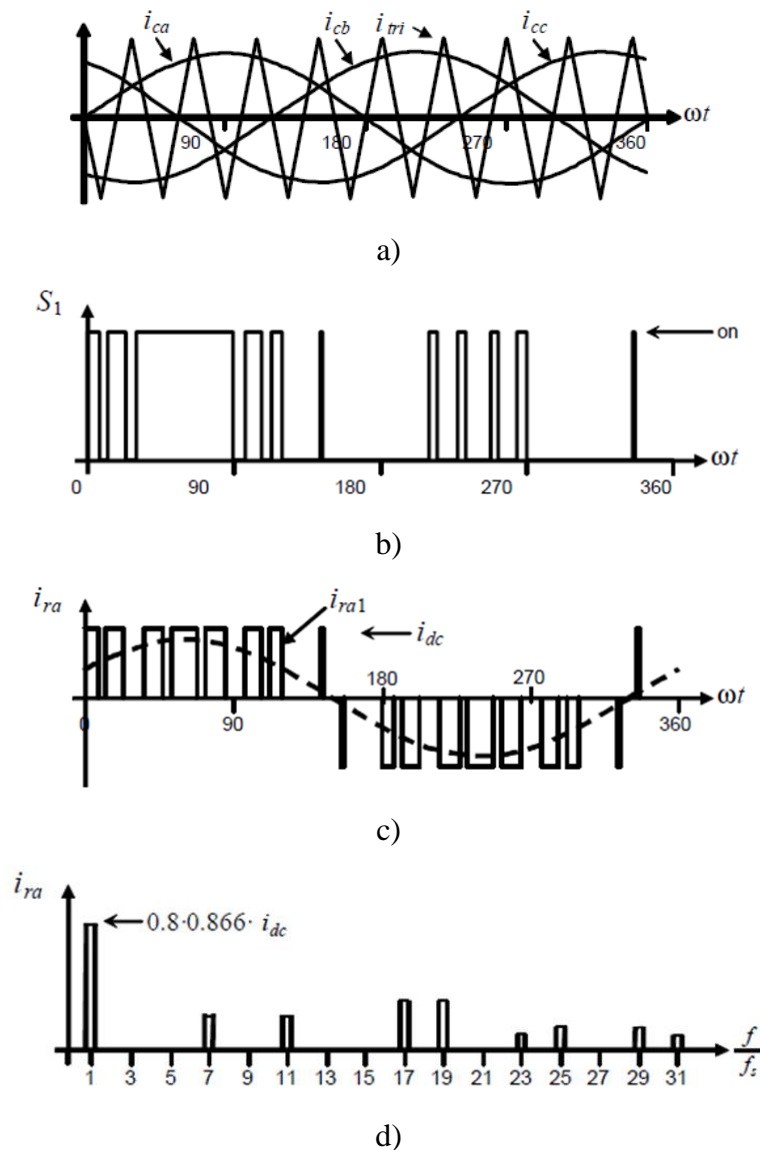


Figura 2.22 – Formas de ondas ideais do CSR trifásico com modulação SPWM: a) Portadora e e sinal de modulação; b) Chaveamento (estado) de S1; c) Corrente alternada gerada; d) Espectro da corrente alternada .

2.3.1.2 – Técnica de Eliminação Seletiva de Harmônica (SHE)

Esta técnica lida diretamente com os padrões de chaveamento do CSR. Ela estabelece como deverá ocorrer os sinais de chaveamento, a fim de eliminar alguns harmônicos predefinidos e controlar a amplitude da componente fundamental da corrente de entrada i_r . Em condições de equilíbrio, os ângulos de corte são projetados para eliminar apenas os harmônicos de frequências $h = 5, 7, 11, 13, \dots$. Em [27] é proposto um método direto para obter os ângulos para eliminar um determinado número de harmônicos. No entanto, apenas um número par de harmônicos pode ser eliminado. Já em [28], propõe-se a utilização de CSR monofásicos para formar estruturas trifásicas. Essa alternativa resolve o problema de não se ter que resolver equações não-lineares, no entanto, o número de interruptores aumenta até o dobro, em comparação com a configuração padrão de seis interruptores. Também [29] propõe um método para eliminar um número arbitrário de harmônicas, enquanto controla a componente fundamental da corrente alternada, usando os resultados obtidos no estudo dos VSIs [30]. Em geral as expressões para eliminar $N-1$ ($N-1 = 2, 4, 6, \dots$, par) harmônicas são dadas pelas seguintes equações,

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{2 + m\pi}{4} \quad (2.16)$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{1}{2} \quad \text{for } n = 5, 7, \dots, 3N - 2$$

onde $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$, deve satisfazer $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/3$. A Figura 2.24 mostra a distribuição de α_1, α_2 e α_3 para eliminar a 5ª e a 7ª harmônicas. Da mesma forma, as expressões gerais para eliminar $N-1$ ($N-1 = 3, 5 e 7, \dots$, ímpar) harmônicos são,

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{2 - m\pi}{4} \quad (2.17)$$

$$-\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) = \frac{1}{2} \quad \text{for } n = 5, 7, \dots, 3N - 1$$

onde $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$, deve satisfazer $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/3$. A Figura 2.23 mostra que a corrente de linha não contém a 5ª e 7ª harmônicas como era de se esperar. A ligação série / paralelo de CSRs é utilizada para melhorar a qualidade das formas de onda criando conversores n-pulso [25], [31]. Na verdade, um transformador delta-estrela, naturalmente, elimina 5ª e 7ª harmônicas e, portanto, as primeiras harmônicas indesejadas são a 12ª no lado CC e a 11ª e 13ª no lado CA. A ligações série / paralelo de conversores aumentam os graus de liberdade do sistema, então algoritmos modificados como o de equalização harmônica seletiva apresentado em [32], podem ser utilizados.

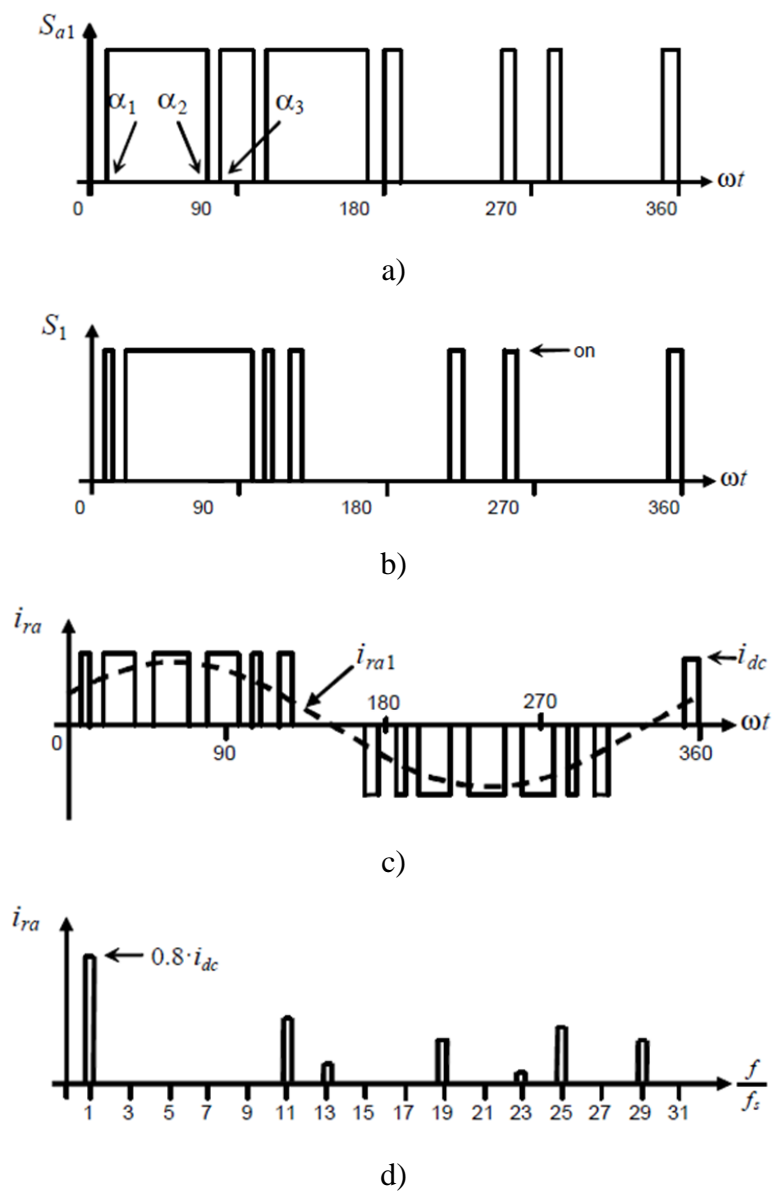


Figura 2.23 - Formas de onda para a técnica de SHE em CSR para eliminação de 5ª e 7ª harmônicas; a) O padrão de chaveamento para VSI; b) Padrão de propagação para os interruptores do CSR; c) Corrente de Linha i_{ra} ; d) Espectro de i_{ra} .

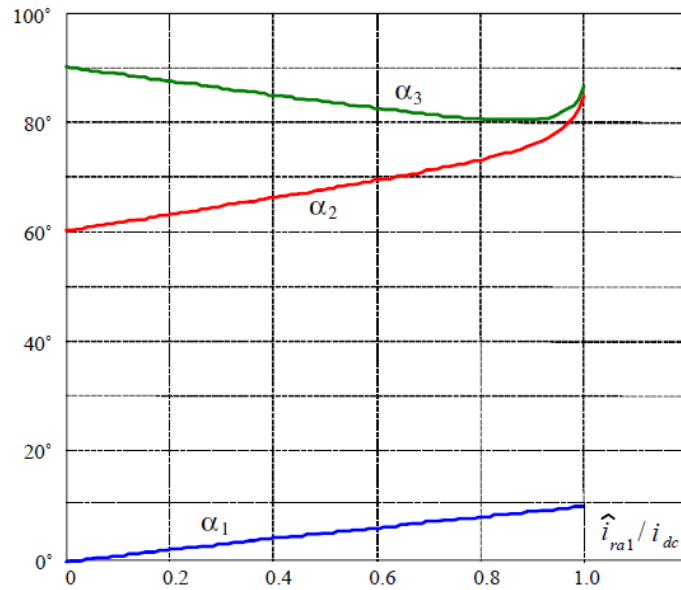


Figura 2.24 – Ângulo de chaveamento para eliminação de 5ª e 7ª harmônicas e controle de corrente nos CSRs trifásicos.

2.3.1.3 - Modulação Vetor-Espaço (SVM)

O objetivo desta técnica é gerar um PWM da corrente de linha i_r que em média, é igual ao valor das referências i_c dadas. Isto é feito digitalmente a cada período de amostragem, selecionando corretamente os estados válidos dos interruptores do CSR (Tabela 2.1) e o cálculo adequado do número de vezes que são utilizados dentro do período de comutação. A seleção e cálculos de tempo são baseadas na transformação de vetor-espço (SV) [33]. O vetor de modulação do sinal i_c pode ser representado pelo vetor complexo $I_c = [i_{c\alpha} \ i_{c\beta}]^T$, onde

$$i_{c\alpha} = \frac{2}{3} [i_{ca} - 0,5(i_{cb} + i_{cc})] \quad (2.18)$$

$$i_{c\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{cb} - i_{cc}) \quad (2.19)$$

Da mesma forma, a transformação SV é aplicada aos nove estados do CSR em relação a i_{DC} , que gera nove Vetores espaço (I_i , $i = 1, 2, \dots, 9$) conforme Figura 2.25. Como esperado, I_1 a I_6 são vetores de corrente de linha não nulos e, I_7 , I_8 e I_9 são vetores de corrente de linha nulos.

Se o vetor de sinal de modulação de i_c está entre os vetores arbitrários I_i e I_{i+1} , então I_i e I_{i+1} devem ser combinados com um vetor nulo de SV ($I_Z = I_7$ ou I_8 ou I_9) para gerar i_c . Para assegurar que a corrente gerada em um período de amostragem T_s (composta pelos vetores das correntes I_i , I_{i+1} e I_Z usadas durante os tempos T_i , T_{i+1} e T_Z) é, em média, igual ao vetor I_c , as seguintes expressões devem ser obedecidas,

$$T_i = T_s \hat{i}_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.20)$$

$$T_{i+1} = T_s \hat{i}_c \sin(\theta) \quad (2.21)$$

$$T_z = T_s - T_i - T_{i+1} \quad (2.22)$$

Onde $0 \leq \hat{i}_c \leq 1$ é o comprimento do vetor I_c .

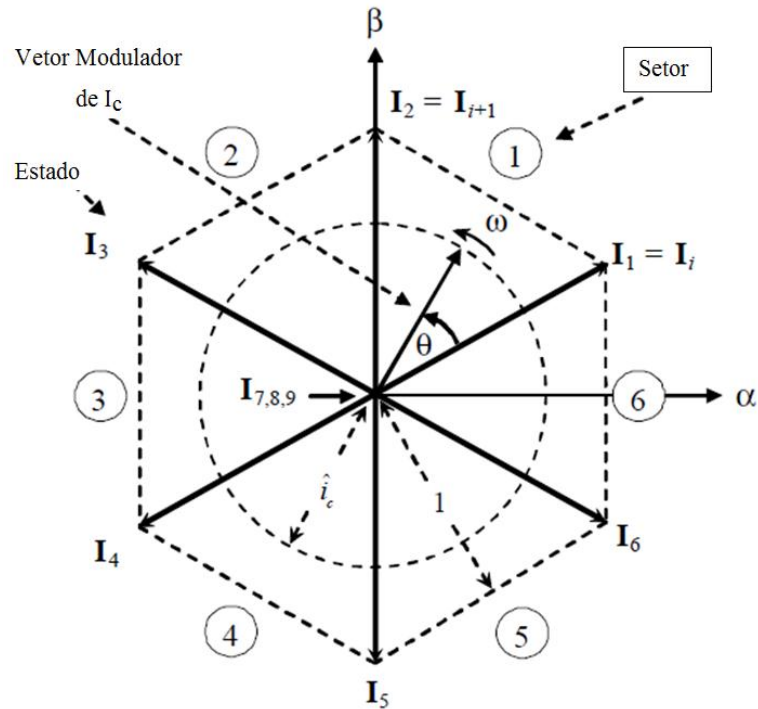


Figura 2.25 - A representação vetor-espço em CSIs.

Apesar da técnica SVM selecionar os vetores a serem utilizados e seus respectivos tempos e seqüências em que serão utilizados, a seleção do vetor-espço zero, e a freqüência de amostragem permanecem indeterminados. A seqüência estabelece a simetria dos pulsos de gatilho resultantes e, portanto, a distribuição da corrente através dos interruptores de potência. Mais importante ainda, é a freqüência de amostragem f_{sn} a qual deve ser um múltiplo inteiro de 6 para minimizar os harmônicos não característicos que aparecem em baixas freqüências de chaveamento. A Figura 2.26 mostra as formas de onda mais relevantes de um CSR-SVM. Pode ser visto que o primeiro conjunto de harmônicos indesejáveis na corrente de linha CA estão em f_s .

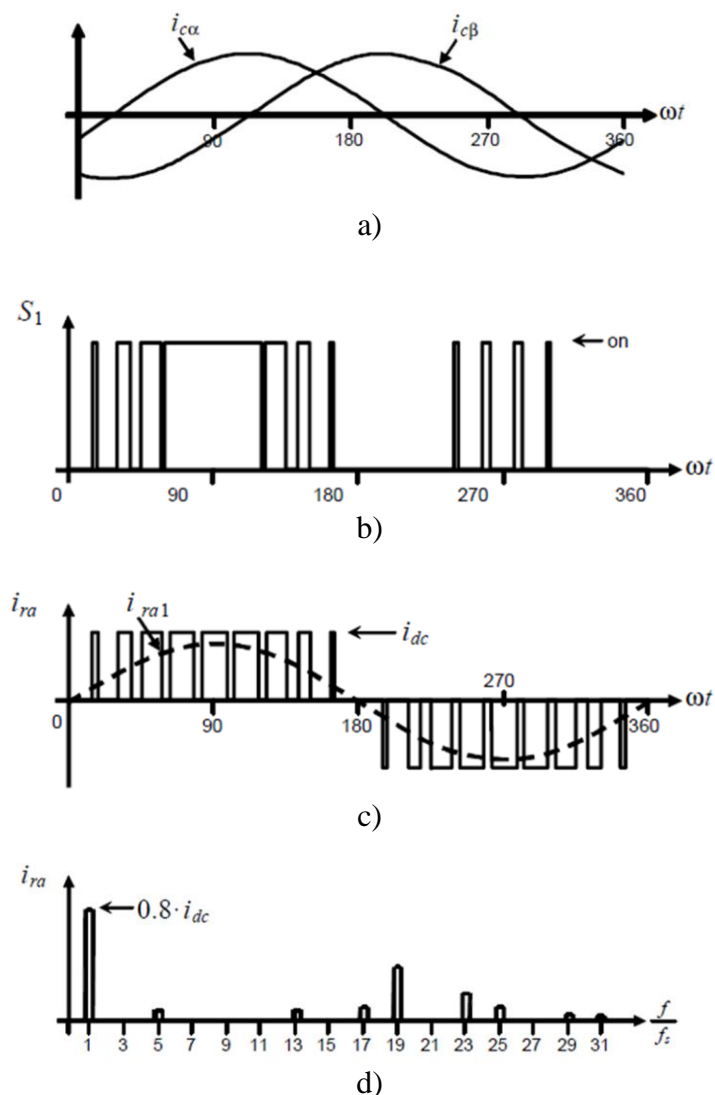


Figura 2.26 – Formas de ondas ideais na modulação SV: a) Os sinais de modulação; b) Chaveamento (Estados) de S_1 ; c) Corrente alternada; d) Espectro da corrente AC.

2.4 – Aplicações dos Retificadores PWM Regenerativos

Os Retificadores PWM Regenerativos são largamente utilizados em acionamento de máquinas, UPS's e em tração elétrica, podem ser divididos em três grandes grupos: Retificadores Fonte de Tensão Monofásicos, Retificadores Fonte de Tensão Trifásicos e Retificadores PWM trifásicos fonte de corrente. Sua disseminação se deu basicamente pela robustez e controle não muito complexo. Abaixo detalha-se cada uma das aplicações mais relevantes.

2.4.1 – Retificadores Fonte de Tensão Monofásicos

Os retificadores fonte de tensão monofásicos podem ser implementados em topologias como Retificador PWM conectado em Ponte e Retificador PWM Dobrador de Tensão os quais são detalhados a seguir.

2.4.1.1 – Retificador PWM Conectado em Ponte

a) UPS monofásicas: a distorção da corrente de entrada na linha de retificadores comutados com filtragem capacitiva é particularmente crítica em fontes de alimentação ininterrupta (UPS) alimentadas a partir de conjuntos motor-gerador. Devido a um maior valor da impedância do gerador, a distorção de corrente pode originar uma inaceitável distorção na tensão CA, que afeta o comportamento de todo o sistema. Por essa razão, nesta aplicação, é muito atraente o uso de retificadores com baixa distorção na corrente de entrada. A Figura 2.27 mostra o circuito de potência de uma UPS monofásica, que tem um retificador PWM em conexão de ponte no lado de entrada. Este retificador gera uma entrada de corrente senoidal e controla a carga da bateria, [37].

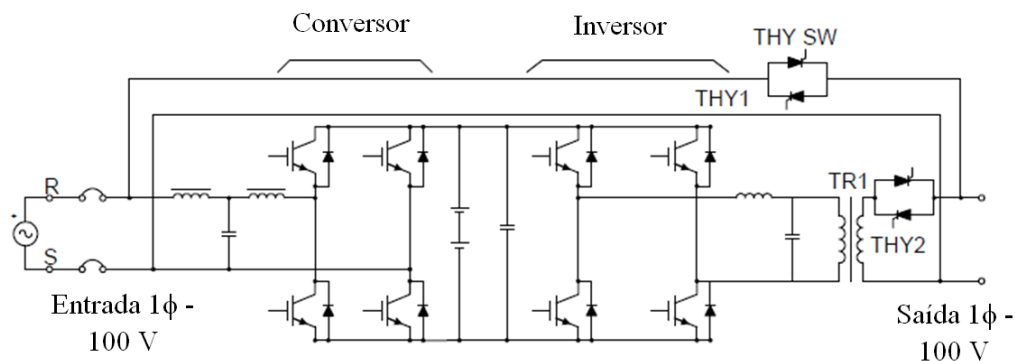


Figura 2.27 - UPS monofásica com retificador PWM.

b) unidade CA para locomotiva: Uma das mais típicas áreas e amplamente aceita de aplicação de alto fator de potência são os retificadores monofásicos em acionamento de locomotivas [34]. Com efeito, um pré-requisito essencial para o bom funcionamento do inversor trifásico fonte de tensão em locomotivas modernas é o uso de conversores quatro quadrantes do lado da linha, o que garante a tração e a frenagem, com redução de harmônicas na corrente de entrada. A Figura 2.28 mostra um circuito de energia simplificado de uma típica unidade de acionamento de uma locomotiva ligada a uma fonte monofásica [35], que tem um retificador de alto fator de potência na entrada.

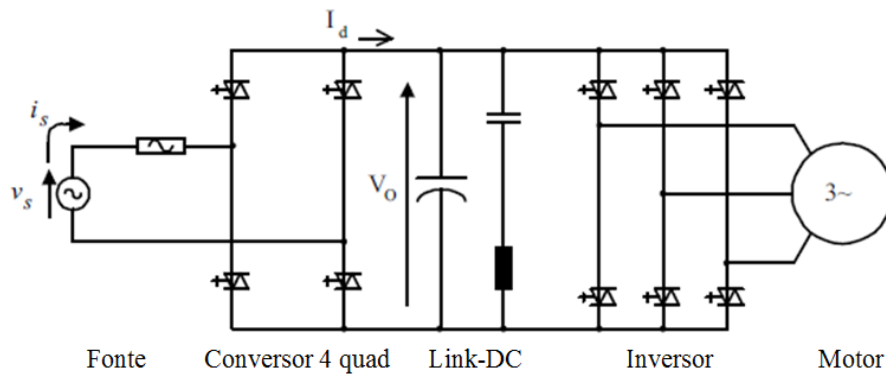


Figura 2.28 - Circuito de potência típico de uma unidade CA para locomotiva.

A Figura 2.29 mostra o diagrama do circuito principal do trem Shinkansen da série 300 [36]. Nesta aplicação a alimentação CA é proveniente de catenária superior e transmitida através de um transformador para retificadores PWM monofásicos que por sua vez fornecem tensão CC para os inversores. Os retificadores são capazes de controlar a entrada de corrente CA em uma forma de onda aproximadamente senoidal e em fase com a tensão de alimentação, conseguindo fator de potência perto da unidade tanto na tração quanto na frenagem regenerativa.

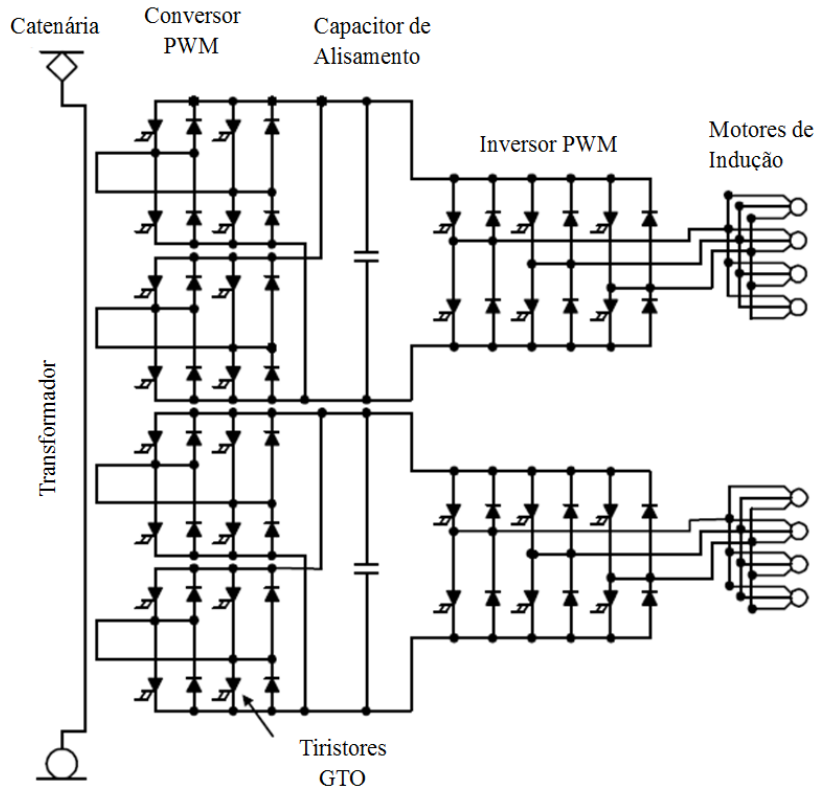


Figura 2.29 - Diagrama do circuito principal das locomotivas Shinkansen série 300.

2.4.1.2 - Retificador PWM Dobrador de Tensão

a) Acionamento de motor de indução de baixo custo: O desenvolvimento de sistemas de motores compactos de baixo custo é um tema muito importante, especialmente na faixa de baixa potência. A Figura 2.30 mostra um conversor de baixo custo para acionamento de motores de indução de baixa potência. Nesta configuração o motor de indução trifásico é alimentado através do conversor a partir de uma fonte de alimentação monofásica. Os transistores T1, T2 e os capacitores C1, C2 constituem o retificador monofásico dobrador de tensão, que controla a tensão do *link-CC* e gera corrente de entrada senoidal, trabalhando com fator de potência próximo à unidade [37]. Por outro lado, os transistores T3, T4, T5 e T6 e os capacitores C1 e C2 constituem o circuito de alimentação do inversor assimétrico que alimenta o motor. Uma importante característica desse circuito de potência é mostrado na Figura 2.30 onde é possível regenerar energia para a rede monofásica.

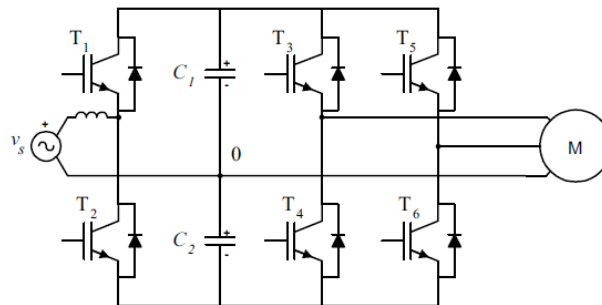


Figura 2.30 - Acionamento de motor de indução de baixo custo.

b) UPS: Outra aplicação comum para retificador PWM dobrador de tensão é em sistema UPS de baixo custo, conforme descrito em [38]. O número de interruptores de potência pode ser reduzido de 8 para 4, conforme pode ser visto na Figura 2.31.

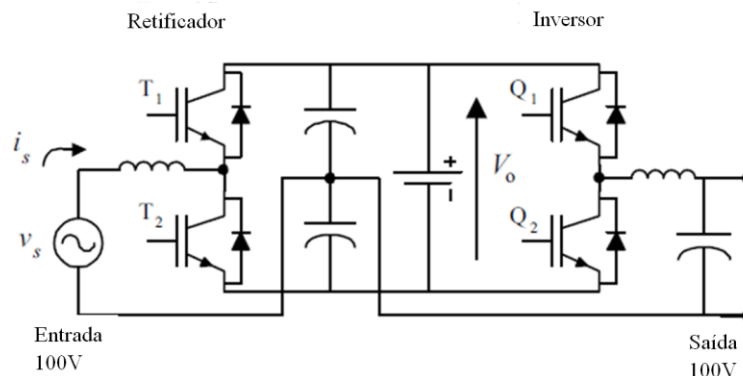


Figura 2.31 - UPS com retificador PWM dobrador de tensão.

2.4.2 – Retificadores Fonte de Tensão Trifásicos

Uma das aplicações mais importantes do VSR é no acionamento de máquinas. Na Figura 2.32 tem-se um conversor de frequência típico com um *link* retificador-inversor de comutação forçada. O lado retificador controla a corrente de entrada do *link-CC*, e o lado inversor controla a máquina que pode ser um motor de indução, uma máquina CC sem escovas ou ainda uma máquina síncrona. A reversão da velocidade e a regeneração de energia são possíveis com esta topologia. No lado retificador, o fator de potência pode ser controlado, e mesmo com uma carga indutiva, tal como uma máquina de indução, a fonte pode "ver" a carga como sendo capacitiva ou resistiva. O inversor se tornará um retificador durante a frenagem regenerativa, que é possível com escorregamento negativo de uma máquina de indução, ou ângulo de torque negativo em máquina síncrona e máquina CC sem escovas. Uma variação no acionamento da Figura 2.32 é encontrada em aplicações de tração elétrica. Veículos movidos a bateria usam o inversor como retificador durante a frenagem regenerativa, e às vezes o inversor é também utilizado como o carregador de bateria. Neste caso, o retificador pode ser alimentado por uma sistema monofásico ou trifásico.

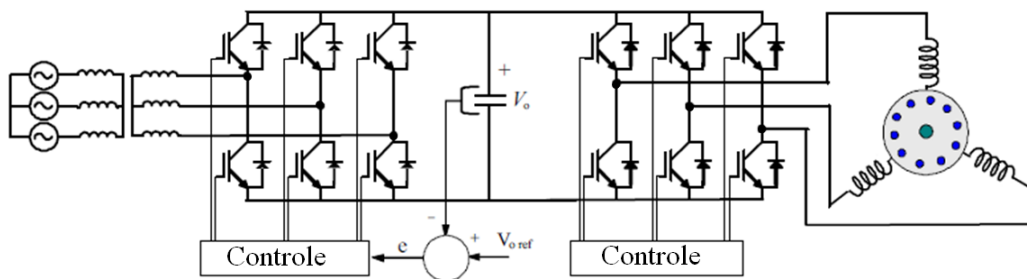


Figura 2.32 - Conversor de frequência com retificador em comutação forçada.

A Figura 2.33 mostra um sistema de ônibus elétrico alimentado por bateria. Este sistema usa o inversor de potência do motor de tração como retificador para duas finalidades : a frenagem regenerativa, e como carregador de baterias alimentado por uma fonte trifásica.

Outra aplicação do VSR é na geração de energia. Geração de potência a 50 ou 60 Hz normalmente requer velocidade constante das máquinas síncronas. Além disso, as máquinas de indução não são atualmente utilizadas em plantas de energia por causa de problemas de magnetização. Usando conversores com comutação forçada e *link* de frequência, a geração de frequência constante com velocidade variável é possível mesmo com geradores de indução.

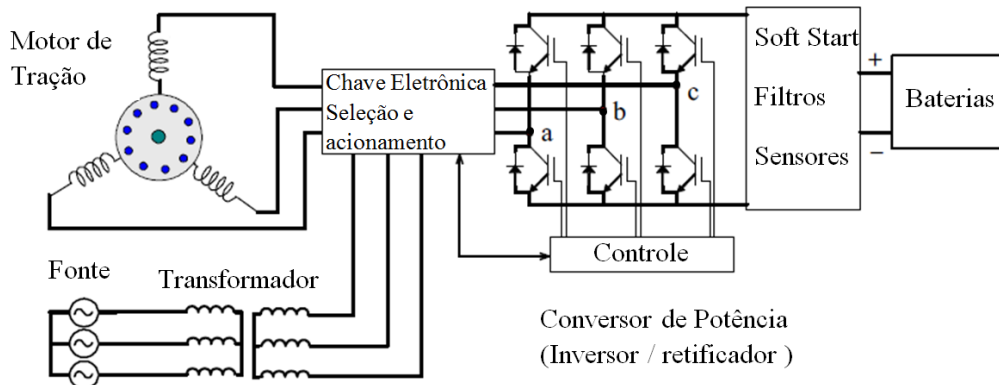


Figura 2.33 - Sistema de ônibus elétrico com frenagem regenerativa e carregador de bateria.

A planta de geração da Figura 2.34 mostra um gerador eólico implementado com uma máquina de indução, e um retificador-inversor com *link* de frequência conectado à rede. A tensão do *link-CC* é mantida constante com o conversor localizado no lado da rede. O conversor ligado no lado da máquina controla o escorregamento do gerador e ajustes de acordo com a velocidade do vento e/ou requisitos da energia a ser fornecida. A rede não é afetada pelo fator de potência do gerador de energia, porque os dois conversores mantêm o $\cos\phi$ da máquina independente da fonte de alimentação. A mesma configuração também funciona com máquinas síncronas.

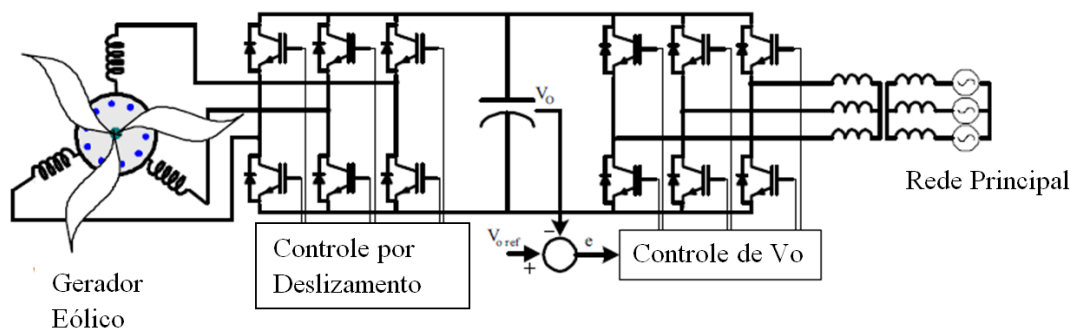


Figura 2.34 - Gerador eólico de velocidade variável com frequência constante .

Todo o VSR acima descrito, pode também ser implementado com conversores de três níveis [39], sendo o mais popular a topologia chamada de conversor com diodo grampeado, a qual é mostrada na Figura 2.35. A estratégia de controle é essencialmente a mesma descrita anteriormente. Esta topologia *back to back* trifásica é hoje o padrão de solução para laminadores de alta potência, que normalmente demandam quatro quadrantes de operação [40]. Além disso, esta solução apresentada foi recentemente introduzida para esteiras transportadoras de alta potência, as quais operam quase permanentemente em modo de regeneração [41].

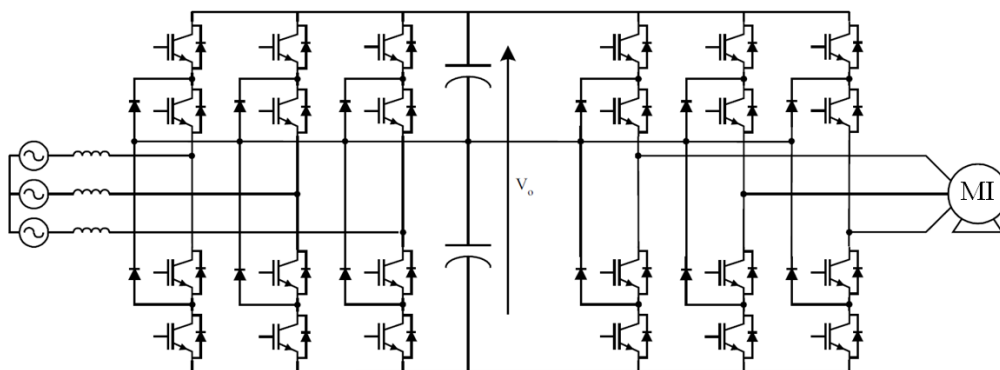


Figura 2.35 - Retificador fonte de tensão de três níveis alimentando um Inversor fonte de tensão de três níveis.

2.4.3 - Retificadores PWM Trifásicos Fonte de Corrente

Nos ASDs comerciais como o mostrado na Figura 2.36, o CSR tem o papel de manter a corrente no *link-CC* igual à de referência enquanto assegura fator de potência unitário. As unidades comerciais em aplicações de média tensão usam retificadores de alto desempenho baseado em dois CSR ligados em série, como mostrado na Figura 2.37. A utilização de um transformador especial elimina naturalmente os $5^a, 7^a, 17^a, 19^a, \dots, 6(2q + 1) \pm 1$ harmônicos de corrente na alimentação CA principal. Isto permite classificar essa topologia como genérica uma vez que cumpre com requisito de geração de harmônicos dentro das normas de instalações elétricas em aplicações de média tensão. Para controlar a corrente do *link-CC*, o padrão de propagação da modulada se obtém por meio da técnica de SHE o qual por padrão elimina os harmônicos $11^a, 13^a, \dots$. As vantagens adicionais deste ASD é a capacidade de regeneração natural pois o CSR pode inverter a tensão no *link-CC*, permitindo o fluxo de potência contínuo da carga para a alimentação CA. Finalmente, devido ao filtro capacitivo no lado do motor, as tensões no motor e, conseqüentemente, as correntes tornam-se quase senoidais. Isso reduz os torques pulsantes e as correntes de neutro. Estes são dois aspectos importantes a serem considerados em máquinas elétricas de média tensão.

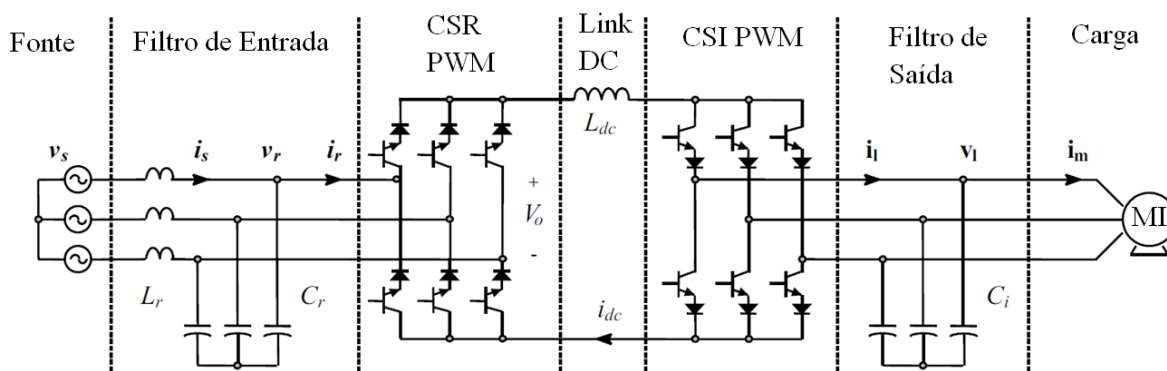


Figura 2.36 - ASD baseado em fonte de corrente no *link-CC*.

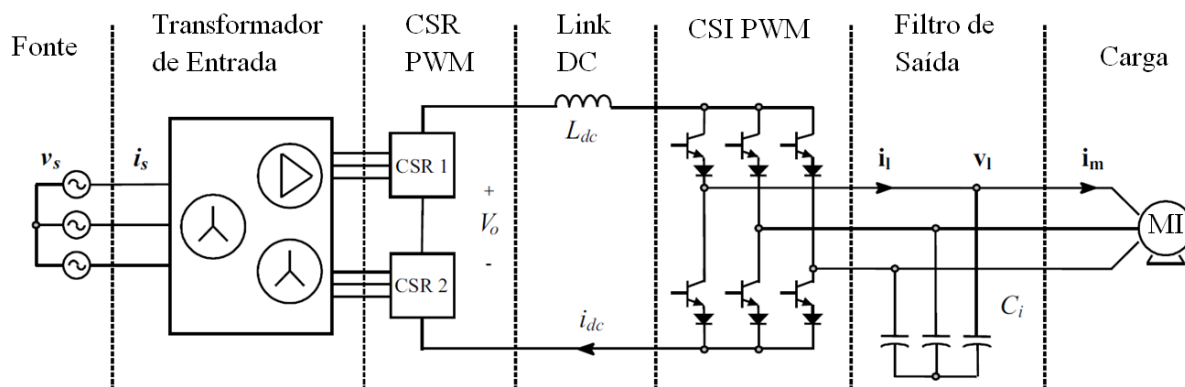


Figura 2.37 - CSI de alta potência com dois CSR conectados em série.

2.5 - Conclusões

Neste capítulo procurou-se analisar as topologias mais importantes e esquemas de controle usados nos conversores CA-CC com fluxo de potência bidirecional e de alto fator de potência, cada topologia tem suas vantagens e desvantagens que de forma sucinta estão listadas nas Tabelas 2.2 e 2.3 .

Tabela 2.2 - Avaliação dos métodos PWM

Método de Controle	Vantagens	Desvantagens
SHE	*Baixa frequência de Chaveamento	* Elevada Distorção Harmônica
	* Permite eliminar harmônicos específicos	* Algoritmos de controle complexos
		* Necessidade de guardar em tabela grande quantidade de dados
Vetor-Espaço	* Baixa Distorção Harmônica	* Alta Frequência de Chaveamento
	* Implementação fácil em sistemas digitais	* Sistemas de controle complexos
		* Difícil implementação em topologias multinível
PWM Clássico	* Baixa Distorção Harmônica	* Alta Frequência de Chaveamento
	* Fácil implementação com circuitos analógicos	
	* Implementação direta em topologias multinível	

Tabela 2.3 - Avaliação dos Retificadores PWM

Retificadores	Vantagens	Desvantagens
PWM VSR - 1 ϕ	*Controle Simples	* Ripple com frequência de 2w na tensão do <i>link-CC</i>
	* Baixas perdas de chaveamento	
PWM VSR - 3 ϕ	* Sem Harmônicas no <i>link-CC</i>	Controle complexo e o mais caro controle de malha
	Pode operar como retificador a diodo, na ausência de sinal de gatilhamento	* Presença de EMI
	Pode operar com circuito de carga aberto	* Alta Tensão de operação no <i>link-CC</i>
		* Não pode operar com carga curto-circuitada
PWM CSR - 3 ϕ	* Não requer capacitor no <i>link-CC</i>	*Filtro capacitivo de entrada propenso à ressonância
	*Reduzida EMI	*Sinal de gatilho deve estar sempre presente
	*Baixa Tensão de Operação no <i>link-CC</i>	* Não pode operar com circuito de carga aberto
	* Pode operar com carga curto-circuitada	

Os retificadores PWM regenerativos fonte de tensão têm-se desenvolvido muito, desde aplicações em fontes monofásicas de baixa potência até unidades de alta potência multinível.

Retificadores PWM regenerativos fonte de corrente são conceitualmente possíveis porém com poucas aplicações em acionamentos de motores de corrente contínua. O principal campo de aplicação desta topologia é como inversores fonte de corrente de média tensão.

Os métodos de controle desenvolvidos para esta aplicação permitem um controle eficaz das tensões e correntes de entrada e saída, afim de minimizar os elementos de estocagem de energia. Além do mais esta tecnologia tem sido submetida a cerca de três décadas a constante desenvolvimento teórico e tecnológico e pode-se concluir que esses retificadores de alto desempenho atendem aos padrões de normas modernas e têm sido amplamente aceitos na indústria.

CAPÍTULO III - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E FORMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAL MONOFÁSICO

3.1 - Introdução

Neste capítulo é feito um estudo do Conversor CA-CC *Boost* PWM Bidirecional Monofásico. Este conversor é utilizado comumente em circuitos de correção ativa de fator de potência que necessitam de regeneração de energia proveniente da frenagem de motores, regulação da tensão CC do barramento. Também são usados em outras aplicações, como filtros ativos, condicionadores de sinal, recicladores de energia, co-geração, dentre outras.

Uma característica deste retificador é ter o comportamento de uma fonte de corrente no estágio de entrada, ao invés da fonte de tensão presente na maioria dos retificadores.

3.2 - Estudo Qualitativo do Conversor

Neste capítulo é apresentado um estudo do conversor CA-CC *boost* bidirecional monofásico. Normalmente esses conversores são utilizados em circuitos de correção ativa do fator de potência que necessitam de regeneração de energia proveniente da frenagem de motores, em aplicações onde seja necessário a regulação da tensão no barramento CC, em filtros ativos, condicionadores de sinal, recicladores de energia e etc.

Uma característica bastante interessante é que nesta topologia o retificador tem comportamento de fonte de corrente no estágio de entrada, ao invés da fonte de tensão, como na maioria dos retificadores.

3.2.1 - Estrutura do Conversor

Na Figura 3.1 é mostrada a topologia que será utilizada para se efetuar os estudos relativos ao seu funcionamento e obtenção das equações mais importantes. Observa-se que a conexão do conversor com a rede dar-se-á através de um indutor L_{in} e no lado CC temos conectado um capacitor de filtragem C_0 .

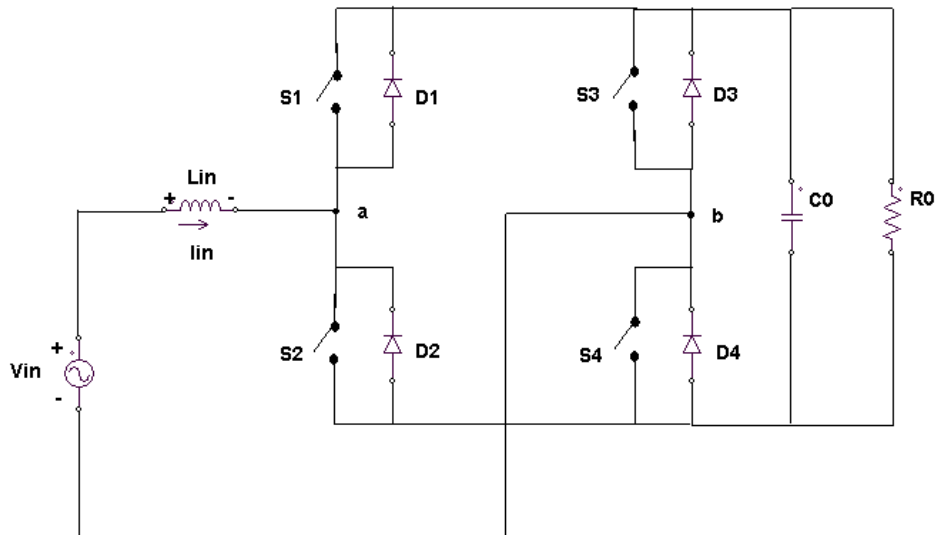


Figura 3.1 - Conversor reversível de corrente monofásico.

Quando a estrutura trabalha com um fluxo de potência da carga V_o (CC) para a fonte V_{in} (CA) o circuito opera como inversor. Essa situação ocorre nos períodos de frenagem do motor, onde a energia é devolvida para a rede de alimentação. Salienta-se que a fonte V_o é o circuito equivalente da associação paralela entre o capacitor C_o e o resistor R_o , como pode ser visto na Figura 3.1.

3.3 - Princípio de Funcionamento

A seguir serão analisadas as características de funcionamento do conversor, bem como seus principais quadrantes de operação.

Tendo em vista a simetria que esta estrutura possui far-se-á o estudo do princípio de funcionamento considerando apenas meio período da rede. Como foi mencionado na seção anterior, o capacitor da saída (C_o) e carga (R_o) foram substituídos por uma fonte de tensão ideal (Figura 3.2). Tal premissa é possível haja vista que a tensão na saída foi considerada constante, dessa forma facilita-se também a obtenção de todo o equacionamento. Por outro lado, a fonte de alimentação (fonte de tensão) associada com uma indutância em série comporta-se com uma fonte de corrente, com mostra a Figura 3.3.

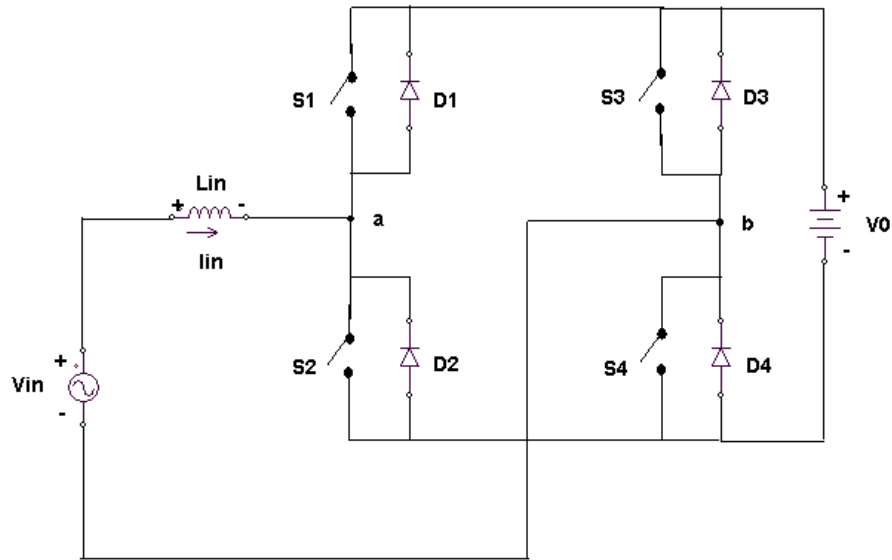


Figura 3.2 - Conversor reversível monofásico.

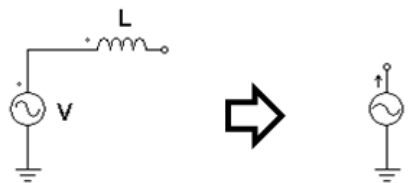


Figura 3.3 - Estrutura representativa de um fonte de corrente.

A Figura 3.4 mostra a fonte de alimentação senoidal e o indutor que estão presentes na entrada do circuito. Verifica-se, então, a polaridade da fonte de tensão e o sentido da corrente. Isto caracteriza o quadrante de operação do circuito, na qual a polaridade da fonte de tensão, como mostrado na Figura 3.4, é padronizada como estando atuando no semiciclo positivo. Desta maneira, se a corrente estiver “saindo” pelo positivo da fonte, será uma corrente positiva; se a corrente estiver “entrando” pelo positivo da fonte, será uma corrente negativa.

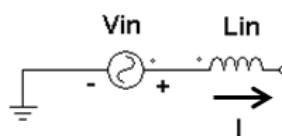


Figura 3.4 - Referência adotada para tensão e corrente positivas.

Como existem diferentes configurações de tensão e corrente, um plano cartesiano, será adotado como padrão, onde o eixo de ordenada representa a tensão e o eixo de abscissa representa a corrente. A Figura 3.5 mostra o plano cartesiano, com as respectivas polaridades para a tensão e corrente.

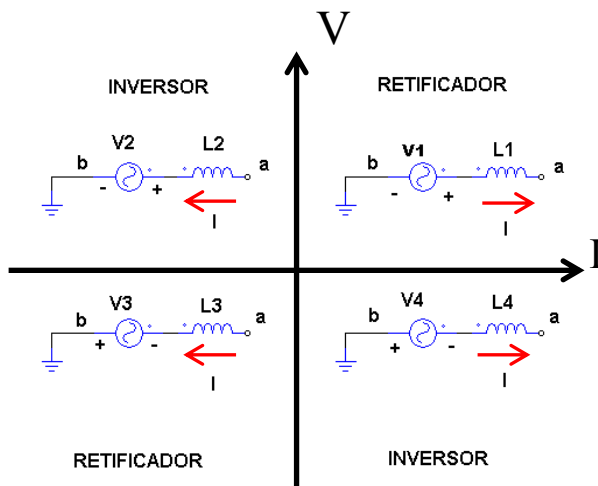


Figura 3.5 - Representação dos quadrantes de operação.

Pela inspeção da Figura 3.5, verificada-se as referências de tensão e corrente para cada quadrante, onde o circuito pode funcionar como retificador ou inversor:

- 1º quadrante: corrente positiva e tensão positiva – retificador;
- 2º quadrante: corrente negativa e tensão positiva – inversor;
- 3º quadrante: corrente negativa e tensão negativa – retificador;
- 4º quadrante: corrente positiva e tensão negativa – inversor.

Para reforçar esta análise, pode-se verificar o comportamento dos formatos de onda da tensão e corrente nas diferentes operações do circuito, de acordo com a Figura 3.6. Aqui já é estabelecida uma característica de fator de potência unitário, onde a forma de onda da corrente é praticamente senoidal. Quando o circuito opera como inversor, Figura 3.6, ocorre um defasamento de 180° entre tensão e corrente.

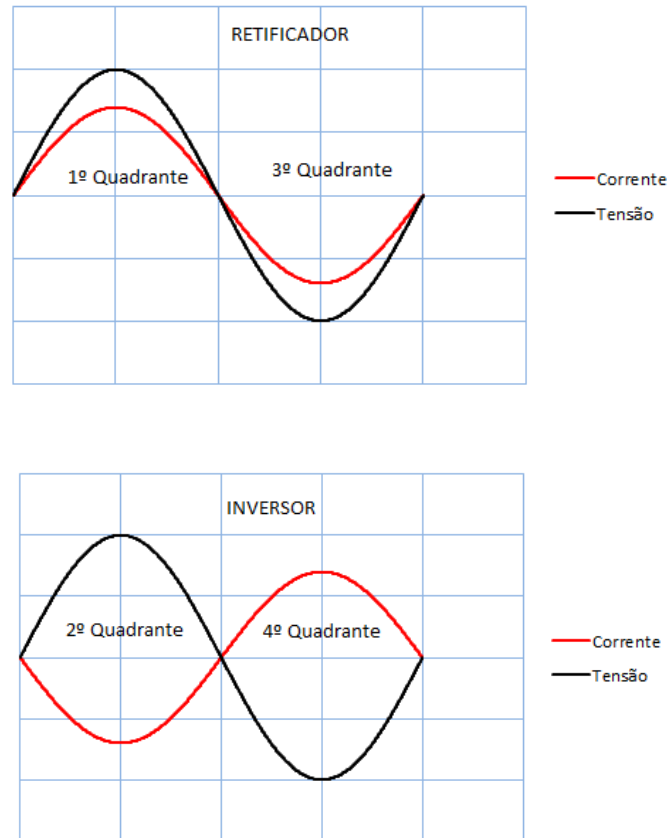


Figura 3.6 - Comportamento das formas de onda para retificador e Inversor.

Se esta relação *tensão x corrente* for positiva, caracteriza um fluxo de potência positivo, resultando assim uma operação com retificador, onde a fonte de tensão fornece energia para o barramento CC. Por outro lado, se a relação *tensão x corrente* for negativa, o fluxo de potência é negativo e o circuito opera como inversor, ou seja fornecimento de energia do barramento CC para a fonte de alimentação. Em cada quadrante existem duas etapas de operação, totalizando oito configurações distintas. Serão mostradas aqui apenas as quatro etapas em que o conversor atua como retificador. No capítulo V apresenta-se um estudo mais aprofundado sobre o conversor operando como inversor.

3.4 - Etapas de Funcionamento como Retificador

Descreve-se, a seguir, as etapas de funcionamento e formas de ondas básicas do conversor de corrente reversível monofásico. Como a cada período de chaveamento a corrente no indutor pode ser positiva, negativa ou ambas, analisa-se as duas primeiras possibilidades.

3.4.1 - Funcionamento no 1º Quadrante

1ª Etapa(T₀,T₁)

Nesta etapa de operação, a região do circuito por onde passa corrente é a mostrada na Figura 3.7. A corrente circula da fonte V_o para a fonte de alimentação V_{in} , através das chaves S2 e S3.

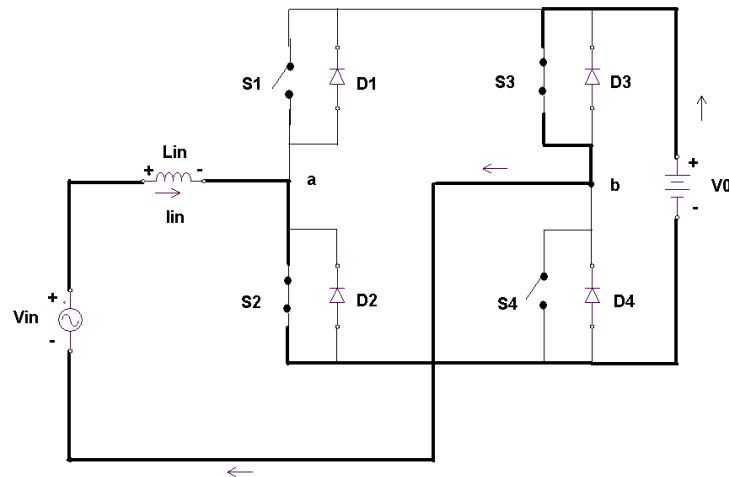


Figura 3.7 - 1ª etapa de operação para o 1º quadrante.

A partir das convenções adotadas, a fonte alternada está em seu semiciclo positivo, a corrente também é positiva, o que caracteriza um fluxo de potência positivo. Portanto, o circuito opera no 1º quadrante, e na função de retificador.

As chaves S2 e S3 são comandadas através de circuito de controle baseado em modulação PWM, o qual será melhor detalhado mais adiante.

A tensão sobre o indutor pode ser calculada por (3.1)

$$V_{Lin} - V_{in} - V_o = 0 \quad (3.1)$$

ou ainda

$$V_{Lin} = +V_o + V_{in} \quad (3.2)$$

Neste intervalo o indutor se carrega, aumentando a corrente que circula pelo circuito. Admite-se que as chaves são ideais.

2ª Etapa (T₁,T₂)

Nesta outra situação S2 e S3 deixam de conduzir e o comando habilita as chaves S1 e S4 a conduzirem. Mesmo estando habilitados a conduzir as chaves S1 e S4 não conduzem devido ao sentido

da corrente, e dessa forma o único caminho possível é que a condução ocorra através dos diodos D1 e D4 durante este intervalo de tempo. Na Figura 3.8 mostra-se o caminho descrito pela corrente.

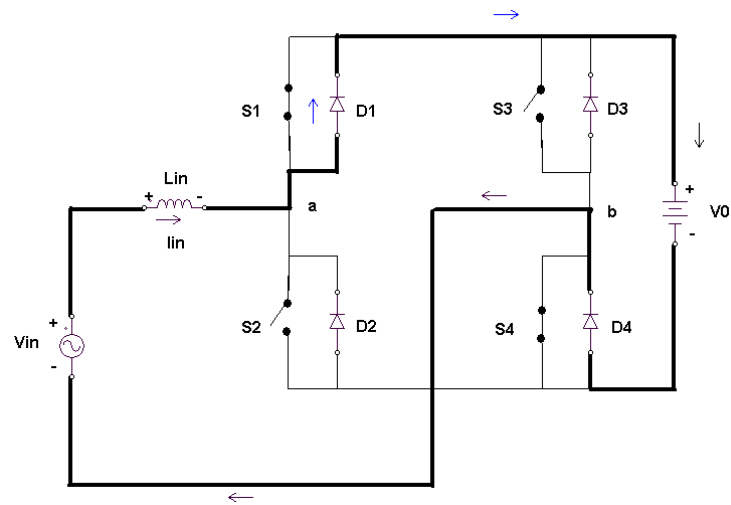


Figura 3.8 - 2ª etapa de operação para o 1º quadrante.

Pelo que já se viu conclui-se que o conversor está novamente operando no 1º quadrante. Nessa situação, a fonte V_o atua como um receptor de energia, descarregando parte da energia do indutor e diminuindo a corrente no circuito. Considerando que os diodos são ideais, ou seja, não possuem queda de tensão, a tensão sobre o indutor é dada por (3.3).

$$V_{Lin} - V_{in} + V_o = 0 \quad (3.3)$$

Isolando V_{Lin} em (3.3) tem-se ,

$$V_{Lin} = -V_o + V_{in} \quad (3.4)$$

É possível observar na Figura 3.9 que a tensão sobre o indutor varia de acordo com os valores estabelecidos em (3.1) e (3.4). No instante em que a tensão é negativa, a corrente decresce. Quando a tensão é positiva, a corrente se eleva. Pode-se representar essa variação de corrente por (3.5).

$$\Delta I_{Lin} = \frac{V_{Lin}}{L_{in}} \cdot \Delta t \quad (3.5)$$

Por inspeção em (3.5) verifica-se que a corrente sobre o indutor tem comportamento linear. Assim, quando a tensão sobre o indutor se torna positiva, a corrente tende a crescer linearmente até o seu valor máximo. Já o tempo de condução é definido pela razão cíclica D , implementada pelo controle baseado em modulação PWM.

Similar ao que foi visto na 1ª etapa de operação, a corrente que circula nas chaves S2 e S3 (Figura 3.9) é a mesma corrente do indutor, haja vista, que a queda de tensão nas chaves é considerada nula. Na 2ª etapa de operação estas chaves estão bloqueadas e portanto não há circulação de corrente nem por elas nem pelos diodos D2 e D3, assim a tensão sobre cada um é a tensão de saída V_o . Ainda nesta etapa identifica-se que há circulação de correntes pelos diodos D1 e D4, a qual passa também pelo indutor. Esses diodos quando polarizados reversamente, ficam submetidos a uma tensão reversa de valor V_o . Para as demais chaves a análise é semelhante.

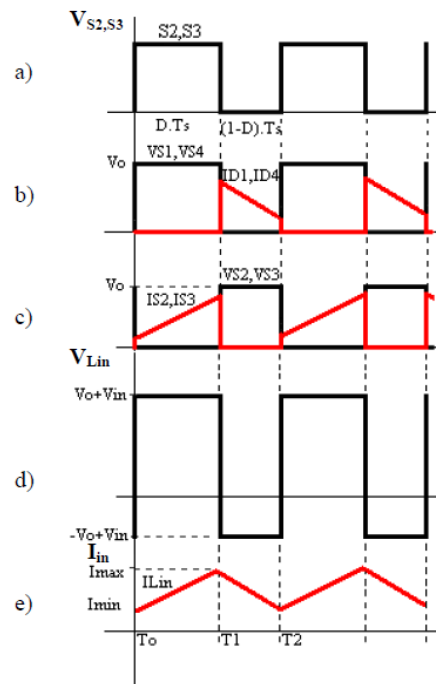


Figura 3.9 - Formas de onda para o 1º quadrante. a) Pulso de comando nas chaves S2 e S3. b) Tensão em S1 e S4 e Corrente em D1 e D4. c) Tensão em VS2 e VS3 e corrente em S2 e S3. d) Tensão sobre o indutor. e) Corrente no Indutor.

3.4.2 - Funcionamento no 3º Quadrante

1ª Etapa(T_0, T_1)

Nesta etapa, as chaves S2 e S3 são habilitadas pelo controle a conduzirem, fazendo com que S1 e S4 sejam bloqueadas. Como S2 e S3 não podem conduzir devido ao sentido da corrente, a circulação de corrente ocorre pelos diodos D2 e D3 durante este intervalo de tempo. Lembrando que o tempo de condução é controlado pela razão cíclica D. A Figura 3.10 mostra este caso.

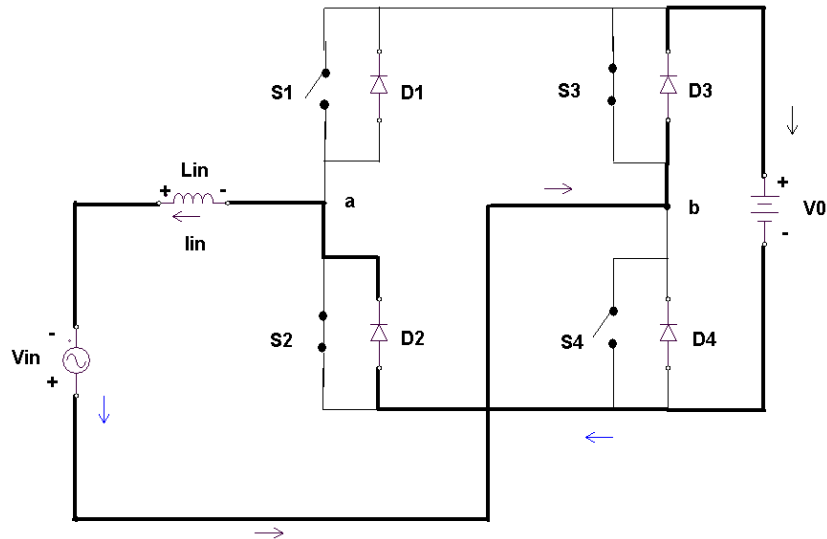


Figura 3.10 - 1ª etapa de operação para o 3º quadrante.

A região de operação se encontra no 3º quadrante e a fonte V_o atua como um receptor de energia, descarregando parte da energia do indutor e como consequência a corrente do circuito diminui. A exemplo do que se fez anteriormente, considerando a queda de tensão nos diodos como nula, a tensão sobre o indutor é dada por (3.6).

$$V_{Lin} + V_{in} - V_o = 0 \quad (3.6)$$

Isolando V_{Lin} em (3.6) tem-se,

$$V_{Lin} = +V_o - V_{in} \quad (3.7)$$

2ª Etapa

Na Figura 3.11 é mostrada o novo percurso da corrente ,ou seja, a corrente circula da fonte de alimentação V_{in} para a fonte V_o , através chaves S1 e S4.

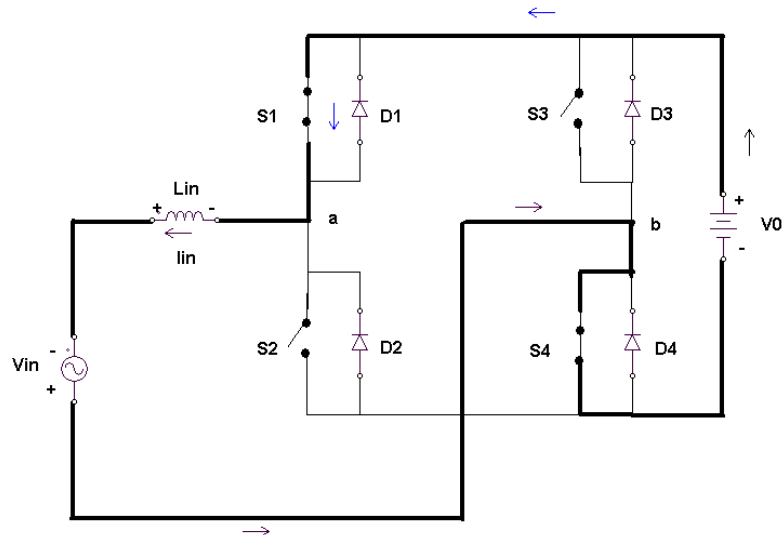


Figura 3.11 - 2ª etapa de operação para o 3º quadrante.

Como a fonte de alimentação (V_{in}) está em seu semiciclo negativo e a corrente nesse momento também é negativa, fica caracterizado um fluxo de potência positivo. Assim, tem-se o circuito operando no 3º quadrante e como retificador. Aplicando-se a 2ª lei de Kirchhoff à malha, obtém-se facilmente a tensão sobre o indutor dada por (3.8). Para se ter uma referência foi atribuída uma polaridade arbitrária na tensão sobre o indutor.

$$V_{Lin} + V_{in} + V_o = 0 \quad (3.8)$$

Isolando V_{Lin} tem-se,

$$V_{Lin} = -(V_o + V_{in}) \quad (3.9)$$

A tensão sobre o indutor varia de acordo com (3.1) e (3.2), conforme mostrado na Figura 3.12. Para facilidade de entendimento está supondo-se que a tensão no indutor seja quadrada o que não necessariamente condiz com a realidade. Observar ainda que pelo fato do indutor estar nesse intervalo se carregando, a corrente do circuito aumenta. Porém, no momento em que a tensão é negativa, a corrente decresce e volta a aumentar quando a tensão passa a ser positiva, uma vez que se está operando no 1º quadrante. Em (3.3) pode-se representar a variação da corrente no indutor.

Como mostrado na Figura 3.10, na 1ª etapa as chaves S1 e S4 estão bloqueadas e portanto sendo submetidas à tensão de saída V_o , já a corrente que circula no indutor é a mesma daquela obtida na 2ª etapa de operação. Os diodos D1 e D4 também não estão conduzindo e tensão sobre eles é V_o . Nos diodo D2 e D3 a corrente é a mesma que passa pelo indutor durante a 1ª etapa de funcionamento, porém na 2ª etapa a corrente é nula. Novamente estamos admitindo que as chaves e diodos são ideais.

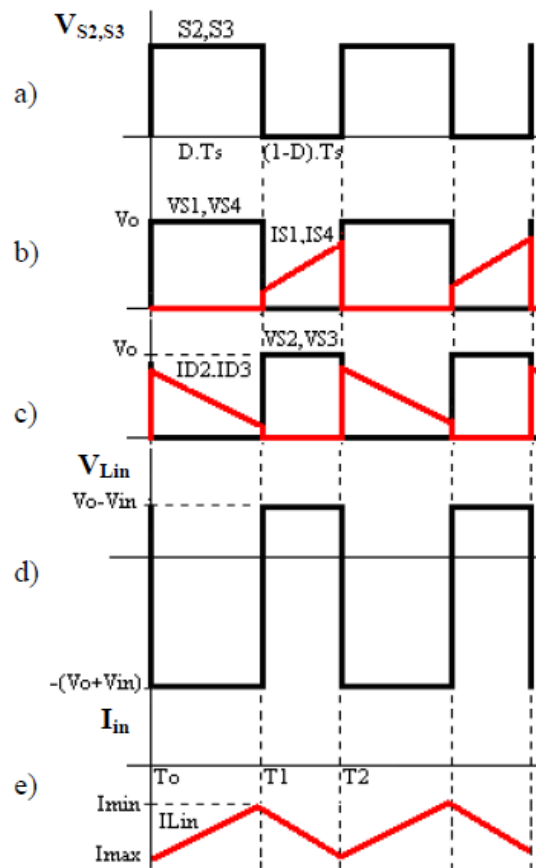


Figura 3.12 - Formas de onda para 3º quadrante. a) Pulso de comando nas chaves S2 e S3; b) Tensão em S1 e S4 e Corrente em S1 e S4; c) Tensão em S2 e S3 e corrente em D2 e D3; d) Tensão sobre o indutor. e) Corrente no Indutor.

3.5 - Análise Quantitativa

A análise quantitativa está diretamente ligada à técnica de comando e modulação utilizada. Detalhar-se-á aqui neste trabalho a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) utilizando o sinal modulador senoidal. Esta técnica baseia-se na comparação de dois sinais denominados sinal modulador e sinal portador, onde o sinal portador possui uma frequência muito maior que o sinal modulador e geralmente possui uma forma triangular ou dente de serra; já o sinal modulador possui uma frequência baixa, a qual é um espelho da fonte de alimentação. De acordo com os princípios da modulação PWM, as chaves são habilitadas sempre que o valor da onda portadora for maior que o sinal de referência senoidal, como mostra a Figura 3.13.

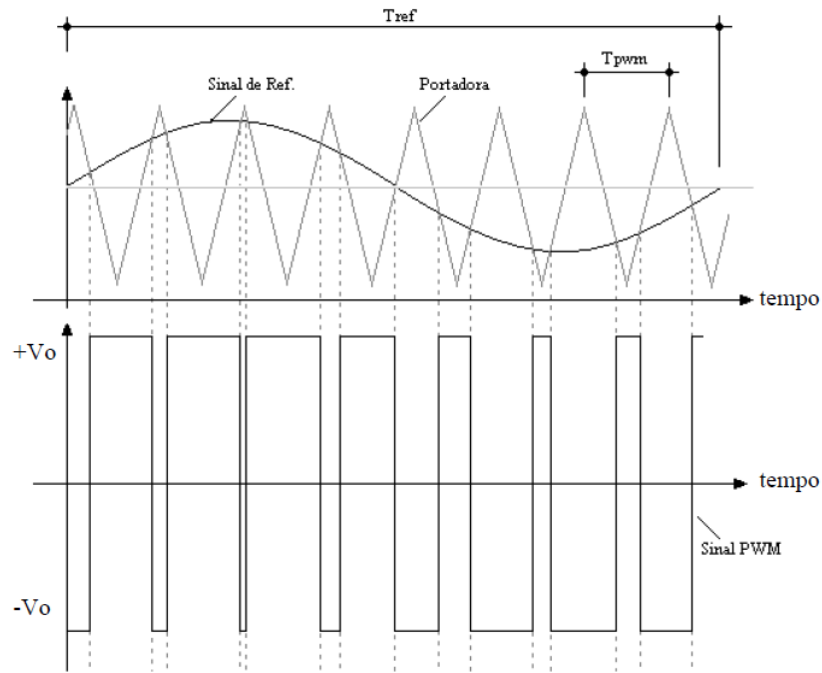


Figura 3.13 - Processo de geração de sinal PWM.

A portadora possui uma frequência dada por (3.10).

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.10)$$

Onde, T_s é o período de chaveamento. A relação entre a amplitude do sinal modulador e a amplitude do sinal da portadora é o índice de modulação deste sinal PWM, dado por

$$ma = \frac{V_{P_{moduladora}}}{V_{P_{portadora}}} = \frac{V_{Pab}}{V_o} \quad (3.11)$$

3.5.1 Definição das Principais Equações

Analisando-se um intervalo de tempo T_{PWM} , pode-se obter por (3.12) a tensão média aplicada à carga no respectivo período, sabendo-se que a tensão entre os pontos a e b (V_{ab}) varia entre dois níveis $+V_o$ e $-V_o$ e que D é a razão cíclica utilizada.

$$V_{ab_{med}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (-V_o) \cdot dt + \int_{DT_s}^{T_s} V_o \cdot dt \right] \quad (3.12)$$

Resolvendo e Rearranjando (3.12) tem-se :

$$V_{ab_{med}} = V_o \cdot (1 - 2D) \quad (3.13)$$

Desprezando a queda de tensão sobre o indutor de entrada (L_{in}) e que para um período da rede T_{ref} , a tensão no ponto V_{ab} varia senoidalmente, pode-se então calcular a tensão $V_{ab}(\omega t)$ para o período da rede através de (3.14)

$$V_{ab}(\omega t) = V_{in} = V_{P_{in}} \text{sen} \omega t \quad (3.14)$$

Assim, $V_{ab} = V_{P_{in}}$ onde, $V_{P_{in}}$ é o valor de pico da tensão de entrada e $\omega = \frac{2\pi}{T_{ref}}$. A amplitude da tensão de entrada pode ser expressa em função do índice de modulação através de (3.15).

$$\frac{V_{P_{ab}}}{V_o} = ma \quad (3.15)$$

$$V_{P_{ab}} = V_o \cdot ma$$

A tensão de entrada então pode ser reescrita substituindo (3.14) em (3.13), o que resulta em (3.16).

$$V_{ab}(\omega t) = V_o \cdot ma \cdot \text{sen} \omega t \quad (3.16)$$

Para obter a variação da razão cíclica basta combinar (3.13) com (3.15).

$$V_o \cdot ma \cdot \text{sen} \omega t = V_o \cdot (1 - 2D) \quad (3.17)$$

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot (1 - ma \cdot \text{sen} \omega t)$$

A Figura 3.14 mostra graficamente a variação da razão cíclica conforme (3.17), admitindo-se a título de exemplo $ma=0,7$.

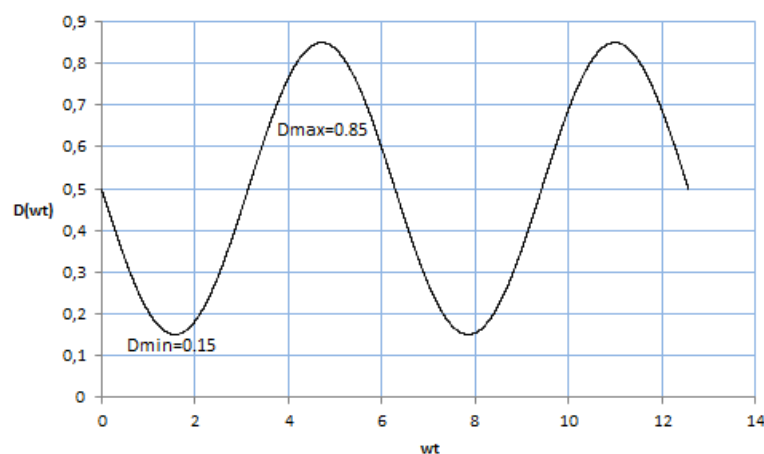


Figura 3.14 - Variação da razão cíclica em função de ωt .

Essa razão cíclica é a que será utilizada no controle PWM. Dessa forma, como V_{ab} é senoidal (3.16) e, supondo-se $V_o = 300V$ e $ma=0,7$, pode ser traçada a forma de onda de V_{ab} a qual é mostrada na Figura 3.15.

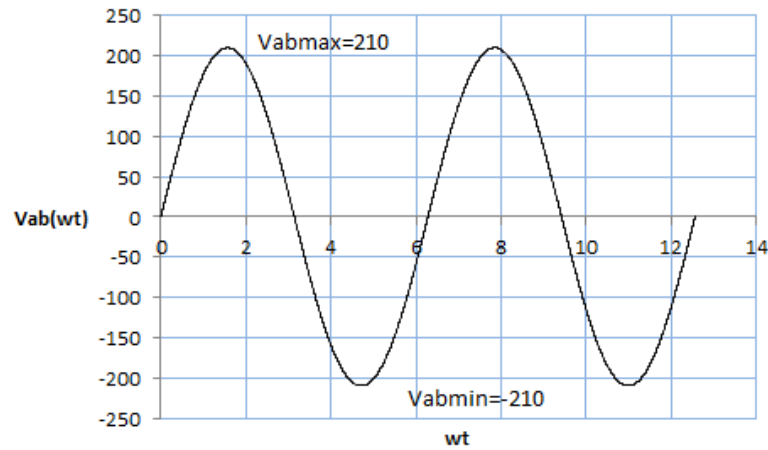


Figura 3.15 - Variação da tensão entre os pontos a e b em função da razão cíclica.

Em (3.18) a corrente de entrada pode ser dada pela relação entre a potência e a tensão de entrada.

$$I_{in}(\omega t) = \sqrt{2} \cdot \frac{P_{in}}{V_{in}} \cdot \text{sen}\omega t \quad (3.18)$$

Onde P_{in} é a potência de entrada do conversor e que pode ser relacionada com a potência da saída através de (3.19):

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.19)$$

Onde η é o rendimento do conversor. A potência de entrada pode ser relacionada com a tensão e carga de saída como:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.20)$$

Substituindo (3.20) em (3.19) tem-se,

$$P_{in} = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.21)$$

Assim, (3.18) pode ser reescrita por (3.22):

$$I_{in}(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \cdot \text{sen}\omega t \quad (3.22)$$

3.5.2 - Esforços nos Componentes

Para a obtenção dos esforços nos componentes adotar-se-á as seguintes premissas :

- Estratégia de controle a ser adotada é modulação PWM;
- A corrente de carga será considerada constante em cada período da modulação PWM.
- Tensão de alimentação sem harmônicos;
- Os diodos e as chaves são ideais .

3.5.2.1 - Equações para Esforços das Chaves

Para o cálculo da corrente através dos interruptores será utilizado apenas um período de condução do ciclo PWM, assim temos (3.23).

$$I_{Tmi} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} I_{in} \cdot dt \quad (3.23)$$

Resolvendo (3.23) e rearranjando obtém-se (3.24).

$$I_{Tmi} = I_{in} \cdot D \quad (3.24)$$

Efetuando-se a substituição de I_{in} e D chegamos a a que :

$$I_{Tmi}(\omega t) = \left(\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \cdot \text{sen}\omega t \right) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot ma \cdot \text{sen}\omega t \right) \quad (3.25)$$

Rearranjando (3.25) obtém-se (3.26).

$$I_{Tmi}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} (\text{sen}\omega t - ma \cdot \text{sen}^2\omega t) \quad (3.26)$$

Integrando (3.26) sobre um período do sinal de referência e ponderando que cada par de interruptor e diodo só conduz durante um ciclo, calcula-se a corrente média e a corrente eficaz nos interruptores.

$$I_{Tmed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{Tmi}(\omega t) \cdot dt \quad (3.27)$$

$$I_{Tmed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} (\text{sen}\omega t - ma \cdot \text{sen}^2\omega t) \cdot d\omega t \quad (3.28)$$

$$I_{Tmed} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{8\pi \cdot \eta \cdot V_{in}} (4 - ma\pi) \quad (3.29)$$

Calculando a corrente através de (3.30):

$$I_{I_{efi}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} I_{in}^2 \cdot dt} \quad (3.30)$$

resulta em:

$$I_{I_{efi}} = I_{in} \cdot \sqrt{D} \quad (3.31)$$

Substituindo $I_{in}(wt)$ e $D(wt)$ em (3.31) tem-se:

$$I_{I_{efi}}(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \cdot \text{sen}\omega t \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (1 - ma \cdot \text{sen}\omega t)} \quad (3.32)$$

$$I_{I_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{I_{efi}})^2 \cdot dt} \quad (3.33)$$

$$I_{I_{ef}} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{in}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - ma \frac{4}{3} \right)} \quad (3.34)$$

3.5.2.2 - Equações para Esforços dos Diodos

A corrente através dos diodos em antiparalelo é determinada de maneira análoga ao procedimento adotado para os interruptores, ou seja,

$$I_{Dmi} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} I_{in} \cdot dt \quad (3.35)$$

Através de (3.35) chega se a (3.36).

$$I_{Dmi} = I_{in} \cdot (1 - D) \quad (3.36)$$

$$I_{Dmi}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \cdot (\text{sen}\omega t + ma \cdot \text{sen}^2\omega t) \quad (3.37)$$

A corrente eficaz para os diodos é então :

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{Dmi}(\omega t) \cdot dt \quad (3.38)$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{2 \cdot \eta \cdot V_{in}} (\text{sen}\omega t + ma \cdot \text{sen}^2\omega t) dwt \quad (3.39)$$

Através de (3.39) chega se a (3.40).

$$I_{Dmed} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{8\pi \cdot \eta \cdot V_{in}} \cdot (4 + ma\pi) \quad (3.40)$$

Como a corrente eficaz para os diodos em antiparalelo é obtida por (3.41),

$$I_{Defi} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} I_{in}^2 \cdot dt} \quad (3.41)$$

e rearranjando (3.41) chega se a (3.42)

$$I_{Defi} = I_{in} \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (3.42)$$

Em (3.43) usa-se a definição para o cálculo da corrente eficaz, assim

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{Defi})^2 \cdot dt} \quad (3.43)$$

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \cdot \text{sen}\omega t \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot (1 - ma \cdot \text{sen}\omega t) \right) \cdot dt} \quad (3.44)$$

Por fim tem-se:

$$I_{Def} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{4} + ma \frac{2}{3} \right)} \quad (3.45)$$

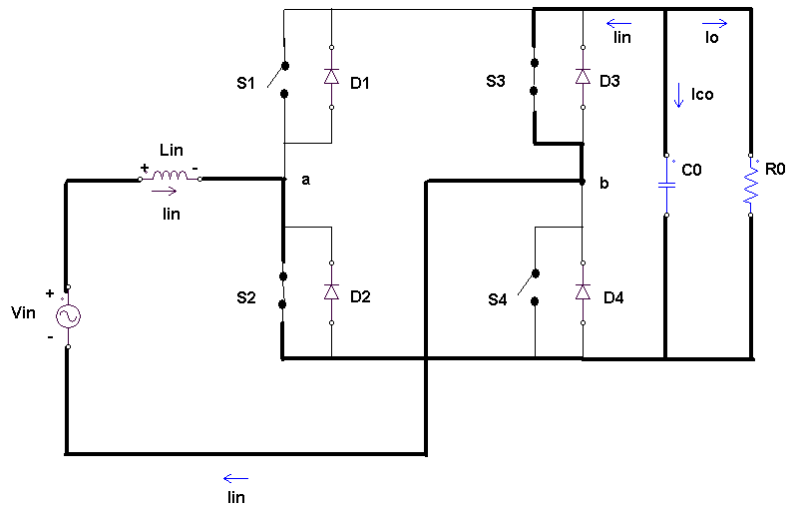
Como já foi visto anteriormente a tensão de pico a qual estarão sujeitos os interruptores e a tensão reversa aplicada aos diodos terão o seu valor igual a da tensão da saída V_o , ou seja:

$$V_{Tpico} = +V_o \quad (3.46)$$

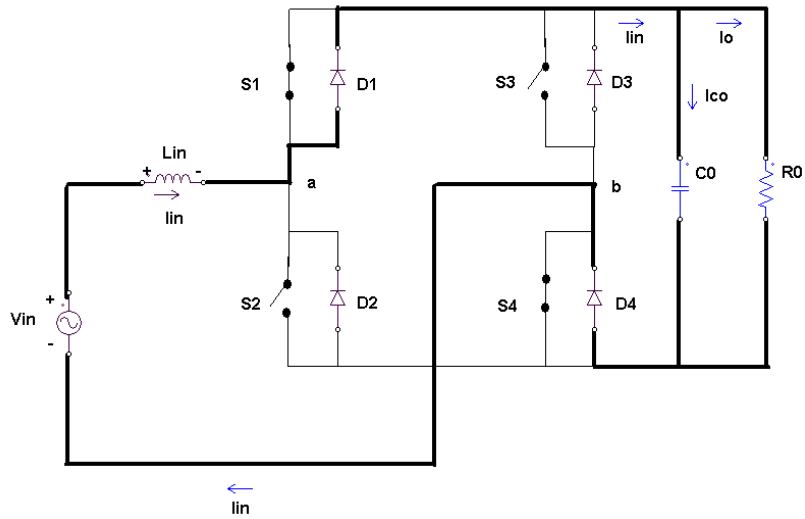
$$V_{Dpico} = -V_o \quad (3.47)$$

3.5.2.3 - Equações para Cálculo do Capacitor

Por inspeção nas Figuras 3.16 a) e b), verifica-se que para a operação no 1º quadrante, a corrente que circula pelo capacitor depende da corrente de entrada (I_{in}) e da corrente de saída (I_o).



a)



b)

Figura 3.16 - Etapas do funcionamento para um período de chaveamento no 1º quadrante. a) Chaves S2 e S3 acionadas; b) Chaves S1 e S4 acionadas.

Na Figura 3.17 mostra-se a forma de onda da corrente sobre o capacitor para um período de chaveamento, admitindo que a corrente que sai do capacitor é uma corrente positiva.

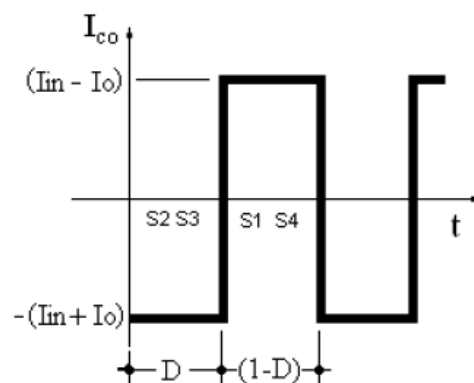


Figura 3.17 - Período de chaveamento para o 1º quadrante.

Através de (3.48) é possível calcular a corrente média no capacitor para um período de chaveamento.

$$I_{Cmi} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} -(I_{in} + I_o) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (I_{in} - I_o) dt \right] \quad (3.48)$$

Assim, chega-se à (3.49) e (3.50).

$$I_{Cmi} = -I_{in}D - I_oD + I_{in} - I_o - I_{in}D + I_oD \quad (3.49)$$

$$I_{Cmi} = I_{in}(1 - 2D) - I_o \quad (3.50)$$

Agora tem que se obter a corrente para um ciclo de rede completo. Para tanto e considerando a operação do conversor no 1º quadrante, efetua-se uma substituição de (3.16) e (3.19) em (3.29), e assim obtém-se (3.51). Salienta-se que para um semiciclo a corrente média no capacitor tem sua equação modificada devido à mudança na polaridade da tensão da rede.

$$I_{Cmed} = \left[\left(\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{in}} \right) \cdot \text{sen} \omega t \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{1}{2} (1 - ma \cdot \text{sen} \omega t) \right) \right] - I_o \quad (3.51)$$

Para o intervalo $[0, \pi]$, ou seja, 1º quadrante a equação (3.51) se transforma em (3.52).

$$I_{Cmed} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_{in}} \cdot ma \cdot \text{sen}^2 \omega t - I_o \quad (3.52)$$

A corrente eficaz instantânea é dada por (3.53):

$$I_{Cefi} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} [-(I_{in} + I_o)]^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} [(I_{in} - I_o)]^2 dt \right)} \quad (3.53)$$

Tem-se assim que :

$$I_{Cefi} = \sqrt{2 \cdot I_{in} \cdot I_o \cdot (2D - 1) + I_{in}^2 + I_o^2} \quad (3.54)$$

A corrente eficaz é obtida por (3.55)

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{Cefmi})^2 \cdot dt} \quad (3.55)$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2 \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \cdot -ma \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot I_o + \left(\frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \right)^2 \text{sen}^2(\omega t) + I_o^2 dt} \quad (3.56)$$

resultando em:

$$I_{cef} = \sqrt{\left(-ma \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_{in}} \cdot I_o\right) + \left(\frac{P_o}{\eta \cdot V_{in}}\right)^2 + I_o^2} \quad (3.57)$$

Em [42] têm-se a equação para o cálculo do capacitor a qual é rerepresentada em (3.58).

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi \cdot f \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \quad (3.58)$$

Onde ΔV_o é a variação da tensão de saída.

3.5.2.4 - Equações para o cálculo do indutor

A corrente que flui pelo indutor é caracterizada por uma forma senoidal retificada representada por uma componente de baixa frequência sobreposta a uma pequena componente de alta frequência.

A) Funcionamento no primeiro quadrante: $(0 - \pi)$

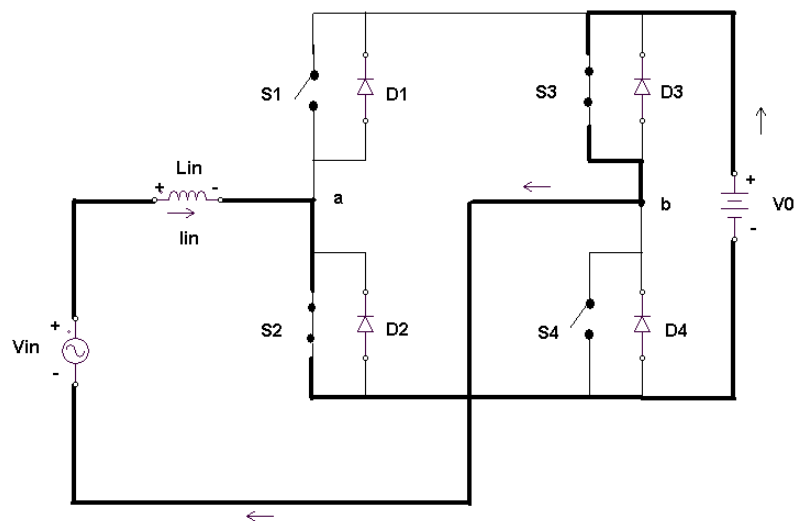


Figura 3.18 - 1ª etapa de operação para o 1º quadrante.

A tensão sobre o indutor pode ser calculada por (3.59), admitindo-se que as chaves são ideais.

$$V_{Lin} = +V_o + V_{in} \quad (3.59)$$

No primeiro quadrante de funcionamento tem-se (3.60), que mostra a relação entre corrente e tensão no indutor para este conversor. O valor da indutância deve ser calculado em função da variação máxima de corrente quando S2 e S3 estão conduzindo.

$$+V_o + V_{in} = L_{in} \frac{\Delta I_{Lin}}{\Delta t} \quad (3.60)$$

Para um período de funcionamento tem-se:

$$+V_o + V_{pin} \text{sen}\omega t = L_{in} \frac{\Delta I_{Lin}}{\Delta t} \quad (3.61)$$

onde:

$$\Delta t = D \cdot T_s \quad (3.62)$$

Assim:

$$\Delta t = L_{in} \frac{\Delta I_{Lin}}{+V_p \text{sen}\omega t + V_o} = D \cdot T_s \quad (3.63)$$

Substituindo (3.17) em (3.63), tem-se:

$$L_{in} \frac{\Delta I_{Lin}}{+V_{pin} \text{sen}\omega t + V_o} = \frac{1}{2} (1 - ma \cdot \text{sen}\omega t) \cdot T_s \quad (3.64)$$

Admitindo-se que $V_{pab} = V_{pin}$, normalizando (3.64) tem-se:

$$\overline{\Delta I_{in}} = \frac{L_{in} \cdot \Delta I_{Lin}}{T_s} = \frac{1}{2} (1 - ma \cdot \text{sen}\omega t) \cdot (+V_{pin} \text{sen}\omega t + V_o) \quad (3.65)$$

$$\overline{\Delta I_{in}} = \frac{L_{in} \cdot \Delta I_{Lin}}{T_s \cdot V_o} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} ma^2 \cdot \text{sen}^2 \omega t \quad (3.66)$$

A Figura 3.19 mostra a curva da ondulação de corrente parametrizada para um período da rede, e para alguns valores típicos de ma .

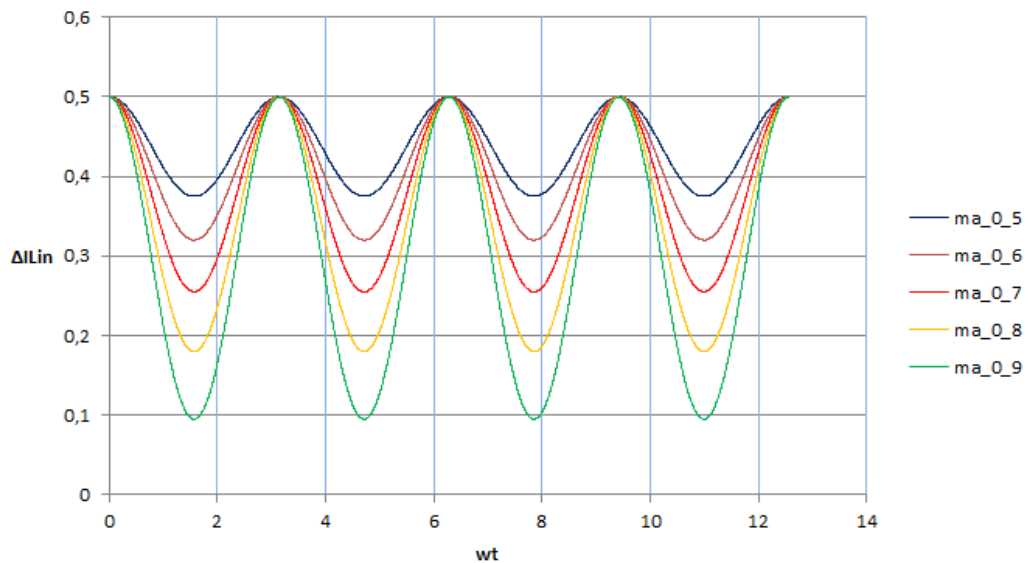


Figura 3.19 - Ondulação de corrente parametrizada em função de ωt para alguns valores típicos de ma .

Para o índice de modulação $ma = 0,7$ obtém-se a curva de ondulação da corrente no indutor L_{in} apresentada na Figura 3.20.

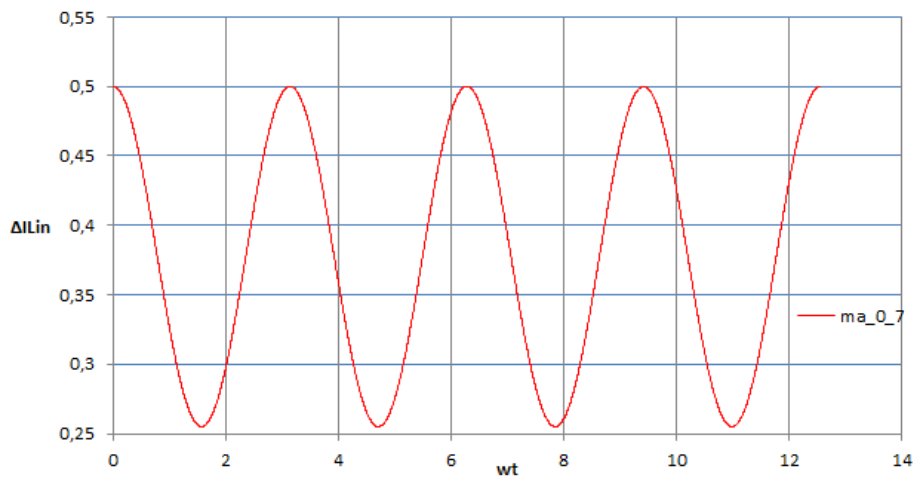


Figura 3.20 - Ondulação de corrente parametrizada para um período de funcionamento da rede.

Da Figura 3.20 observa-se que a máxima ondulação de corrente ocorre para wt igual a 90° , onde $\overline{\Delta I_{in}} = 0,5$. Portanto, para os valores especificados, a indutância pode ser definida por (3.67).

$$L_{in} = \frac{0,5 \cdot V_o}{\Delta I_{Lin} \cdot f_s} \quad (3.67)$$

3.6 - Conclusões

Neste capítulo foi apresentado a topologia do conversor CA-CC monofásico (retificador), bem como o seu funcionamento. Pode-se observar que uma característica deste retificador é a presença de uma fonte de corrente no estágio de entrada, ao invés da fonte de tensão, presente na maioria dos retificadores.

Foi também detalhado o funcionamento do conversor em cada um dos seus quatro quadrantes de operação e focado alguns aspectos, tais como a carga e descarga do capacitor durante um período de funcionamento.

Levantou-se, também, à luz da bibliografia existente as principais equações necessárias ao cálculo do indutor e o capacitor e dimensionamento dos interruptores e diodos.

CAPÍTULO IV - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E FORMULAÇÃO DO CONVERSOR CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAL TRIFÁSICO

4.1 – Introdução

O retificador PWM bidirecional trifásico é a estrutura mais mencionada na literatura quando se trata de retificadores trifásicos com elevado fator de potência. Devido à sua característica bidirecional, este é amplamente utilizado nas aplicações industriais, sobretudo em sistemas de acionamento de motores elétricos.

Existem inúmeros trabalhos referenciando este retificador, principalmente no estudo de novas técnicas de modelagem, controle e técnicas de comutação suave [43], [44], [45], [46], [47], [48].

A exemplo do que foi feito no capítulo anterior, apresenta-se aqui uma análise do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico bidirecional com o intuito de mostrar as principais equações de projeto e os níveis de tensão e de corrente nos seus componentes.

4.2 – Circuito Equivalente

Na Figura 4.1 mostra-se a topologia do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico. O retificador bidirecional, assim como os retificadores PWM unidirecionais estudados em [43], apresentam funcionamento distinto, porém simétrico, para cada um dos seis setores de 60° que compõe um período da tensão de alimentação.

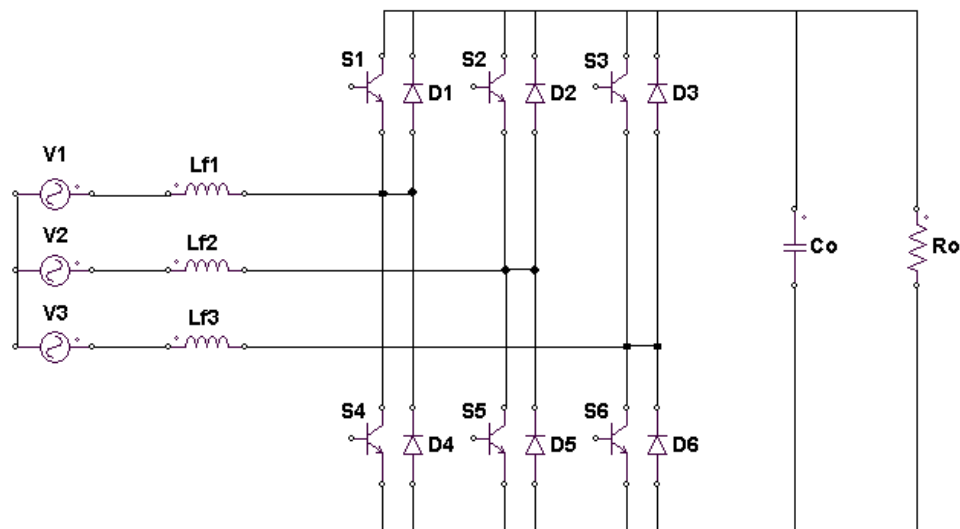


Figura 4.1 - Retificador *boost* PWM bidirecional trifásico.

Assim, a análise do retificador será realizada para um setor de 60° e seus resultados podem ser estendidos para os demais setores, completando a análise para todo o período da tensão de alimentação. As tensões de alimentação de fase são definidas pelas equações apresentadas em (4.1).

$$\begin{aligned} v_1(t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \\ v_2(t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) \\ v_3(t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (4.1)$$

A Figura 4.2 mostra o circuito simplificado relativo ao circuito do retificador da Figura 4.1

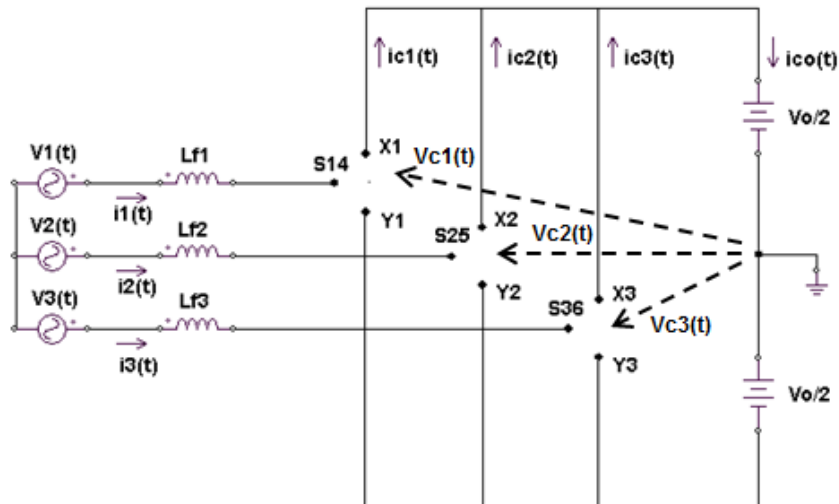


Figura 4.2 - Circuito simplificado do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico bidirecional.

Com base no circuito apresentado na Figura 4.2, pode-se observar que quando o interruptor S14 está na posição X1 tem-se $v_{c1}(t) = V_o/2$ e quando S14 está na posição Y1 tem-se $v_{c1}(t) = -V_o/2$. Estendendo esse raciocínio para os demais interruptores obtém-se (4.2).

$$\begin{aligned} S_1(t) = 1 &\Rightarrow S_{14} \rightarrow X_1 \Rightarrow v_{c1}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_1(t) = 0 &\Rightarrow S_{14} \rightarrow Y_1 \Rightarrow v_{c1}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_2(t) = 1 &\Rightarrow S_{25} \rightarrow X_2 \Rightarrow v_{c2}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_2(t) = 0 &\Rightarrow S_{25} \rightarrow Y_2 \Rightarrow v_{c2}(t) = -\frac{V_o}{2} \\ S_3(t) = 1 &\Rightarrow S_{36} \rightarrow X_3 \Rightarrow v_{c3}(t) = +\frac{V_o}{2} \\ S_3(t) = 0 &\Rightarrow S_{36} \rightarrow Y_3 \Rightarrow v_{c3}(t) = -\frac{V_o}{2} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Utilizando-se de (4.2), pode-se representar as tensões do retificador $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$ e $v_{c3}(t)$ como função das funções de comutação $S_1(t)$, $S_2(t)$ e $S_3(t)$, conforme (4.3).

$$\begin{aligned}
v_{c1}(t) &= \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_1(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\
v_{c2}(t) &= \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_2(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\
v_{c3}(t) &= \frac{V_o}{2} \cdot (2 \cdot S_3(t) - 1) = V_o \cdot \left(S_3(t) - \frac{1}{2} \right)
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Analisando-se o circuito da Figura 4.2 verifica-se que quando o interruptor S_{14} está na posição X_1 $i_{c1}(t) = i_1(t)$ e quando S_{14} esta na posição Y_1 $i_{c1}(t) = 0$. Usando-se o mesmo raciocínio para os demais interruptores tem-se (4.4).

$$\begin{aligned}
S_1(t) = 1 &\Rightarrow S_{14} \rightarrow X_1 \Rightarrow i_{c1}(t) = i_1(t) \\
S_1(t) = 0 &\Rightarrow S_{14} \rightarrow Y_1 \Rightarrow i_{c1}(t) = 0 \\
S_2(t) = 1 &\Rightarrow S_{25} \rightarrow X_2 \Rightarrow i_{c2}(t) = i_2(t) \\
S_2(t) = 0 &\Rightarrow S_{25} \rightarrow Y_2 \Rightarrow i_{c2}(t) = 0 \\
S_3(t) = 1 &\Rightarrow S_{36} \rightarrow X_3 \Rightarrow i_{c3}(t) = i_3(t) \\
S_3(t) = 0 &\Rightarrow S_{36} \rightarrow Y_3 \Rightarrow i_{c3}(t) = 0
\end{aligned} \tag{4.4}$$

Da mesma forma como foi efetuado para as tensões $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$ e $v_{c3}(t)$, das definições apresentadas em (4.4), pode-se representar as correntes do retificador $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$ e $i_{c3}(t)$ como função das funções de comutação $S_1(t)$, $S_2(t)$ e $S_3(t)$. Assim, têm-se (4.5).

$$\begin{aligned}
i_{c1}(t) &= S_1(t) \cdot i_1(t) \\
i_{c2}(t) &= S_2(t) \cdot i_2(t) \\
i_{c3}(t) &= S_3(t) \cdot i_3(t)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Também a corrente de saída $i_o(t)$ pode ser calculada conforme (4.6).

$$i_o(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) + i_{c3}(t) \tag{4.6}$$

Com a formulação obtida em (4.3), (4.5) e (4.6) é possível sintetizar o circuito equivalente para o retificador *boost* PWM bidirecional trifásico. O modelo apresentado na Figura 4.3 refere-se aos valores instantâneos das correntes e das tensões no retificador (modelo instantâneo).

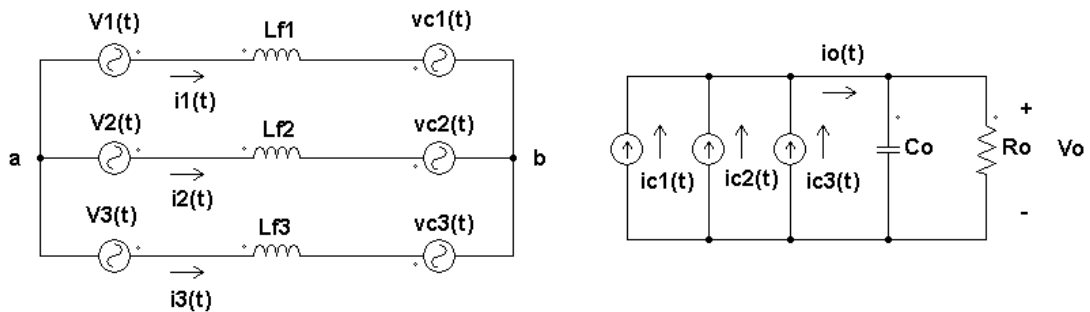


Figura 4.3 - Circuito equivalente para o retificador *boost* PWM bidirecional trifásico (modelo instantâneo).

Sendo os valores médios instantâneos definidos por:

$$\langle v_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.7)$$

$$\langle v_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_{c1,c2,c3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.8)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} v_o(\tau) \cdot d\tau \quad (4.9)$$

$$\langle i_{1,2,3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.10)$$

$$\langle i_{c1,c2,c3}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_{c1,c2,c3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.11)$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} i_o(\tau) \cdot d\tau \quad (4.12)$$

$$d_{1,2,3}(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+T_s} S_{1,2,3}(\tau) \cdot d\tau \quad (4.13)$$

Através da integração de (4.3), (4.5) e (4.6) no período de comutação, e substituindo-se pelas definições dos valores médios instantâneos acima, obtém-se:

$$\begin{aligned} \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} &= V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s} &= V_o \cdot \left(d_2(t) - \frac{1}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} \langle v_3(t) \rangle_{T_s} &= V_o \cdot \left(d_3(t) - \frac{1}{2} \right) \\ \langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} &\cong d_1(t) \cdot \langle i_1(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} &\cong d_2(t) \cdot \langle i_2(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{c3}(t) \rangle_{T_s} &\cong d_3(t) \cdot \langle i_3(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \langle i_{c1}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{c2}(t) \rangle_{T_s} + \langle i_{c3}(t) \rangle_{T_s} \quad (4.16)$$

Com a formulação obtida em (4.14), (4.15) e (4.16) sintetiza-se o circuito equivalente que descreve o comportamento dos valores médios instantâneos das correntes e das tensões no retificador. O circuito é apresentado na Figura 4.4.

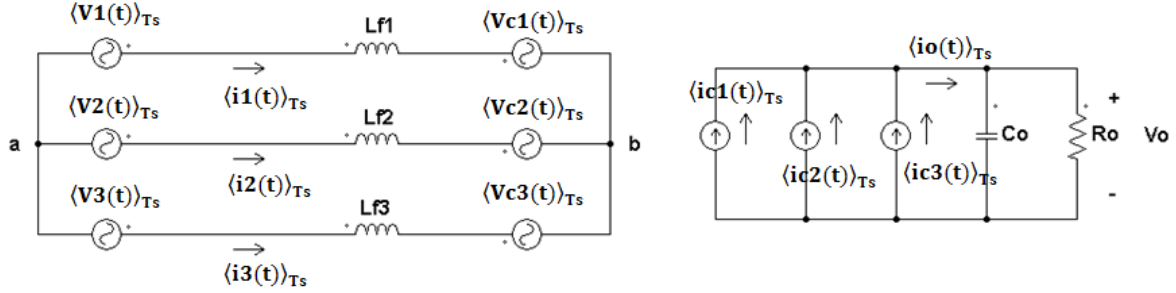


Figura 4.4 - Circuito equivalente para o retificador *boost* PWM bidirecional trifásico (modelo médio instantâneo).

Admitindo-se que está se operando em sistema trifásico simétrico e equilibrado, tem-se:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} + \langle v_2(t) \rangle_{T_s} + \langle v_3(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (4.17)$$

Da análise do nó “a” do circuito da Figura 4.4, obtém-se:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} + \langle i_2(t) \rangle_{T_s} + \langle i_3(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (4.18)$$

Considerando-se que as três indutâncias de entrada são iguais e valem L_f , basta derivar (4.18) e multiplica-las por L_f para obter (4.19).

$$\langle v_{L_{f1}}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{L_{f2}}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{L_{f3}}(t) \rangle_{T_s} = 0 \quad (4.19)$$

Calculando-se as equações de malha para as tensões de entrada e substituindo-se (4.17) e (4.19), tem-se:

$$\begin{aligned} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} &= \langle v_{L_{f1}}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c1}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} &= \langle v_{L_{f2}}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c2}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_3(t) \rangle_{T_s} &= \langle v_{L_{f3}}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{c3}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Rearranjando (4.20), e utilizando-se de (4.14), chega-se a (4.21).

$$\begin{aligned}
\langle v_1(t) \rangle_{T_s} &= L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_1(t) - \frac{1}{2} \right) \\
\langle v_2(t) \rangle_{T_s} &= L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_2(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_2(t) - \frac{1}{2} \right) \\
\langle v_3(t) \rangle_{T_s} &= L_f \cdot \frac{d}{dt} \langle i_3(t) \rangle_{T_s} + V_o \cdot \left(d_3(t) - \frac{1}{2} \right)
\end{aligned} \tag{4.21}$$

As equações (4.22) são escritas considerando-se que o retificador apresenta elevado fator de potência, as correntes de entrada são senoidais e estão em fase com as respectivas tensões de fase.

$$\begin{aligned}
\langle i_1(t) \rangle_{T_s} &= I_p \cdot \text{sen}(\omega.t) \\
\langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= I_p \cdot \text{sen}(\omega.t - 120^\circ) \\
\langle i_3(t) \rangle_{T_s} &= I_p \cdot \text{sen}(\omega.t + 120^\circ)
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Para obter-se as razões cíclicas faz-se a substituição de (4.22) em (4.21). Dessa forma :

$$\begin{aligned}
d_1(t) &= \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t) - \frac{\omega.L.I_p}{V_o} \cdot \cos(\omega.t) \\
d_2(t) &= \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t - 120^\circ) - \frac{\omega.L.I_p}{V_o} \cdot \cos(\omega.t - 120^\circ) \\
d_3(t) &= \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t + 120^\circ) - \frac{\omega.L.I_p}{V_o} \cdot \cos(\omega.t + 120^\circ)
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Tendo em vista que os termos cossenoidais são muito pequenos se comparados com os termos senoidais, eles são desprezados e assim as razões cíclicas do retificador *boost* PWM bidirecional ficam definidas por (4.24).

$$\begin{aligned}
d_1(t) &\cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t) \\
d_2(t) &\cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t - 120^\circ) \\
d_3(t) &\cong \frac{1}{2} + \frac{V_p}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega.t + 120^\circ)
\end{aligned} \tag{4.24}$$

4.3 – Estados Topológicos

Todo o equacionamento e os estados topológicos apresentados aqui referiam-se ao segundo setor, ou seja, $60^\circ \leq \omega.t \leq 120^\circ$. Nesse setor têm-se as seguintes condições:

$$\begin{aligned}
 v_1(t) &> 0 \\
 v_2(t) &< 0 \\
 v_3(t) &< 0
 \end{aligned}
 \tag{4.25}$$

Utilizando-se da Figura 4.2, verifica-se que cada um dos três interruptores controlados, têm dois estados possíveis de condução, perfazendo um total de oito estados topológicos. Em função da sequência estabelecida em (4.2), é apresentado na Tabela 4.1 uma síntese dos interruptores que estão em condução ou bloqueados em cada estágio topológico. Adota-se 1 para designar que o interruptor está em condução e 0 para designar estado de bloqueio. Salienta-se que os interruptores de cada braço são comandados de forma complementar.

Tabela 4.1 - Definição dos estados topológicos.

Estado Topológico	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	1	1	0	0	0
2	1	1	0	0	0	1
3	1	0	1	0	1	0
4	1	0	0	0	1	1
5	0	0	1	1	1	0
6	0	1	1	1	0	0
7	0	1	0	1	0	1
8	0	0	0	1	1	1

Para facilidade de entendimento apresenta-se na Figura 4.5 os oito estados topológicos.

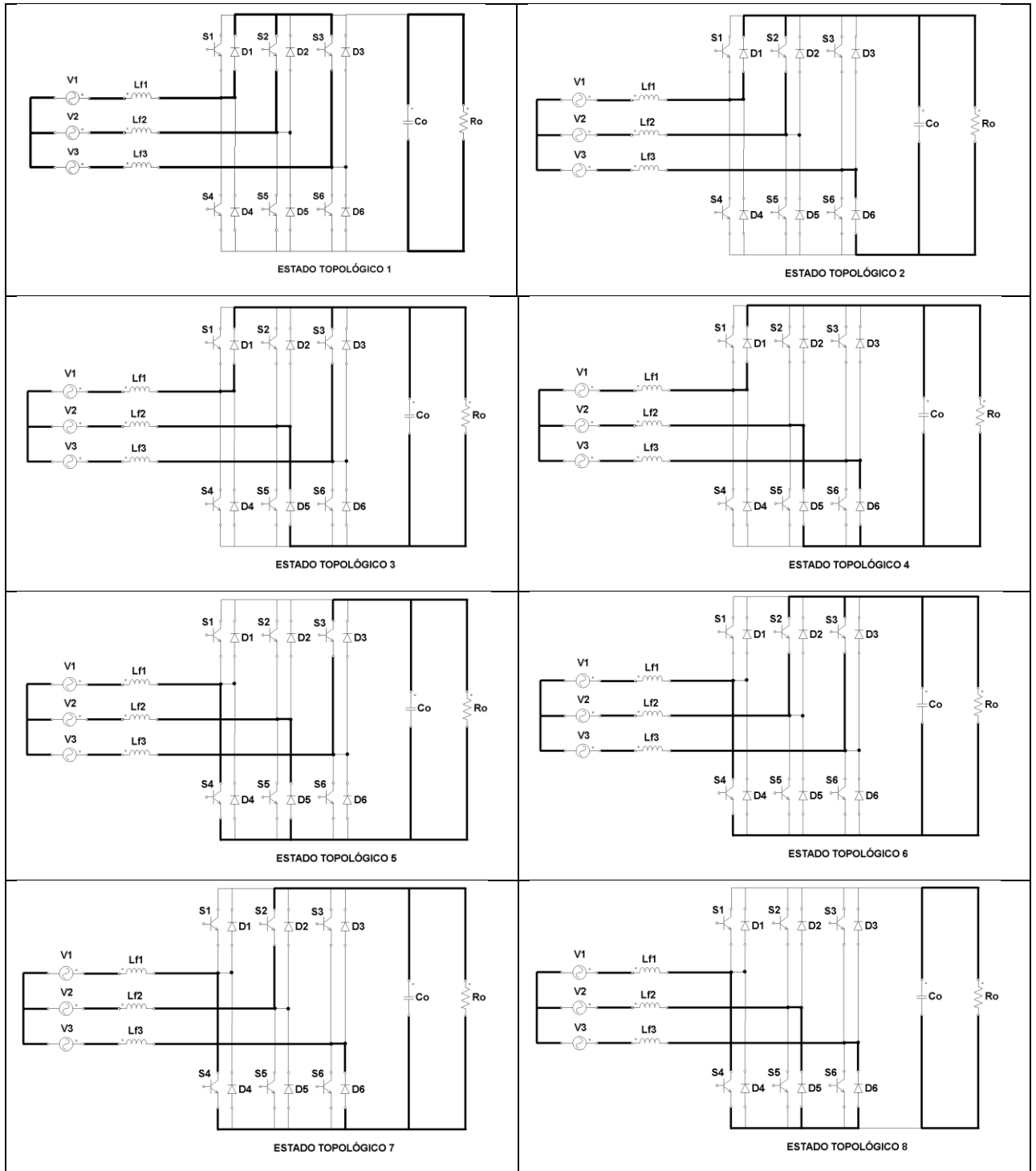


Figura 4.5 - Estados topológicos.

Na Figura 4.6 apresenta-se os respectivos circuitos equivalentes para cada estado topológico. Os interruptores são considerados ideais para esta análise.

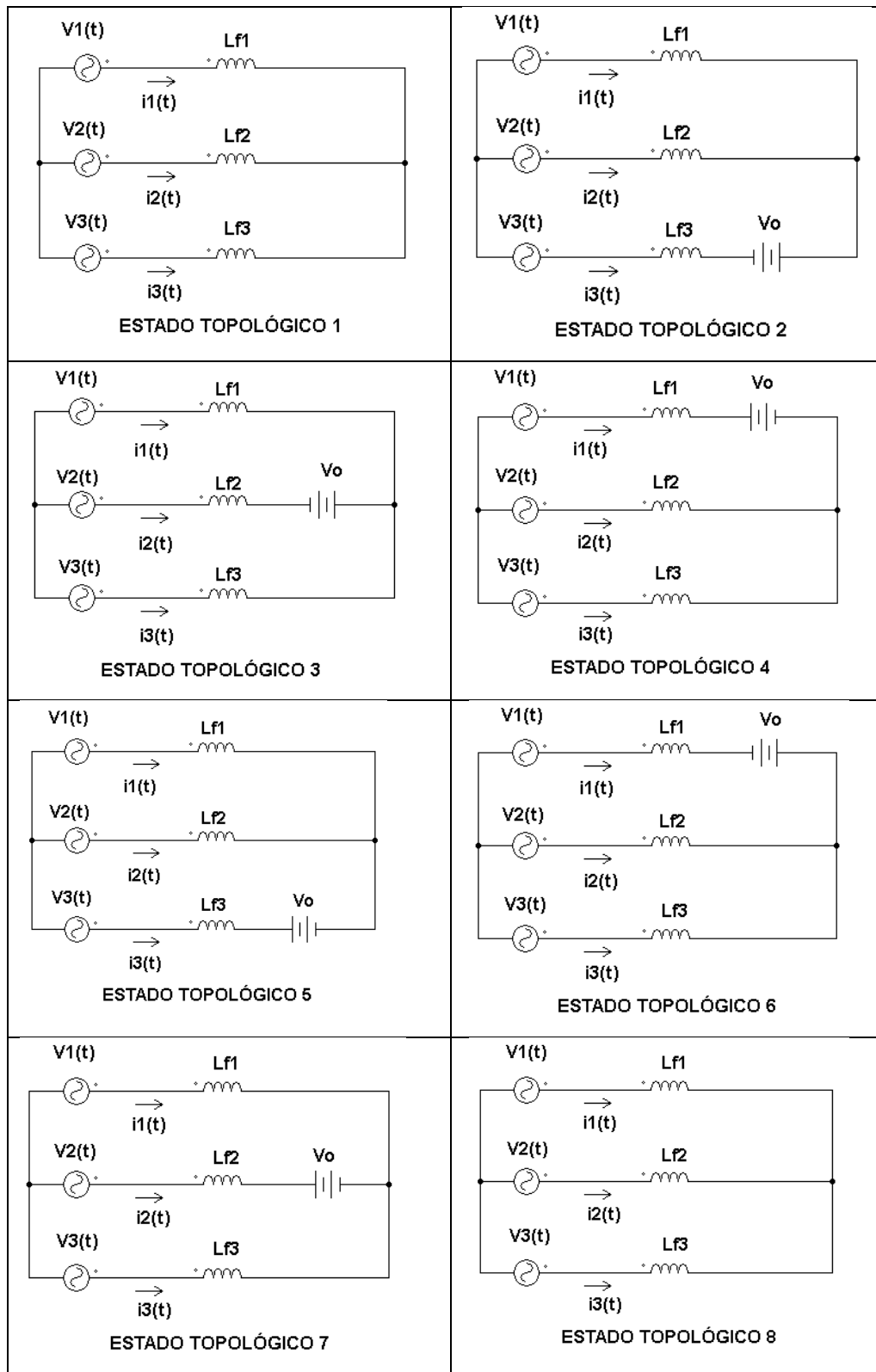


Figura 4.6 - Circuitos equivalentes para os estados topológicos.

Na Tabela 4.2 mostra-se um resumo do comportamento do que ocorre em cada estado topológico. Especificamente para descrever o comportamento dos indutores de entrada, é necessário determinar a tensão aplicada em cada indutância e o sinal da derivada da sua corrente, em cada estado topológico.

Tabela 4.2 - Comportamento dos indutores de entrada em cada estado topológico.

Estado Topológico	$v_{L1}(t)$	$v_{L2}(t)$	$v_{L3}(t)$	$\frac{d}{dt} i_1(t)$	$\frac{d}{dt} i_2(t)$	$\frac{d}{dt} i_3(t)$
1	$v_1(t)$	$v_2(t)$	$v_3(t)$	> 0	< 0	< 0
2	$v_1(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{2V_o}{3}$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } v_1(t) > \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{ se } v_1(t) < \frac{V_o}{3} \end{cases}$	< 0	> 0
3	$v_1(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{2V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{V_o}{3}$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } v_1(t) > \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{ se } v_1(t) < \frac{V_o}{3} \end{cases}$	> 0	< 0
4	$v_1(t) - \frac{2V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{V_o}{3}$	< 0	$\begin{cases} > 0, \text{ se } v_2(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{ se } v_2(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } v_3(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{ se } v_3(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$
5	$v_1(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{2V_o}{3}$	> 0	$\begin{cases} > 0, \text{ se } v_2(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{ se } v_2(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$	< 0
6	$v_1(t) + \frac{2V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{V_o}{3}$	$v_3(t) - \frac{V_o}{3}$	> 0	< 0	< 0
7	$v_1(t) + \frac{V_o}{3}$	$v_2(t) - \frac{2V_o}{3}$	$v_3(t) + \frac{V_o}{3}$	> 0	< 0	$\begin{cases} > 0, \text{ se } v_3(t) < \frac{V_o}{3} \\ < 0, \text{ se } v_3(t) > \frac{V_o}{3} \end{cases}$
8	$v_1(t)$	$v_2(t)$	$v_3(t)$	> 0	< 0	< 0

Raciocinando de maneira dual, obtém-se o comportamento do capacitor de saída, determinando a corrente que circula por ele e a derivada da tensão ao qual ele está submetido em cada estado topológico. Na Tabela 4.3 mostra a síntese do comportamento do capacitor de saída em cada estado topológico. As informações das Tabelas 4.2 e 4.3 são muito úteis para o equacionamento e o dimensionamento de cada componente do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico.

Tabela 4.3 - Comportamento do capacitor de saída em cada estado topológico.

Estado Topológico	$i_{Co}(t)$	$\frac{d}{dt} v_{Co}(t)$
1	$-I_o$	< 0
2	$i_1(t) + i_2(t) - I_o$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } i_1(t) + i_2(t) > I_o \\ < 0, \text{ se } i_1(t) + i_2(t) < I_o \end{cases}$
3	$i_1(t) + i_3(t) - I_o$	$\begin{cases} > 0, \text{ se } i_1(t) + i_3(t) > I_o \\ < 0, \text{ se } i_1(t) + i_3(t) < I_o \end{cases}$
4	$i_1(t) - I_o$	> 0
5	$i_3(t) - I_o$	< 0
6	$i_2(t) + i_3(t) - I_o$	< 0
7	$i_2(t) - I_o$	< 0
8	$-I_o$	< 0

4.4 - Equacionamento para Projeto do Retificador

O objetivo desta seção é definir as equações para o projeto dos elementos passivos e definir os níveis de tensão e de corrente nos componentes semicondutores do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico.

4.4.1 - Dimensionamento dos Indutores de Entrada

Considerando-se o setor escolhido para análise $90^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$ e observando-se a Figura 4.7, conclui-se que no intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$ $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$ há uma simetria na razão cíclica $d_1(t)$, que é a maior razão cíclica no setor analisado, em relação ao eixo vertical $\omega t = 90^\circ$. Assim, pode-se realizar a análise para o intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$, pois, no intervalo $90^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$ os mesmos resultados serão obtidos apenas que $d_2(t)$ passa a ser maior que $d_3(t)$.

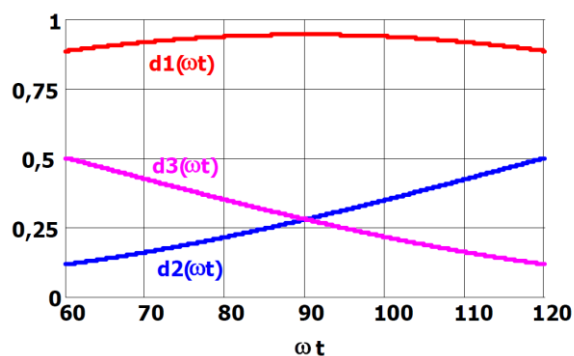


Figura 4.7 - Comportamento das razões cíclicas no setor analisado.

No intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$ sabe-se que $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$, então apenas quatro estados topológicos são possíveis dos oito existentes dentro de um período de comutação. Eles são mostrados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Estados topológicos possíveis para a relação $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$.

S1	S2	S3	Estado Topológico	Intervalo de Duração
0	0	0	8	t_1
1	1	1	1	t_2
1	0	0	4	t_3
1	0	1	3	t_4

A relação $d_1(t) > d_3(t) > d_2(t)$ também é utilizada para determinar os intervalos de duração de cada estado topológico. Os pulsos de comando dos interruptores para esta situação são mostrados na Figura 4.8, os quais foram escalonados para uma melhor visualização.

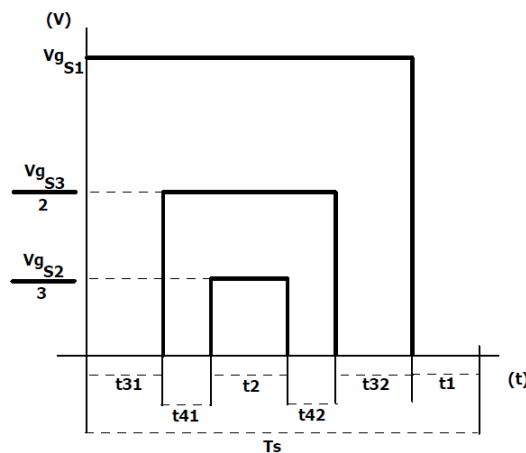


Figura 4.8 - Exemplo de pulsos de comando dos interruptores.

Em (4.26) tem-se os intervalos de duração dos estados topológicos.

$$\begin{aligned}
 t_1 &= (1 - d_1(t)) \cdot T_s \\
 t_2 &= d_2(t) \cdot T_s \\
 t_3 &= (d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s \\
 t_4 &= (d_3(t) - d_2(t)) \cdot T_s
 \end{aligned}
 \tag{4.26}$$

Os quatro estados topológicos devem ser comparados para observar em qual deles ocorre uma variação de corrente no indutor, seja ela positiva ou negativa. Assim, pela relação volt-ampère no indutor, pode-se determinar onde esta variação é máxima. No indutor L_{f1} observa-se (Tabela 4.2), que a variação de corrente no indutor é negativa no estado topológico 4 e positiva nos demais estados topológicos, sendo que no terceiro estado tem-se $v_1(t) > V_o/3$. O tempo de duração do estado topológico 4 é definido por t_3 e a tensão no indutor é aquela apresentada na Tabela 4.2. Assim sendo:

$$v_1(t) - \frac{2 \cdot V_o}{3} = L_{f1} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{(d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s} \quad (4.27)$$

Por intermédio de (A.27), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f1} , segundo (4.28).

$$\overline{\Delta I_{Lf1}(t)} = \left(v_1(t) - \frac{2 \cdot V_o}{3} \right) \cdot (d_1(t) - d_3(t)) = \Delta I_{Lf} \cdot L_{f1} \cdot f_s \quad (4.28)$$

Procedendo-se de forma similar, para o indutor L_{f2} , observa-se na Tabela 4.2, que a variação de corrente no indutor é positiva no estado topológico 3 e negativa nos demais estados topológicos, sendo que no quarto estado tem-se $v_2(t) < V_o/3$. O tempo de duração do estado topológico 3 é definido por t_4 e a tensão no indutor é aquela apresentada na Tabela 4.2. Logo:

$$v_2(t) + \frac{2 \cdot V_o}{3} = L_{f2} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{(d_3(t) - d_2(t)) \cdot T_s} \quad (4.29)$$

Utilizando-se de (A.29), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f2} .

$$\overline{\Delta I_{Lf2}(t)} = \left(v_2(t) + \frac{2 \cdot V_o}{3} \right) \cdot (d_3(t) - d_2(t)) = \Delta I_{Lf} \cdot L_{f2} \cdot f_s \quad (4.30)$$

Da mesma maneira, para o indutor L_{f3} , observa-se na Tabela 4.2, que a variação de corrente no indutor é positiva no estado topológico 4 e negativa nos demais estados topológicos. O tempo de duração do estado topológico 4 é definido por t_3 e a tensão no indutor é aquela apresentada na Tabela 4.2. Assim:

$$v_3(t) + \frac{V_o}{3} = L_{f3} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{(d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s} \quad (4.31)$$

Utilizando-se de (4.31), define-se uma ondulação de corrente parametrizada no indutor L_{f3} , segundo (4.32).

$$\overline{\Delta I_{Lf3}(t)} = \left(v_3(t) + \frac{V_o}{3} \right) \cdot (d_1(t) - d_3(t)) = \Delta I_{Lf} \cdot L_{f3} \cdot f_s \quad (4.32)$$

Na Figura 4.9 apresenta-se os gráficos das ondulações de correntes parametrizadas dos indutores de entrada.

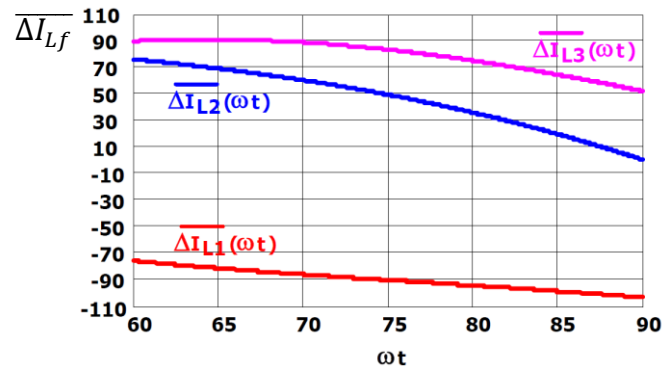


Figura 4.9 - Comportamento das ondulações de correntes parametrizadas nos indutores.

Na Figura 4.9 observa-se que corrente parametrizada que apresenta a maior variação, em módulo, é a corrente no indutor L_{f1} e a maior ondulação de corrente acontece para $\omega t = 90^\circ$. Levando este resultado para (4.28), determina-se em (4.33) a indutância de entrada.

$$L_{f1} = \frac{V_p}{\Delta I_{Lf} \cdot f_s} \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \quad (4.33)$$

Como as indutâncias de entrada são iguais e que terão as mesmas ondulações de corrente, portanto, tem-se:

$$L_f = \frac{V_p}{\Delta I_{Lf} \cdot f_s} \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \quad (4.34)$$

O valor de pico da corrente no indutor é o próprio valor de pico da corrente de entrada, assim como o valor eficaz.

$$I_{Lf_pk} = I_p \quad (4.35)$$

$$I_{Lf_ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (4.36)$$

4.4.2 - Dimensionamento do Capacitor de Saída

Para o dimensionamento do capacitor de saída utilizam-se os estados topológicos 1, 3, 4 e 8, valendo-se das mesmas conclusões apresentadas para o cálculo das indutâncias de entrada. Observa-se na Tabela 4.3, que a derivada de tensão no capacitor de saída é positiva no estado topológico 4 e negativa

nos demais estados topológicos. O tempo de duração do estado topológico 4 é definido por t_3 e a corrente no capacitor é aquela apresentada na Tabela 4.3. Logo, pela relação volt-ampère no capacitor, tem-se:

$$i_1(t) - I_o = C_o \cdot \frac{\Delta V_{C_o}}{(d_1(t) - d_3(t)) \cdot T_s} \quad (4.37)$$

Utilizando (4.37), define-se uma ondulação de tensão parametrizada no capacitor de saída, conforme (4.38).

$$\overline{\Delta V_{C_o}(t)} = (i_1(t) - I_o) \cdot (d_1(t) - d_3(t)) = \Delta V_{C_o} \cdot C_o \cdot f_s \quad (4.38)$$

Na Figura 4.10 apresenta-se o comportamento da ondulação de tensão parametrizada no capacitor. A maior ondulação de tensão ocorre para $\omega t = 90^\circ$. Levando este resultado em (4.38), determina-se a expressão para o cálculo do capacitor de saída vista em (4.39).

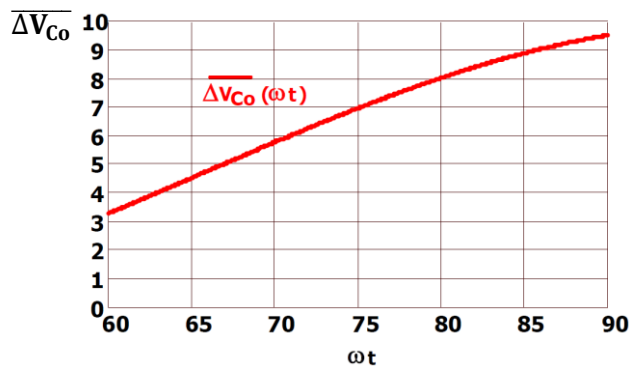


Figura 4.10 - Comportamento da ondulação de tensão parametrizada no capacitor de saída.

$$C_o = \frac{P_o}{\Delta V_{C_o} \cdot V_o \cdot f_s} \left(1 - \frac{3 \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right) \quad (4.39)$$

O valor de pico da corrente no capacitor é o próprio valor médio da corrente de saída.

$$I_{C_o_pk} = I_o \quad (4.40)$$

A importância da determinação do valor eficaz da corrente do capacitor de saída está no fato de que na prática, o dimensionamento do capacitor pode ser realizado por este parâmetro.

Admitindo-se que para um período de comutação as razões cíclicas e as correntes de fase permanecem constantes, e que a corrente no capacitor também apresenta uma simetria para o setor estudado, o valor eficaz da corrente no capacitor de saída é calculado por (4.41).

$$I_{Co_ef_Ts}^2 = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{t_1} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{t_2} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{t_3} (I_1 - I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{t_4} (I_2 + I_3 - I_o)^2 \cdot dt \right] \quad (4.41)$$

Calculando-se as integrais de (4.41) e que em (4.26) foram definidos os intervalos de integração, tem-se:

$$I_{Co_ef_Ts}^2 = I_o^2 + I_1^2 \cdot D_1 - I_1^2 \cdot D_2 - 2 \cdot I_o \cdot I_1 \cdot D_1 - 2 \cdot I_o \cdot I_1 \cdot D_2 \quad (4.42)$$

Efetuada o cálculo da corrente eficaz para o período da tensão de alimentação, chega-se a:

$$I_{Co_ef}^2 = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \left(I_o^2 + i_1(\omega t)^2 \cdot d_1(\omega t) - i_1(\omega t)^2 \cdot d_2(\omega t) - \right. \right. \\ \left. \left. - 2 \cdot I_o \cdot i_1(\omega t) \cdot d_1(\omega t) + 2 \cdot I_o \cdot i_1(\omega t) \cdot d_2(\omega t) \right) \cdot d(\omega t) \right] \quad (4.43)$$

Finalmente, rearranjando (4.43) chega-se a expressão da corrente eficaz no capacitor de saída.

$$I_{Co_ef} = \sqrt{I_o^2 + \frac{I_p^2 \cdot V_p}{V_o} \cdot \left(\frac{3 + \sqrt{3}}{\pi} \right) - \frac{I_o \cdot I_p \cdot V_p}{V_o} \cdot \left(\frac{3}{2} + \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \right)} \quad (4.44)$$

A tensão de pico em que o capacitor fica submetido é dada por (4.45).

$$V_{Co_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (4.45)$$

4.4.3 - Dimensionamento dos Interruptores

Diferentemente do que acontece nos retificadores PWM unidirecionais, observa-se que a corrente que circula pelo interruptor conectado na fase 1, por exemplo, é dependente somente da razão cíclica que comanda o braço conectado a fase 1. Portanto tomando-se a fase 1 como referência, tem-se a razão cíclica $d_1(t)$ para o comando do braço 1. O valor de pico da corrente que o interruptor fica submetido é independente de $d_1(t)$, sendo igual ao valor de pico da corrente na entrada do retificador acrescida da ondulação de corrente no indutor de entrada, ou seja:

$$I_{S_pk} = I_p + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (4.46)$$

Utilizando-se do mesmo raciocínio empregado para o cálculo do valor eficaz da corrente no capacitor num período de comutação, pode-se calcular os valores médio e eficaz da corrente.

$$I_{S_med_Ts} = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{(1-D_1) \cdot T_s} I_1 \cdot dt \right] = I_1 \cdot (1 - D_1) \quad (4.47)$$

$$I_{S_ef_Ts} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_0^{(1-D_1) \cdot T_S} I_1^2 \cdot dt \right]} = I_1 \cdot \sqrt{(1-D_1)} \quad (4.48)$$

Calculando a corrente para um período da tensão de alimentação, tem-se:

$$I_{S_med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left[\int_0^\pi i_1(\omega t) \cdot (1-d_1(\omega t)) \cdot d\omega t \right] \quad (4.49)$$

$$I_{S_ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \left[\int_0^\pi i_1(\omega t)^2 \cdot (1-d_1(\omega t)) \cdot d\omega t \right]} \quad (4.50)$$

Resolvendo-se (4.49) e (4.50) chega-se a:

$$I_{S_med} = \frac{I_p}{2 \cdot \pi} \left[1 - \frac{\pi \cdot V_p}{2 \cdot V_o} \right] \quad (4.51)$$

$$I_{S_ef} = I_p \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot V_p}{3 \cdot \pi \cdot V_o}} \quad (4.52)$$

A tensão máxima sobre o interruptor é apresentada em (4.53).

$$V_{S_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2} \quad (4.53)$$

4.4.4 - Dimensionamento dos Diodos em Antiparalelo

A exemplo do que se fez anteriormente, tomando-se a fase 1 como referência, tem-se a razão cíclica $d1(t)$ para o comando do braço 1. O valor de pico da corrente a qual o diodo fica submetido é independente de $d1(t)$, sendo igual ao valor de pico da corrente na entrada do retificador acrescida da ondulação de corrente no indutor de entrada, ou seja:

$$I_{D_pk} = I_p + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (4.54)$$

Para o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente, utiliza-se o mesmo raciocínio empregado para os cálculos dos valores das correntes do interruptor. Para um período de comutação tem-se:

$$I_{D_med_Ts} = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_1 \cdot T_S} I_1 \cdot dt \right] = I_1 \cdot D_1 \quad (4.55)$$

$$I_{D_ef_Ts} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_1 \cdot T_S} I_1^2 \cdot dt \right]} = I_1 \cdot \sqrt{D_1} \quad (4.56)$$

Estendendo-se os resultados para um período da rede:

$$I_{D_med} = \frac{1}{2.\pi} \left[\int_0^\pi i_1(\omega t) \cdot d_1(\omega t) \cdot d\omega t \right] \quad (4.57)$$

$$I_{D_ef} = \sqrt{\frac{1}{2.\pi} \left[\int_0^\pi i_1(\omega t)^2 \cdot d_1(\omega t) \cdot d\omega t \right]} \quad (4.58)$$

Resolvendo-se (4.57) e (4.58) chega-se a:

$$I_{D_med} = \frac{I_p}{2.\pi} \left[1 + \frac{\pi.V_p}{2.V_o} \right] \quad (4.59)$$

$$I_{D_ef} = I_p \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2.V_p}{3.\pi.V_o}} \quad (4.60)$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo é apresentada em (4.61).

$$V_{D_pk} = V_o + \frac{\Delta V_{C_o}}{2} \quad (4.61)$$

4.5 - Simulação Numérica

Uma simulação numérica foi realizada em [7], utilizando-se as especificações apresentadas na Tabela 4.5. O objetivo desta simulação é o de verificar a validade das equações obtidas anteriormente.

Tabela 4.5 - Especificações para a simulação.

Tensão de Entrada [V]	220/380
Tensão de Saída [V]	700
Potência de Saída [kW]	20
Frequência da Rede [Hz]	60
Frequência de Comutação [kHz]	10
Ondulação Percentual da Corrente nos Indutores (em relação à corrente de pico nominal)	10%
Ondulação Percentual da Tensão de Saída (em relação à tensão média nominal)	1%

As formas de onda das correntes de entrada são apresentadas na Figura 4.11. Observa-se que a máxima ondulação de corrente ocorre justamente no pico da forma de onda da corrente. A ondulação máxima observada foi de 3,76 A.

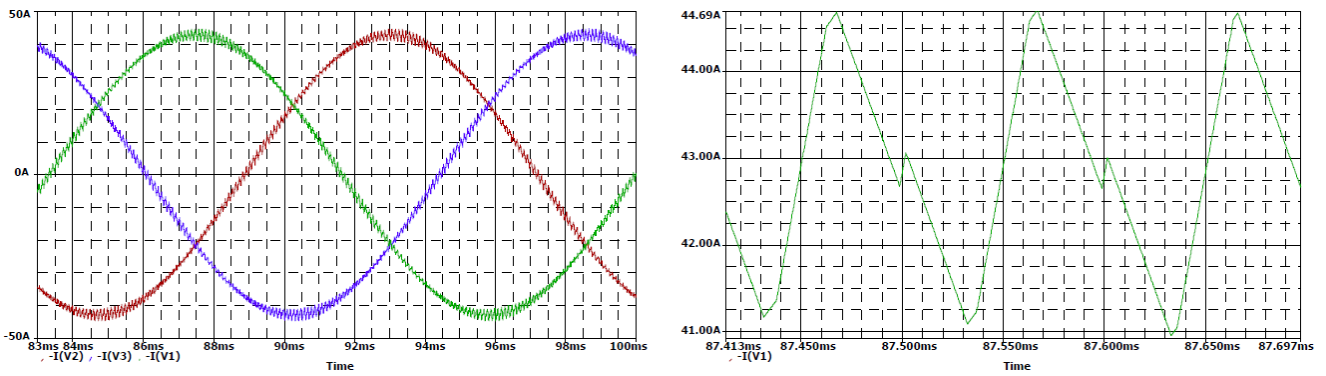


Figura 4.11 - Correntes de entrada e máxima ondulação de corrente.

A Figura 4.12 apresenta as forma de onda da tensão de saída e a máxima ondulação desta tensão. Pode-se observar que a máxima ondulação de tensão é igual a 6,3 V.

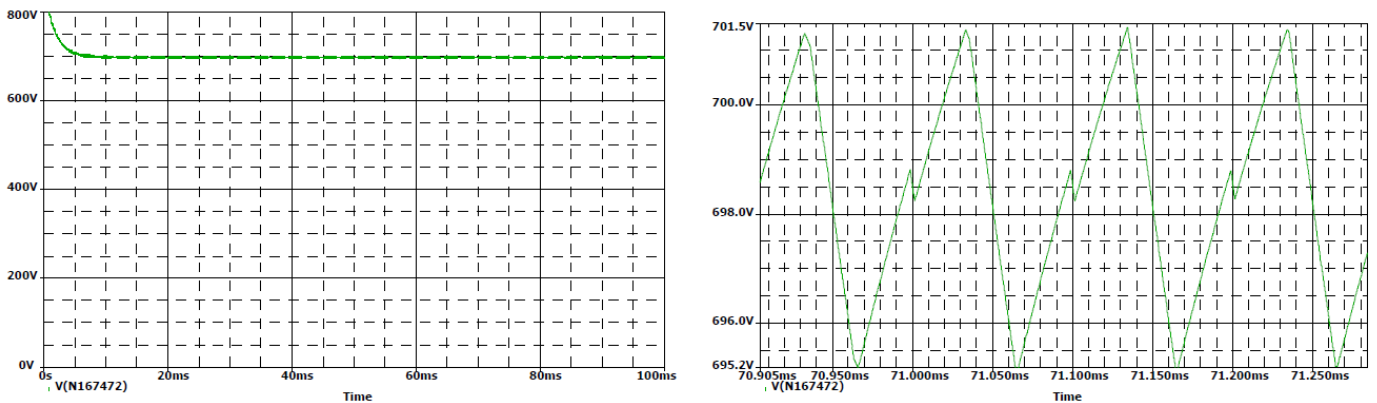


Figura 4.12 - Tensão de saída e ondulação da tensão de saída.

A forma de onda da corrente no capacitor encontra-se na Figura 4.13.

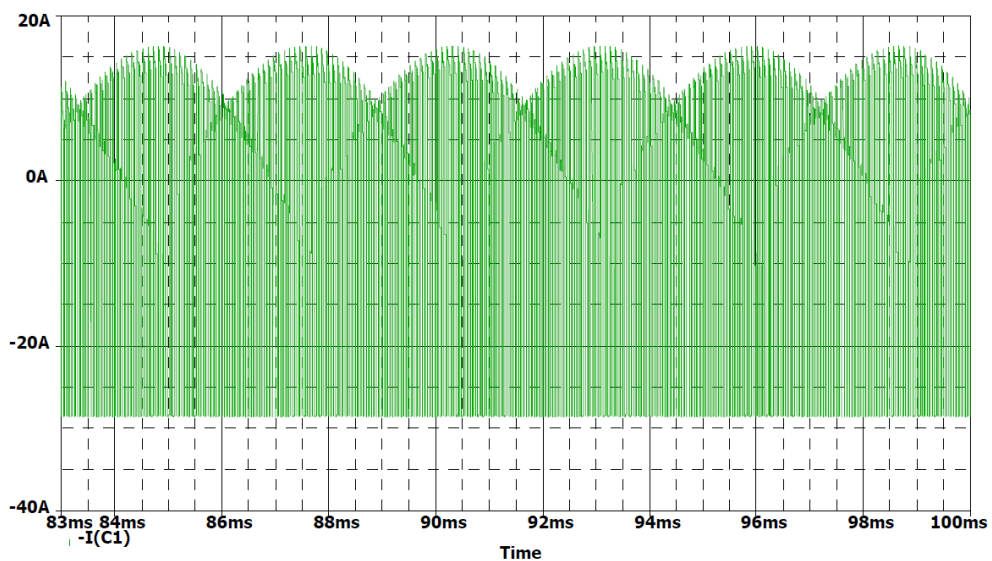


Figura 4.13 - Corrente no capacitor de saída.

As formas de onda da tensão e da corrente no interruptor são apresentadas na Figura 4.14.

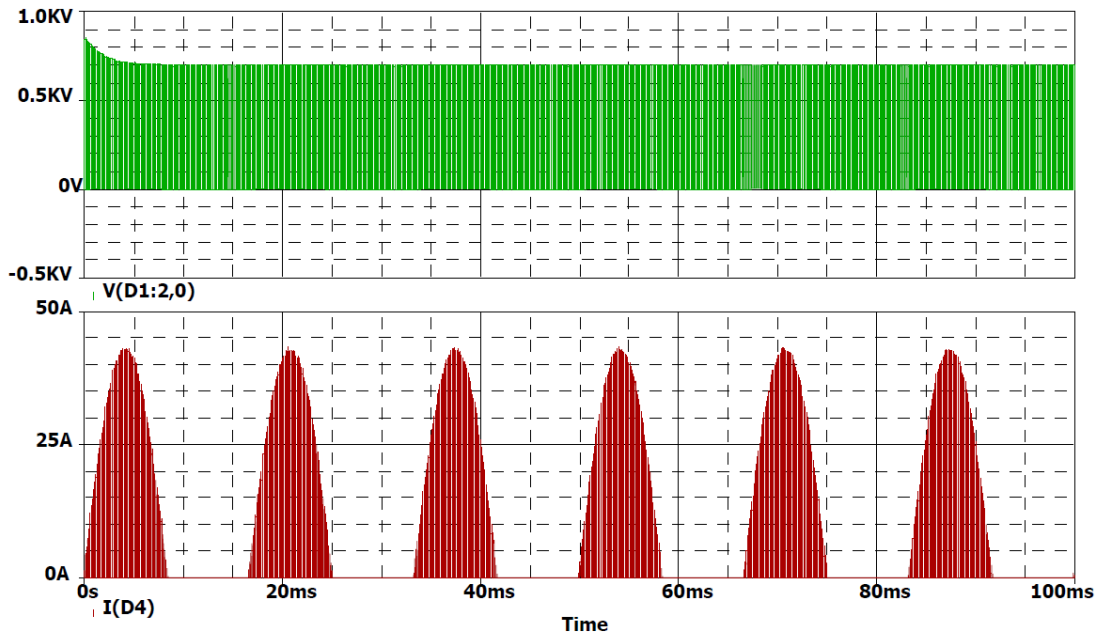


Figura 4.14 - Tensão e corrente sobre o interruptor.

A Figura 4.15 apresenta as forma de onda da tensão e da corrente no diodo em antiparalelo.

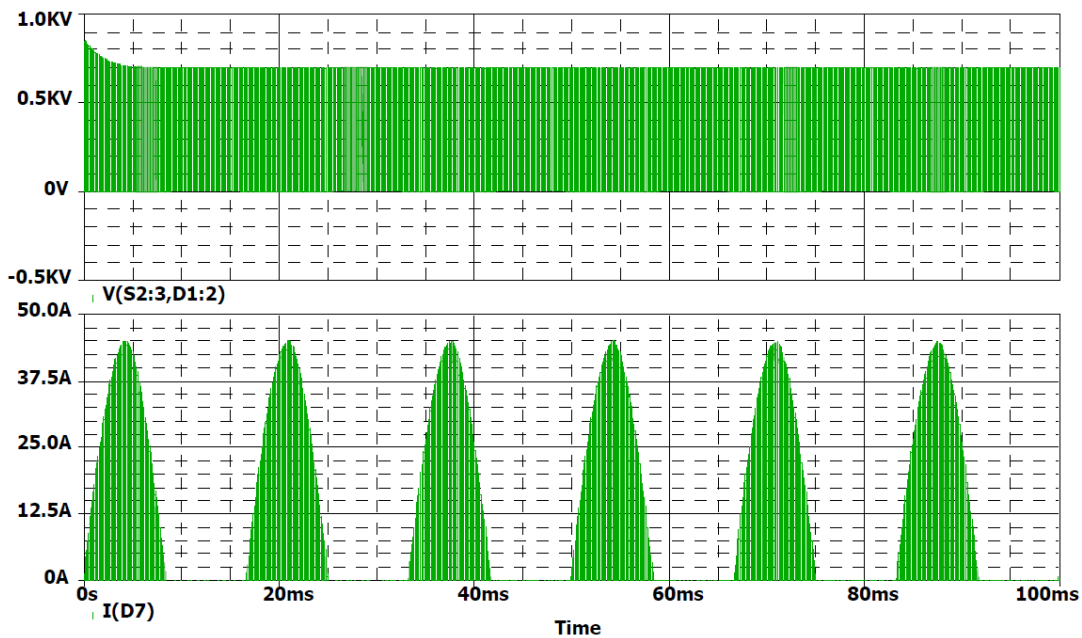


Figura 4.15 - Tensão e corrente sobre o diodo.

A Tabela 4.6 apresenta uma comparação entre os valores teóricos e de simulação dos valores de tensão e de corrente nos componentes do retificador. Observa-se que os valores obtidos por simulação seguem os valores teóricos, demonstrando a validade da análise efetuada.

Tabela 4.6 - Comparação entre valores teóricos e valores obtidos por simulação.

		Valor Teórico	Valor da Simulação
Indutor de Entrada	Ondulação de Corrente [A]	4,28	3,76
	Valor de Pico [A]	42,85	44,72
	Valor Eficaz [A]	30,30	30,35
Capacitor de Saída	Ondulação de Tensão [V]	7,00	6,30
	Valor de Pico [A]	28,57	28,63
	Valor Eficaz [A]	18,15	17,56
	Valor Máximo [A]	703,50	701,50
Interruptor	Valor de Pico [A]	44,99	43,41
	Valor Médio [A]	2,06	2,07
	Valor Eficaz [A]	7,51	7,41
	Valor Máximo [A]	703,50	702,82
Diodo em Antiparalelo	Valor de Pico [A]	44,99	45,14
	Valor Médio [A]	11,58	11,76
	Valor Eficaz [A]	20,07	20,65
	Valor Máximo [A]	703,5	702,82

4.6 - Conclusões

Apresentou-se neste capítulo as análise qualitativa e quantitativa do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico, procurando definir as equações que descrevem o comportamento das correntes e das tensões em cada componente do retificador. Assim foi possível especificar as equações que determinam os valores dos elementos passivos e os níveis de tensão e de corrente aos quais os semicondutores ficam submetidos, permitindo, assim, o seu correto dimensionamento.

Através da simulação efetuada por [7], mostrou-se a validade do equacionamento obtido, revelando diferenças da ordem de 5% entre os valores teóricos e os obtidos por simulação numérica.

CAPÍTULO V - FLUXO DE POTÊNCIA NOS CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS TRIFÁSICOS (BIDIRECIONALIDADE)

5.1 - Introdução

As aplicações dos retificadores *boost* PWM bidirecionais trifásicos estão em variados setores industriais, tais como maquinário industrial, metais e mineração, químico e petrolífero, naval, entre outros, onde largamente se utiliza o acionamento de máquinas de corrente contínua e de corrente alternada de média e de alta potência, tais como acionamento de bombas, ventiladores, compressores, extrusoras, esteiras de transporte, guindastes, elevadores, centrífugas, prensas, etc.

Mostra-se, neste capítulo, o estudo da bidirecionalidade do fluxo de potência nos retificadores *boost* PWM bidirecionais trifásicos. Utilizar-se-á dos resultados de simulação numérica para demonstrar a viabilidade do emprego destes retificadores no acionamento de motores de corrente alternada (MCA).

5.2 - Sistemas de Acionamento dos Motores de Corrente Alternada (MCA)

Normalmente o acionamento de um MCA é composto pelos filtros de entrada, estágio retificador, barramento de corrente contínua (CC), estágio inversor e filtros de saída, conforme Figura 5.1

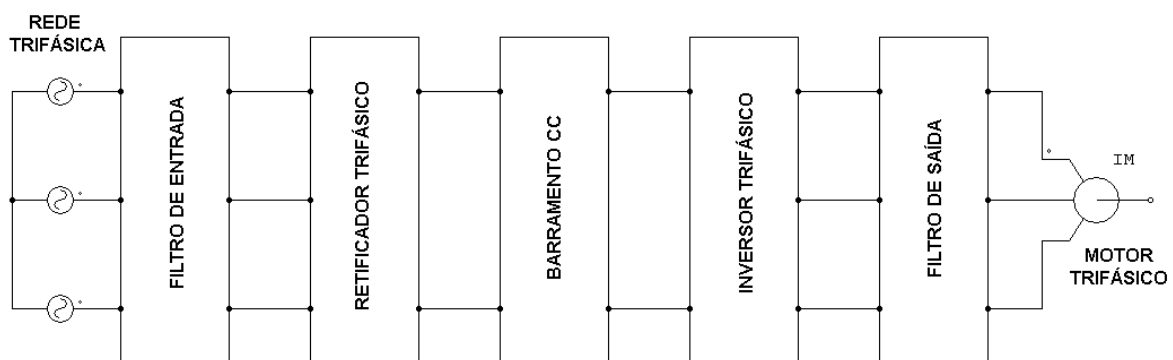


Figura 5.1 - Diagrama de blocos de um sistema de acionamento do MCA.

São utilizados nessa aplicação retificadores trifásicos a diodos (incluindo-se os retificadores com múltiplos pulsos), retificadores trifásicos com tiristores (também incluindo os retificadores com múltiplos pulsos) e os retificadores trifásicos PWM (tipicamente é empregado o retificador *Boost* dois níveis bidirecional).

O link CC, é composto por um capacitor quando se emprega conversores alimentados em tensão ou por um indutor para o caso dos conversores alimentados em corrente. Para o estágio inversor são utilizados inversores PWM alimentados em tensão ou inversores PWM alimentados em corrente, com topologias de dois níveis e três níveis.

Do ponto de vista da rede de alimentação, o sistema de acionamento deve apresentar os seguintes requisitos:

- Baixa taxa de distorção harmônica - THD_I nas correntes de entrada: como já mencionado anteriormente correntes de entrada com elevado conteúdo harmônico geram inúmeros problemas em ambientes industriais, tais como mau funcionamento de processos automatizados e motores, sobreaquecimento de transformadores e etc;
- Fator de potência próximo da unidade: Em se tratando de potências elevadas esse é um requisito que todo equipamento conectado à rede elétrica deve apresentar;
- Ausência de ressonância entre os filtros de entrada e a indutância da rede de alimentação: nas aplicações onde se utiliza retificadores de entrada alimentados em corrente ou capacitores para a correção do fator de potência, ressonâncias podem ocorrer com a indutância de linha da rede de alimentação. Tais ressonâncias podem causar falhas nos componentes do retificador.

Do ponto de vista dos motores de corrente alternada, são requisitos a serem cumpridos:

- Ausência de ressonância entre os filtros de saída e a indutância dos enrolamentos do motor: os capacitores utilizados nos filtros de saída do inversor podem causar ressonância com a indutância dos enrolamentos do motor. Embora, neste caso, as resistências dos enrolamentos do motor proporcionem amortecimento, este requisito deve ser considerado no projeto dos sistemas de acionamento.
- Baixa taxa de distorção harmônica das tensões e correntes, THD_V e THD_I respectivamente, que alimentam o motor: tensões com elevado conteúdo harmônico podem causar torques parasitas e subutilização do motor, pois as harmônicas causam perdas adicionais no cobre e no ferro, reduzindo a potência processada;

Outros requisitos não menos importantes são:

- confiabilidade;
- baixo nível de emissões de RF e EMI;
- alto rendimento;
- baixo peso e volume;

- proteções de falta de fase, sobrecorrente e sobretensão;
- fácil instalação.

Em alguns casos específicos podem ser necessários outros requisitos tais como: rápida resposta dinâmica, regeneração de energia e operação em quatro quadrantes.

5.3 - Conversores Trifásicos Utilizados nos Sistemas de Acionamento dos MCA

Muito embora para se escolher uma topologia de retificador trifásico para os sistemas de acionamento dos MCA é necessário que se avalie os requisitos relativos a potência processada, elevado fator de potência e regeneração de energia, as topologias que serão apresentadas a seguir são direcionadas para as aplicações onde se deseja atender a apenas duas restrições; restrições de elevado fator de potência e necessidade de regeneração de energia.

Em síntese constata-se que existem duas soluções distintas para a realização da regeneração da energia: utilização de um retificador unidirecional associado com um circuito (ou conversor) responsável pela regeneração ou a utilização de um retificador bidirecional.

Nos casos em que se utilizam de um retificador trifásico unidirecional com um circuito responsável pela regeneração, serão sempre apresentados retificadores trifásicos em ponte de Graetz, por simplicidade. Salienta-se que estas soluções também podem ser utilizadas nos retificadores com múltiplos pulsos, mediante algumas adaptações.

Na Figura 5.2 tem-se um retificador conhecido como retificador trifásico com resistor de frenagem [49], [50], que não tem a capacidade de regenerar a energia para rede elétrica, porém, a energia gerada pelo motor quando da sua frenagem pode ser processada por esse tipo de topologia.

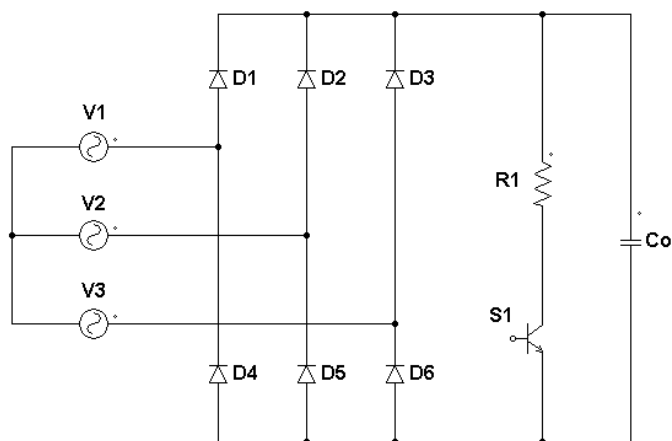


Figura 5.2 - Retificador trifásico a diodos com resistor de frenagem.

Durante a frenagem, a corrente no barramento CC inverte sua direção. Como o retificador utilizado é unidirecional, esta corrente não pode retornar para a rede alternada. Então, essa corrente circula pelo capacitor provocando a elevação da tensão no barramento CC. Esta elevação de tensão pode chegar a níveis que potencialmente podem causar falhas nos componentes do sistema de acionamento. Para evitar que a tensão no capacitor alcance níveis indesejados, o capacitor deve ser descarregado periodicamente. Isto é possível conectando-se um resistor e um interruptor S1 em paralelo com o capacitor. O comando deste interruptor pode ser realizado por um controle por histerese ou ainda, por um controle com frequência constante, variando-se a razão cíclica [49]. Entretanto, este sistema é limitado em aplicações com baixa potência ou em sistemas onde a frenagem não é frequente. Para as aplicações em potências mais elevadas, o emprego deste sistema fica restrito pelos seguintes fatores [50]:

- baixa eficiência energética (dissipação de energia em banco de resistência);
- emprego de um sistema de dissipação de calor adicional.

Um retificador trifásico a diodos com capacidade de regeneração através de uma ponte de tiristores conectada em antiparalelo [49], [50] é mostrado na Figura 5.3. Em operação normal, o motor é alimentado pelo retificador a diodos e, durante a frenagem, a recuperação de energia é realizada pela ponte de tiristores.

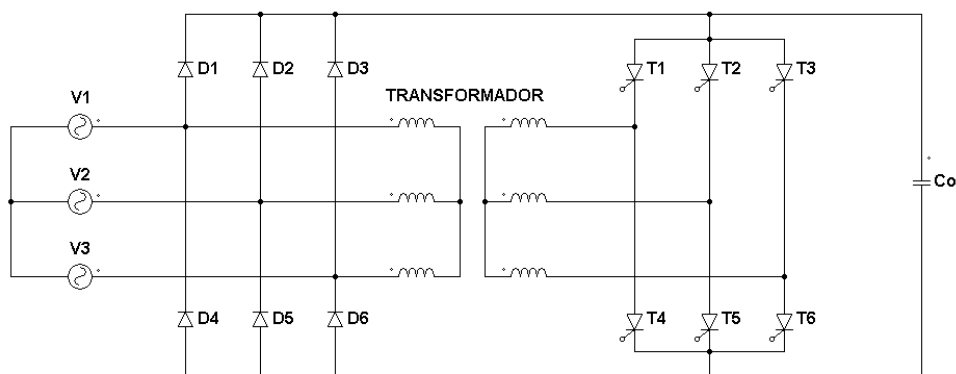


Figura 5.3 - Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristor.

No momento da frenagem a tensão no barramento CC se eleva, exigindo que os tiristores operem com ângulos de disparo próximos a 180°. Porém, na prática, ângulos de disparo próximos de 180° podem causar falhas de comutação e assim, o uso do transformador se faz necessário.

O retificador apresentado na Figura 5.4 possui o mesmo princípio de operação do retificador discutido anteriormente [45][51]. Neste caso, o inversor a tiristor é substituído por um inversor com IGBTs

(chaves S1 a S6) comutando na frequência da rede. Assim, não é mais necessário o transformador no circuito.

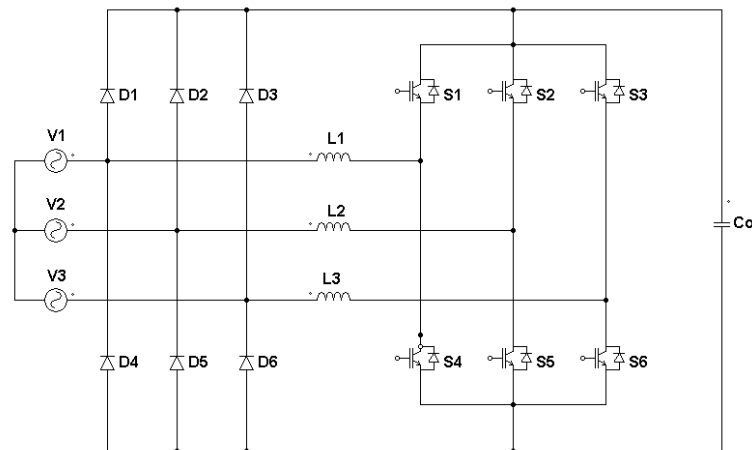


Figura 5.4 - Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a IGBT.

Na Figura 5.5 apresenta-se um retificador a diodos com inversor a tiristores e interruptor IGBT (S1). Apesar de não se ter elementos indutivos nessa estrutura, o que torna-se um ganho, por outro lado tem-se nesse conversor problemas de operação com tensões de entrada desbalanceadas e elevados picos de correntes nos semicondutores responsáveis pela regeneração [50].

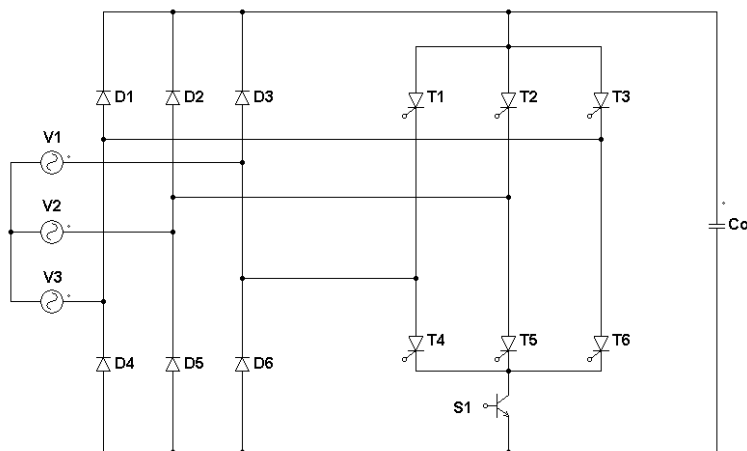


Figura 5.5 - Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristor e interruptor IGBT.

Na Figura 5.6 uma nova abordagem [50] é dada para a obtenção da regeneração de energia. Nas alternativas propostas anteriormente, retificadores a diodos eram utilizados para operação normal e um circuito inversor, conectado ao barramento CC realizava a regeneração. Neste retificador, utiliza-se uma ponte trifásica a tiristores seguida de um conversor *CC Boost* para a operação normal e, para a regeneração, se utiliza de dois interruptores (S1 e S2) e dois diodos (D1 e D2) para efetuar a inversão de polaridade do barramento CC. Assim, a própria ponte a tiristores é utilizada para realizar a inversão

do fluxo de potência. Esta estrutura trouxe vantagens significativas se comparadas com suas antecessoras: elevado fator de potência e possibilidade de controlar a tensão de saída.

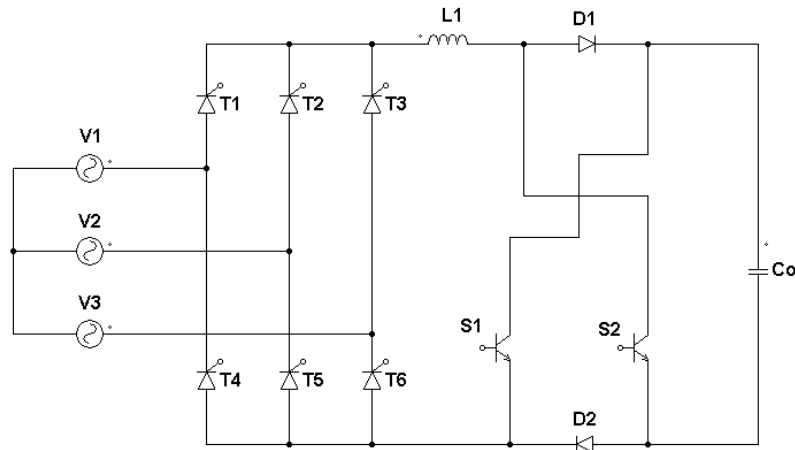


Figura 5.6 - Retificador trifásico a tiristor e conversor CA-CC *boost*.

Na Figura 5.7 mostra-se o retificador trifásico dois níveis bidirecional em corrente encontrado na literatura [44], [45], [48] e conhecido como retificador *boost* PWM bidirecional trifásico.

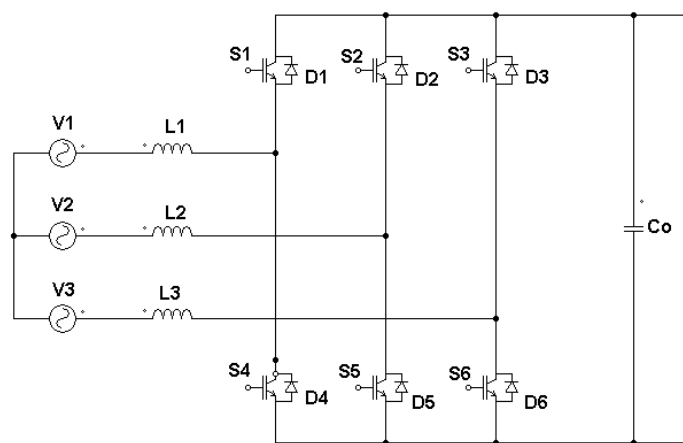


Figura 5.7 - Retificador *boost* PWM bidirecional trifásico.

Essa estrutura tem como vantagens a possibilidade de se poder produzir correntes de entrada senoidais, controlar a tensão de saída e permitir que os elementos magnéticos sejam projetados para a operação em alta frequência. Maiores detalhes podem ser vistos nos capítulos VII, VIII e IX. Como desvantagens têm-se: menor robustez e limite de potência processada. Uma solução alternativa para o limite de potência processada pelos retificadores PWM bidirecionais é a associação em paralelo de dois ou mais retificadores [52], [53], conforme apresentado na Figura 5.8. Esta solução mantém as vantagens já mencionadas quanto se utiliza um retificador, além de adicionar redundância ao sistema, pois, na falha de operação de um retificador, parte da potência requerida pela carga ainda pode ser

suprida. Porém, o número de interruptores controlados aumenta, elevando o custo e diminuindo a robustez.

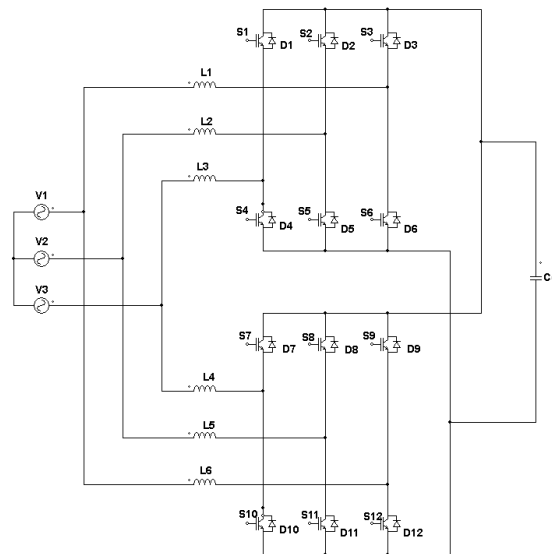


Figura 5.8 - Retificadores *boost* PWM bidirecional trifásicos associados em paralelo.

A Figura 5.9 mostra o retificador trifásico híbrido bidirecional [7]. Além das aplicações tradicionais, este retificador também pode ser utilizado onde se necessita bidirecionalidade do fluxo de potência. Se comparado com o retificador PWM bidirecional, ele pode processar potências maiores, mantendo as características de fator de potência unitário, controle da tensão de saída e operação em alta frequência dos elementos indutivos. Esta topologia possui maior confiabilidade, pois, parte da potência demandada pela carga ainda pode ser entregue com a falha de um dos retificadores. Para o caso particular, no modo de operação onde o retificador A (retificador a Diodo) processa toda a potência de saída e a falha ocorrer no retificador B (retificador a IGBT), toda a potência demandada pela carga pode ser mantida. Porém, neste caso, o sistema apresentará redução da qualidade do processamento de energia.

Tabela 5.1 – Comparação das características topológicas.

Topologias	Características		
	Inversão do Fluxo de Potência	Fator de Potência	Controle da Tensão de Saída
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristores	Inversor trifásico	Bom	Não
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a IGBT	Inversor trifásico	Bom	Não
Retificador trifásico a diodos com inversor trifásico a tiristores e interruptor IGBT	Inversor trifásico	Bom	Não
Retificador trifásico a tiristores com inversor CC-CC <i>Boost</i>	Inversor trifásico	Elevado	Sim
Retificador <i>Boost</i> PWM bidirecional trifásico dois níveis	Retificador Bidirecional	Muito elevado	Sim
Retificador trifásico híbrido bidirecional empregando o conversor CC-CC <i>Boost</i>	Retificador Bidirecional	Muito elevado	Sim

Topologia Utilizada

5.4 - Simulação Numérica

Com o intuito de demonstrar que a aplicação do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico é viável operando com o fluxo de potência nos dois sentidos requeridos por um sistema de acionamento de motores de corrente alternada, realizou-se uma simulação numérica em malha fechada. Os parâmetros utilizados na simulação numérica estão na Tabela 5.2 e o circuito de potência simulado é apresentado na Figura 5.10. O controle utilizado nesta simulação é o mesmo da Figura 9.6 b). Utilizou-se de uma fonte de corrente constante como carga para o retificador. Essa fonte de corrente inverte seu sentido após um determinado intervalo de tempo, para que se possa simular a regeneração de energia.

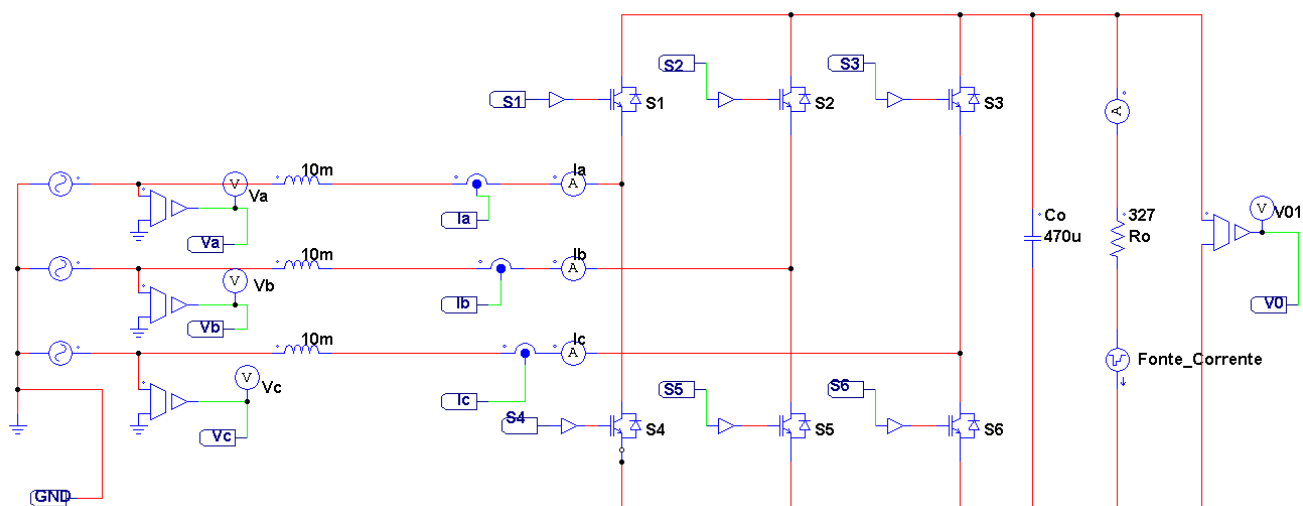


Figura 5.10 - Retificador *boost* PWM bidirecional trifásico operando como retificador e inversor.

Tabela 5.2 - Parâmetros para simulação do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico

P_o	540 W
V_{gRMS}	90 V
V_{dc}	400 V
f_s	10 KHz
L	10 mH
C_o	470 μ F

Durante o intervalo de tempo entre 0,0s e 0,4s, o conversor opera como retificador, com a tensão de saída sendo controlada em 400 V e a carga absorvendo 1,2A. No instante de tempo igual a 0,4s, a corrente de saída começa a decrescer com uma derivada de corrente de 24 A/s. Em 0,45 s a corrente de saída é zerada e a inversão do fluxo de energia é iniciada. No intervalo de tempo compreendido entre 0,5s e 0,8s, o conversor está operando como inversor, com a tensão do barramento CC controlada em 400 V e a corrente de saída fornecendo 1,2A. Na Figura 5.11 apresenta-se as formas de onda da corrente de carga e da tensão de saída . Atentar para o fato de que tanto na operação como retificador ou inversor , a malha de controle da tensão de saída atua, mantendo a tensão do barramento CC em 400 V.

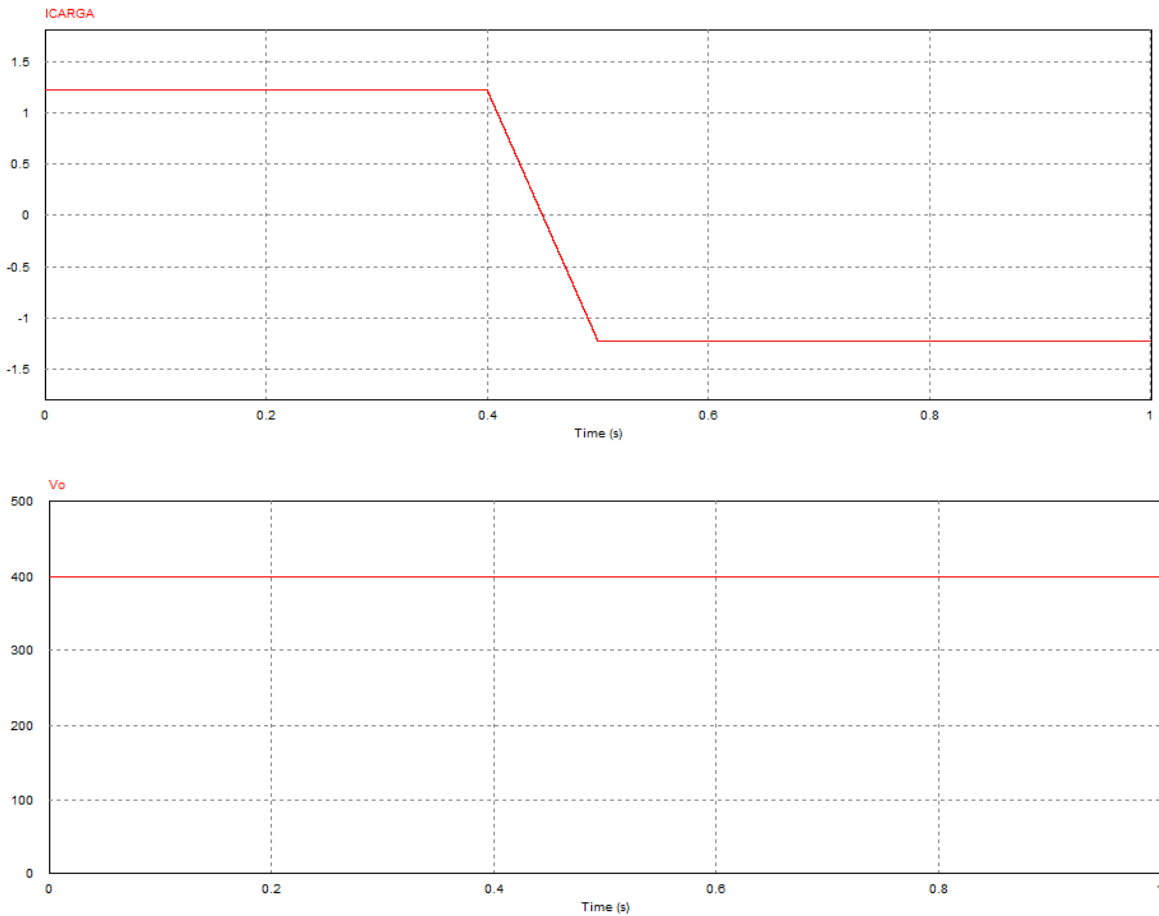


Figura 5.11 - Corrente de carga e tensão de saída.

Na Figura 5.12 mostra-se as formas de onda das três correntes de entrada. Observa-se, com detalhe a operação em regime permanente como retificador, o transitório de carga e a operação em regime permanente como inversor. Na simulação numérica realizada, admitiu-se o caso ideal onde a potência envolvida na regeneração tem a mesma magnitude da potência fornecida pelo retificador durante a operação normal como motor. Na prática, tal situação não ocorrerá devido às perdas elétricas e mecânicas.

Na Figura 5.13 tem-se as formas de onda da tensão e da corrente de entrada na fase “a”. Pode-se observar que na operação como retificador a corrente de entrada tem formato senoidal e está em fase com a respectiva tensão. Também se pode constatar que existe a inversão do fluxo de potência, pois, na operação como inversor, a corrente está defasada de 180° em relação à tensão.

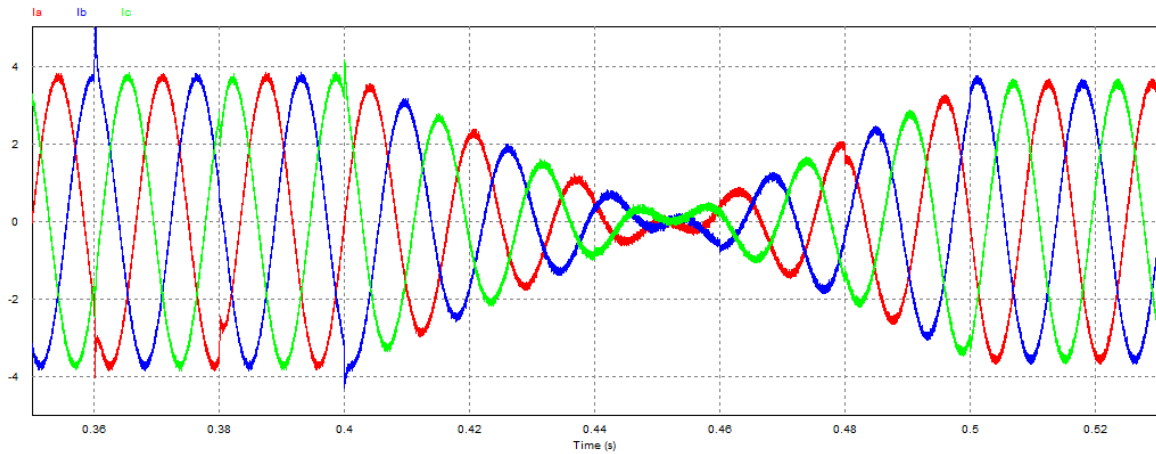


Figura 5.12 - Correntes de entrada.

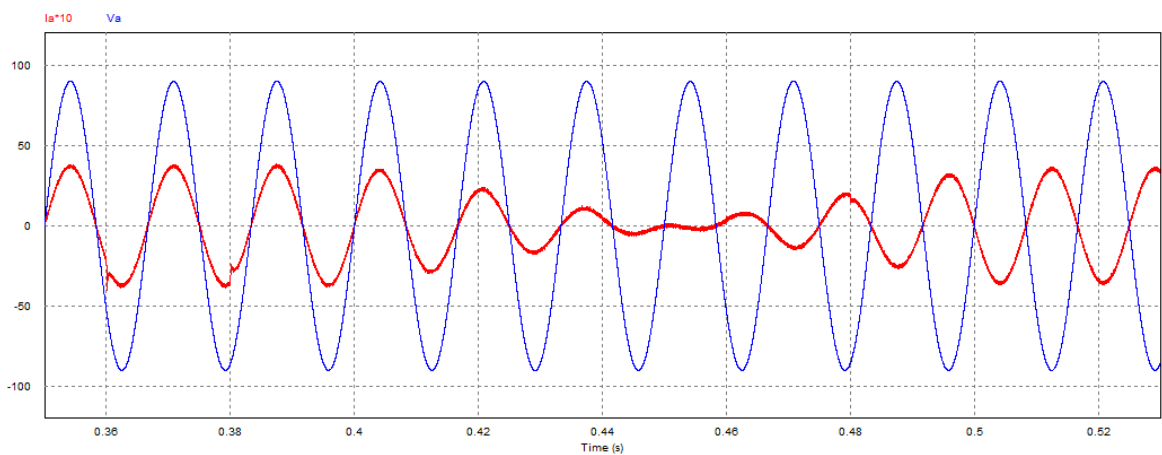


Figura 5.13 - Tensão de fase e corrente de entrada na fase “a”.

5.5 - Conclusões

Este capítulo apresentou uma visão geral sobre o sistema mais utilizado atualmente no acionamento dos motores de corrente alternada. Apresentaram-se algumas características e os requisitos que estes sistemas devem cumprir.

A revisão bibliográfica dos retificadores trifásicos com regeneração de energia para a rede mostrou que existem duas topologias de retificador trifásico bidirecional em corrente; o retificador *boost* PWM bidirecional trifásico dois níveis e o retificador trifásico híbrido bidirecional [7].

Efetuu-se a simulação apenas do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico dois níveis e procurou-se evidenciar a viabilidade da sua aplicação, haja vista, os resultados obtidos relativos à regeneração de energia, o controle da tensão no barramento CC e o elevado fator de potência que esta topologia propicia.

6.1 - Introdução

O fatores de desempenho dão uma noção quantitativa do comportamento das cargas conectadas aos barramentos do sistema, permitem ainda obter informações sobre a linearidade da carga e sobre a potência consumida por ela.

Os fatores de desempenho mais divulgados na bibliografia são o fator de potência, a TDH_V e a TDH_I , respectivamente Taxa de Distorção Harmônica de Tensão e Taxa de Distorção Harmônica de Corrente. O fator de potência dá uma noção sobre como a carga está consumindo a potência entregue. Já a TDH_V e a TDH_I dizem respeito aos níveis de distorção harmônica da tensão e da corrente respectivamente conforme [8] e [43].

6.2 - Fatores de Desempenho para Sistemas Monofásicos

Como mencionado em [8], é muito importante ter o conhecimento sobre o comportamento das cargas e o efeito provocado por elas sobre a rede de alimentação. Apresenta-se, a seguir, os fatores de desempenho que permitem obter essas informações sobre as cargas.

6.2.1 - Fator de Potência

O fator de potência (FP) é usualmente definido como a razão entre a potência média em um período de rede (T), denominada potência ativa (P), e o produto entre a tensão eficaz e a corrente eficaz na carga, denominada potência aparente (S):

$$FP = \frac{P}{S} \quad (6.1)$$

Onde:

$$P = P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt \quad (6.2)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (6.3)$$

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \quad (6.4)$$

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad \text{e} \quad I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T I(t)^2 \cdot dt} \quad (6.5)$$

A potência reativa obtém-se de (6.6).

$$S^2 = P^2 + Q^2 \rightarrow Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (6.6)$$

Observa-se que em (6.6) tem-se a potência reativa, processada na frequência da rede, quando não há distorção harmônica na tensão e na corrente, ou a composição das potências reativas nas diversas frequências múltiplas da rede, quando houver distorção na tensão e/ou na corrente.

6.2.1.1 - Fator de Potência para Tensão e Corrente Senoidais

Para uma rede monofásica, com tensão de alimentação perfeitamente senoidal, tem-se:

$$V(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (6.7)$$

Tendo-se uma carga linear, a corrente drenada também será senoidal e na mesma frequência da tensão, com um possível defasamento entre tensão e corrente, podendo ser representada por:

$$I(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \quad (6.8)$$

Assim, a potência instantânea, definida como produto entre tensão e corrente, é dada por:

$$P(t) = V(t) \cdot I(t) \quad (6.9)$$

$$P(t) = V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \quad (6.10)$$

Então, a potência média, conforme apresentado em (6.3), é dada por:

$$P = V_p \cdot I_p \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \cdot d\omega t \quad (6.11)$$

Resolvendo (6.11), tem-se :

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \cdot \cos(\phi) \quad (6.12)$$

A tensão eficaz é definida como:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad (6.13)$$

Substituindo (6.7) em (6.13),

$$V_{ef} = V_P \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \text{sen}(\omega \cdot t)^2 \cdot d\omega t} \quad (6.14)$$

$$V_{ef} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \quad (6.15)$$

Por similaridade a corrente eficaz é dada por:

$$I_{ef} = I_P \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \text{sen}(\omega \cdot t + \phi)^2 \cdot d\omega t} \quad (6.16)$$

$$I_{ef} = \frac{I_P}{\sqrt{2}} \quad (6.17)$$

Como a potência aparente é dada por:

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \quad (6.18)$$

Então,

$$S = \frac{V_P \cdot I_P}{2} \quad (6.19)$$

Substituindo (6.12) e (6.19), em (6.1) tem-se que,

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{V_P \cdot I_P}{2} \cdot \cos(\phi)}{\frac{V_P \cdot I_P}{2}} \quad (6.20)$$

$$FP = \cos(\phi) \quad (6.21)$$

Em (6.21) tem-se a expressão para cálculo do fator de potência apenas para tensão e corrente perfeitamente senoidais e de mesma frequência. Em essência (6.21) determina o chamado fator de deslocamento [8], medindo o defasamento entre as componentes fundamentais de tensão e corrente, esse conceito será melhor explorado adiante.

6.2.1.2 - Fator de Potência para Tensão Senoidal e Corrente Distorcida

Partindo-se do pressuposto que a carga é alimentada por uma fonte de tensão monofásica perfeitamente senoidal, dada por:

$$V(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (6.22)$$

Dessa forma, a tensão eficaz é dada por:

$$V_{ef} = V_p \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(\omega \cdot t)^2 \cdot d\omega t} \quad (6.23)$$

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (6.24)$$

Como nesse caso a corrente é distorcida mas é periódica e com período igual ao da tensão, pode-se representá-la genericamente em série de Fourier,

$$I(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \quad (6.25)$$

Onde:

$$I_n(t) = I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \quad (6.26)$$

Assim, o valor eficaz da corrente é dado por (6.27).

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T I(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right]^2 \cdot d\omega t} \quad (6.27)$$

Resolvendo-se (6.27):

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n)]^2 \right\} \cdot d\omega t + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^{\infty} I_{P_i} \cdot \text{sen}(i \cdot \omega \cdot t + \varphi_i) \right] \right\} \cdot d\omega t} \quad (6.28)$$

Como em (6.28), tem-se o produto de senóides de frequências diferentes na segunda integral, o qual torna essa integral nula, resta então apenas a primeira integral:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{P-n}^2} \quad (6.29)$$

Isolando o termo da componente fundamental tem-se:

$$I_{ef} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{I_{P-1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{P-n}^2} \quad (6.30)$$

Normalizando em função da componente fundamental da corrente:

$$I_{ef} = \frac{I_{P-1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{P-n}}{I_{P-1}} \right)^2} \quad (6.31)$$

Define-se a taxa da distorção harmônica da corrente (TDH_I), por:

$$TDH_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{P-n}}{I_{P-1}} \right)^2} \quad (6.32)$$

Substituindo (6.32) em (6.31):

$$I_{ef} = \frac{I_{P-1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2} \quad (6.33)$$

Se:

$$I_n(t) = I_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \quad (6.34)$$

Então:

$$I_{ef-n} = \frac{I_{P-n}}{\sqrt{2}} \quad (6.35)$$

Substituindo (6.35) em (6.32) e em (6.33):

$$I_{ef} = I_{ef-1} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2} \quad \text{e} \quad TDH_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{ef-n}}{I_{ef-1}} \right)^2} \quad (6.36)$$

Assim:

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef}$$

$$S = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{P-1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2} \quad (6.37)$$

$$S = \frac{V_P \cdot I_{P-1}}{2} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2} \quad (6.38)$$

Como por definição a potência média, ou potência ativa, é dada por (6.39).

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (6.39)$$

Substituindo (6.22) e (6.25) em (6.39) tem-se:

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} [V_P \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)] \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \cdot d\omega t \quad (6.40)$$

Isolando-se a componente fundamental da corrente e aplicando a propriedade distributiva das integrais, obtém-se:

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ \int_0^{2\pi} [V_P \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)] \cdot [I_{P_1} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi_1)] \cdot d\omega t + \right. \\ \left. + \int_0^{2\pi} [V_P \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)] \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right] \cdot d\omega t \right\} \quad (6.41)$$

Novamente, na segunda integral tem-se o produto de senóides de frequências diferentes, onde o resultado da integral é nulo, restando apenas o resultado da primeira integral. Sabidamente componentes de diferentes frequências de tensão e corrente não geram potência ativa. Obtém-se então:

$$P = \frac{V_P \cdot I_{P_1} \cdot \cos(\varphi_1)}{2} \quad (6.42)$$

De (6.1) tem-se:

$$FP = \frac{P}{S} \quad (6.43)$$

Substituindo os resultados obtidos em (6.38) e (6.42), obtém-se (6.44).

$$FP = \frac{\frac{V_P \cdot I_{P_1} \cdot \cos(\varphi_1)}{2}}{\frac{V_P \cdot I_{P_1}}{2} \cdot \sqrt{1 + (TDH_I)^2}} \quad (6.44)$$

$$FP = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + (TDH_I)^2}} \quad (6.45)$$

A expressão apresentada em (6.45) determina o fator de potência para elementos de circuitos submetidos a tensões perfeitamente senoidais e quaisquer correntes periódicas, com período igual ao período da tensão. Deve-se lembrar ainda que φ_I representa o defasamento entre a tensão (senoidal) e a componente fundamental da corrente (também senoidal e na mesma frequência da tensão). Nota-se que se a corrente não for distorcida, a expressão (6.45) reduz-se à apresentada em (6.21).

Sabendo-se que somente componentes de mesma frequência geram potência ativa, como a tensão neste caso apresenta componente apenas em uma única frequência, somente a componente fundamental da corrente, na mesma frequência da tensão, gera toda a potência ativa, enquanto que as demais componentes harmônicas não geram potência ativa [8].

6.2.1.3 - Fator de Potência para Tensão e Corrente Distorcidas

A seguir apresentar-se-á a dedução do fator de potência para tensão e corrente distorcidas, mas com mesma frequência. Genericamente, tanto a tensão como a corrente serão representadas pela série de Fourier. Assim, para a tensão de alimentação tem-se:

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \quad (6.46)$$

Desta forma, o valor eficaz da tensão é dado por:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \right]^2 \cdot d\omega t} \quad (6.47)$$

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[V_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \right]^2 \right\} \cdot d\omega t + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[V_{P-n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \right] \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^{\infty} V_{P-i} \cdot \text{sen}(i \cdot \omega \cdot t + \theta_i) \right\} \cdot d\omega t} \quad (6.48)$$

Como o resultado da segunda integral é nulo, obtém-se:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_{P-n}^2} = \frac{V_{P-1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_{P-n}^2}{V_{P-1}^2}} = V_{ef-1} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{P-n}}{V_{P-1}} \right)^2} \quad (6.49)$$

Onde V_{ef-1} é o valor eficaz da componente fundamental da tensão de alimentação. Define-se então a taxa da distorção harmônica da tensão por:

$$TDH_V = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{P-n}}{V_{P-1}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{n-ef}}{V_{1-ef}} \right)^2} \quad (6.50)$$

Assim, substituindo (6.50) em (6.49), tem-se:

$$V_{ef} = V_{1-ef} \cdot \sqrt{1 + TDH_V^2} \quad (6.51)$$

A corrente pode ser definida, de forma genérica, por:

$$I(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n) \quad (6.52)$$

Em (6.53) calcula-se seu valor eficaz.

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T I(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n) \right]^2 \cdot d\omega t} \quad (6.53)$$

Resolvendo (6.53), obtém-se:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n)]^2 \right\} \cdot d\omega t + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \left[I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n) \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^{\infty} I_{P_{-i}} \cdot \text{sen}(i \cdot \omega \cdot t + \phi_i) \right] \right\} \cdot d\omega t} \quad (6.54)$$

Como novamente o resultado da segunda integral é nulo, tem-se que:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_{-n}}^2} = \frac{I_{P_{-1}}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{P_{-n}}^2}{I_{P_{-1}}^2}} = I_{ef_{-1}} \cdot \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{ef_{-n}}}{I_{ef_{-1}}} \right)^2} \quad (6.55)$$

Onde $I_{ef_{-n}}$ corresponde ao valor eficaz da n-ésima componente da corrente de $I(t)$. A taxa de distorção harmônica de corrente é dada por:

$$TDH_I = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{P_{-n}}}{I_{P_{-1}}} \right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{ef_{-n}}}{I_{ef_{-1}}} \right)^2} \quad (6.56)$$

Logo:

$$I_{ef} = I_{1_{-ef}} \cdot \sqrt{1 + TDH_I^2} \quad (6.57)$$

Assim, de (6.51) e de (6.57), tem-se a potência aparente dada por:

$$S = V_{1_{-ef}} \cdot I_{1_{-ef}} \cdot \sqrt{1 + TDH_V^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_I^2} \quad (6.58)$$

Por definição a potência média, ou potência ativa, é dada por :

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (6.59)$$

Substituindo (6.46) e (6.52) em (6.59) obtém-se:

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \right] \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{P_{-n}} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \phi_n) \right] \cdot d\omega t \quad (6.60)$$

Isolando-se a componente fundamental da tensão e da corrente, valendo-se da propriedade distributiva das integrais, pode-se representar a integral original pela soma de duas integrais:

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left\{ \int_0^{2 \cdot \pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \cdot I_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \right] \cdot d\omega t + \int_0^{2 \cdot \pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{P_n} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^{\infty} I_{P_i} \cdot \text{sen}(i \cdot \omega \cdot t + \varphi_i) \right] \cdot d\omega t \right\} \quad (6.61)$$

Como já foi visto anteriormente, o resultado da segunda integral é nulo, já que somente componentes de mesma frequência geram potência ativa, ou seja, potência com valor médio diferente de zero. O produto das componentes de tensão e corrente de frequências diferentes não geram potência ativa, mas apenas reativa. Desta forma, rearranjando (6.61) tem-se:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{P_n} \cdot I_{P_n}}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \theta_n) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \cdot d\omega t \quad (6.62)$$

Resolvendo (6.62):

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{P_n} \cdot I_{P_n}}{2} \cdot \cos(\theta_n - \varphi_n) \quad (6.63)$$

Define-se o defasamento entre as componentes de cada frequência de tensão e corrente por:

$$\phi_n = \varphi_n - \theta_n \quad (6.64)$$

Obtendo-se então:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_{n_ef} \cdot I_{n_ef} \cdot \cos(\phi_n) \quad (6.65)$$

Analisando-se (6.65), conclui-se que as componentes harmônicas de tensão e corrente também geram potência ativa, ou seja, pode haver potência ativa processada em outras frequências que não a fundamental. Nos casos anteriores, havia potência ativa processada apenas na frequência fundamental, quando apenas uma das formas de onda (no caso a corrente) era distorcida. Pode-se ainda normalizar a expressão (6.65) para potência ativa, em função das componentes fundamentais de tensão e corrente:

$$P = V_{1_ef} \cdot I_{1_ef} \cdot \cos(\phi_1) \cdot \left(1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_{n_ef} \cdot I_{n_ef} \cdot \cos(\phi_n)}{V_{1_ef} \cdot I_{1_ef} \cdot \cos(\phi_1)} \right) \quad (6.66)$$

Introduz-se aqui a taxa de distorção harmônica da potência, que representa a parcela da potência ativa processada nas frequências harmônicas:

$$T.D.H._p = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_{n_ef} \cdot I_{n_ef} \cdot \cos(\phi_n)}{V_{1_ef} \cdot I_{1_ef} \cdot \cos(\phi_1)} \quad (6.67)$$

Substituindo (6.67) em (6.66), obtém-se:

$$P = V_{1_ef} \cdot I_{1_ef} \cdot \cos(\phi_1) \cdot (1 + TDH_p) \quad (6.68)$$

Finalmente substituindo (6.58) e (6.68) em 6.1), tem-se:

$$FP = \frac{[V_{1_ef} \cdot I_{1_ef} \cdot \cos(\phi_1) \cdot (1 + TDH_p)]}{[V_{1_ef} \cdot I_{1_ef} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_i^2}]} \quad (6.69)$$

Simplificando (6.69) chega-se a:

$$F.P. = \cos(\phi) \cdot \frac{(1 + TDH_p)}{\sqrt{1 + TDH_i^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2}} \quad (6.70)$$

6.2.1.4 - Interpretação do Fator de Potência

Por (6.70) percebe-se que a TDH_p contribui para o aumento do fator de potência. Pode-se provar que:

$$[1 + TDH_p^2]^2 \leq [1 + TDH_i^2] \cdot [1 + TDH_v^2]$$

Dessa forma,

$$\frac{(1 + TDH_p)}{\sqrt{1 + TDH_i^2} \cdot \sqrt{1 + TDH_v^2}} \leq 1 \quad (6.71)$$

Ou seja, mesmo com deslocamento nulo entre as componentes fundamentais de tensão e corrente, não é possível obter fator de potência maior que a unidade. Por outro lado, quando a corrente se apresenta como imagem da tensão, observa-se que:

$$TDH_i = TDH_v \quad \text{e} \quad [1 + TDH_p^2]^2 = [1 + TDH_i^2] \cdot [1 + TDH_v^2] \quad (6.72)$$

Quando uma resistência pura é submetida a uma tensão qualquer, a corrente será uma imagem da tensão, a menos de um ganho k:

$$I(t) = k \cdot V(t) \quad (6.73)$$

Sabe-se que a potência ativa, ou potência média, é dada por:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (6.74)$$

$$P = \frac{k}{T} \int_0^T V(t)^2 \cdot dt \quad (6.75)$$

Calcula-se os valores eficazes de tensão e corrente por (6.76) e (6.77).

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad (6.76)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [I(t)]^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [k \cdot V(t)]^2 \cdot dt} \quad (6.77)$$

$$I_{ef} = k \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [V(t)]^2 \cdot dt} \quad (6.78)$$

Substituindo (6.76) e (6.78) em (6.4):

$$S = \left[\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \right] \cdot \left[k \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \right] \quad (6.79)$$

$$S = \frac{k}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt \quad (6.80)$$

Então, substituindo (6.75) e (6.80) em (6.1) obtém-se:

$$FP = \frac{\left[\frac{k}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt \right]}{\left[\frac{k}{T} \cdot \int_0^T V(t)^2 \cdot dt \right]} = 1 \quad (6.81)$$

Assim sendo, para qualquer forma de onda de tensão e corrente, onde uma é imagem da outra (resistor puro equivalente), tem-se fator de potência unitário. Então, o fator de potência determina a parcela da carga que pode ser representada por um resistor puro, que será responsável pela totalidade da potência ativa processada.

Para que se tenha fator de potência unitário, a corrente drenada pela carga deve ser igualmente distorcida, com o mesmo formato da tensão aplicada á carga. Ou seja, quando se tem tensão e corrente distorcidas, as expressões (6.21) e (6.45) deixam de ser válidas, devendo-se utilizar (6.70). Mesmo

com taxa de distorção harmônica da corrente diferente de zero, tem-se fator de potência unitário. Por exemplo, na Figura 6.1 tem-se tensão e corrente em uma carga com fator de potência unitário, mesmo com taxa de distorção harmônica da corrente de 11,2% (10% de 3ª harmônica e 5% de 7ª harmônica).

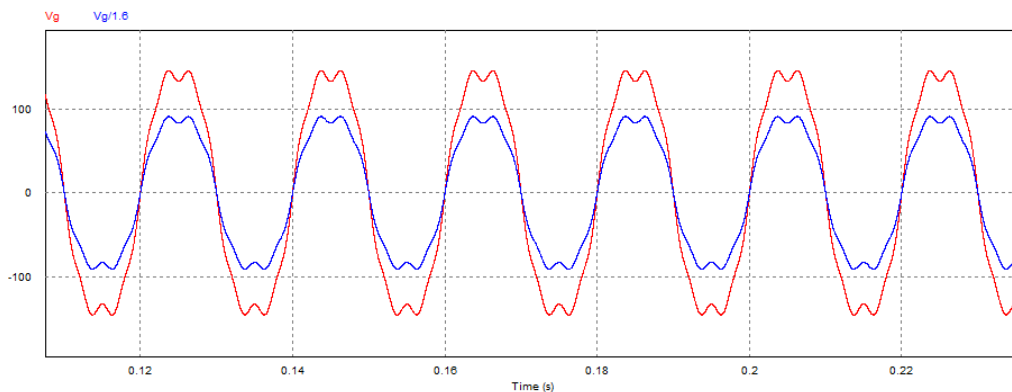


Figura 6.1 - Forma de onda de tensão e corrente, para uma carga com $TDH_I = 11,2\%$, mas com fator de potência unitário.

Então, pela definição de fator de potência apresentada, uma carga qualquer pode ser dividida em duas parcelas, a primeira representada por um resistor, que absorve uma corrente como imagem da tensão, responsável por toda a potência ativa processada; e uma segunda parcela, complementar, representada por uma fonte de corrente, de forma que a potência média absorvida por ela sempre será nula. O circuito equivalente é apresentado na Figura 6.2:

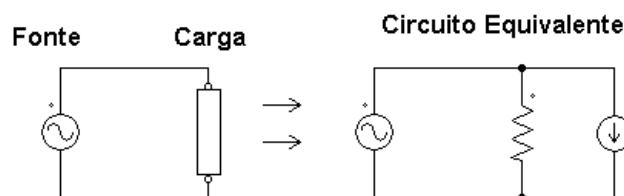


Figura 6.2 - Carga qualquer representada por uma carga equivalente.

6.3 - Fatores de Desempenho em Sistemas Trifásicos

Alguns cuidados devem ser tomados quando se utilizam de fatores de desempenho já devidamente conceituados nos sistemas monofásicos em sistemas trifásicos. Assim, faz-se necessário esclarecer de que forma esses fatores de desempenho serão aplicados em sistemas trifásicos aqui estudados. Nas abordagens subsequentes será considerado um sistema trifásico genérico, onde as tensões e as correntes podem apresentar distorções e esses sinais serão representados por sua respectiva série de Fourier.

6.3.1 - Taxa de Distorção Harmônica

Ao se avaliar, por exemplo, uma carga trifásica, citando determinada taxa de distorção harmônica para as correntes, supõe-se que todas apresentam a mesma distorção, isso por que a taxa de distorção harmônica refere-se a apenas uma corrente ou tensão, portanto somente a uma das fases. A fase de referência adotada sempre será a fase “a” ou “r”, dependendo da simbologia utilizada.

6.3.2 - Fator de Potência

A origem do conceito para a aplicação do fator de potência é monofásica, assim o seu cálculo e interpretação só pode se referir a cada uma das fases isoladamente. Embora, por definição, a potência instantânea ou a potência média (ativa) total do sistema possa ser dada pela soma das potências em cada uma das fases, o mesmo não é válido para a potência aparente, pois, ela é interpretada como uma grandeza vetorial.

Na literatura encontra-se a teoria denominada de potência ativa e reativa instantânea [54], aplicada a sistemas trifásicos, a qual é bastante útil quando utilizada para o controle das correntes de linha em filtros ativos. Entretanto, esta teoria não coincide com a definição original de fator de potência. Nesta análise, as potências instantâneas são divididas em duas parcelas, a potência ativa é aquela que efetivamente é transferida para a carga, enquanto que a potência denominada reativa refere-se àquela “trocada” entre as fases. Por exemplo, esta análise prevê ondulação na potência ativa instantânea, enquanto que na definição original, a potência ativa corresponde à potência média, para um determinado período. Trata-se também de uma ferramenta de análise bastante útil, mas difere do conceito original de fator de potência. Embora, no limite, com tensões e correntes senoidais, coincide também com o conceito clássico de fator de potência. Há também, uma outra abordagem apresentada em [55] onde se trabalha com o conceito de potência aparente efetiva S_e , proposto inicialmente por F. Buchholz e W. Goodhue. Por haver ainda alguma divergência na bibliografia acadêmica sobre o cálculo da potência ativa, potência aparente e fator de potência para circuitos trifásicos desequilibrados e/ou com harmônicos, calcular-se-á o fator de potência utilizando-se das equações apresentadas a seguir e a partir da definição de fator de potência para sistemas trifásicos dada por:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{ef} I_{ef}} \quad (6.82)$$

Sendo P a potência ativa trifásica e S a potência aparente trifásica, dada pelo produto da tensão trifásica eficaz e da corrente trifásica eficaz.

Definindo as tensões e as correntes de fase em termos de suas componentes harmônicas, temos:

$$v_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{an}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{apn} \text{sen}(n\omega t + \theta_{an}) \quad (6.83)$$

$$v_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{bn}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{bpn} \text{sen}(n\omega t + \theta_{bn}) \quad (6.84)$$

$$v_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{cn}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{cpn} \text{sen}(n\omega t + \theta_{cn}) \quad (6.85)$$

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{an}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{apn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_{an}) \quad (6.86)$$

$$i_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{bn}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{bpn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_{bn}) \quad (6.87)$$

$$i_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{cn}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{cpn} \text{sen}(n\omega t + \varphi_{cn}) \quad (6.88)$$

A potência instantânea trifásica pode ser calculada da definição:

$$p(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (6.89)$$

Calculando-se o valor médio da potência instantânea trifásica tem-se a potência ativa trifásica.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \quad (6.90)$$

A potência aparente do sistema trifásico é calculada através dos valores eficazes da tensão e da corrente, incluindo todos os componentes destes dois sinais. O valor eficaz da tensão e da corrente trifásica de cada fase é definido em [57] e [58] como sendo:

$$V_{aef} = \sqrt{\frac{1}{2} [V_{ap1}^2 + V_{ap2}^2 + V_{ap3}^2 + V_{ap4}^2 + \dots + V_{apn}^2]} \quad (6.91)$$

$$V_{bef} = \sqrt{\frac{1}{2} [V_{bp1}^2 + V_{bp2}^2 + V_{bp3}^2 + V_{bp4}^2 + \dots + V_{bpn}^2]} \quad (6.92)$$

$$V_{cef} = \sqrt{\frac{1}{2} [V_{cp1}^2 + V_{cp2}^2 + V_{cp3}^2 + V_{cp4}^2 + \dots + V_{cpn}^2]} \quad (6.93)$$

$$I_{aef} = \sqrt{\frac{1}{2} [I_{ap1}^2 + I_{ap2}^2 + I_{ap3}^2 + I_{ap4}^2 + \dots + I_{apn}^2]} \quad (6.94)$$

$$I_{bef} = \sqrt{\frac{1}{2} [I_{bp1}^2 + I_{bp2}^2 + I_{bp3}^2 + I_{bp4}^2 + \dots + I_{bpn}^2]} \quad (6.95)$$

$$I_{cef} = \sqrt{\frac{1}{2} [I_{cp1}^2 + I_{cp2}^2 + I_{cp3}^2 + I_{cp4}^2 + \dots + I_{cpn}^2]} \quad (6.96)$$

Dessa forma tem-se que a tensão eficaz trifásica e a corrente eficaz trifásica serão dadas por:

$$V_{ef} = \sqrt{V_{aef}^2 + V_{bef}^2 + V_{cef}^2} \quad (6.97)$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_{aef}^2 + I_{bef}^2 + I_{cef}^2} \quad (6.98)$$

E a potência aparente pode então ser escrita como sendo:

$$S = V_{ef} I_{ef} \quad (6.99)$$

Substituindo (6.90) e (6.99) em (6.82), pode-se calcular o Fator de Potência de uma instalação trifásica.

6.4 - Conclusões

Procurou-se apresentar uma revisão do conceito de fator de potência e de taxas de distorção harmônica, mostrando as simplificações que são comumente adotadas na prática. Ficou evidenciado que esses fatores de desempenho são importantes para caracterizar uma determinada carga, porém, em determinados casos não são suficientes quando utilizados de forma isolada. O exemplo mais comum é do fator de potência, que não avalia uma carga trifásica, mas apenas uma das fases.

CAPÍTULO VII - ESTUDO DO COMPORTAMENTO DE CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS EM REDE COM DISTÚRBIOS PRÉ-EXISTENTES

7.1 - Introdução

Nesta seção serão estudados os comportamentos de dois conversores CA-CC controlados já apresentados em [3] e [5]. Estes conversores serão simulados inicialmente utilizando-se dos mesmos parâmetros e estratégias de controle propostos por seus autores. As simulações foram executadas em ambiente PSIM 9.2®. O objetivo é evidenciar que, muito embora os métodos de controle são relativamente novos, eles são eficientes no que se refere ao controle de tensão no barramento CC, manutenção de alto fator de potência e correntes de entrada próximas de uma senóide (baixa distorção harmônica), apenas quando a tensão de alimentação não apresenta distorção e/ou desequilíbrio, ou seja, a tensão da fonte é puramente senoidal, o que não retrata a condição real de operação dos conversores atuais. De acordo com o que foi mostrado no Capítulo I, Figura 1.2, em certos casos, onde cargas não-lineares estão ligadas ao PAC, as tensões nesse ponto podem apresentar distorções harmônicas e desequilíbrios, que são aplicadas às outras cargas também ligadas ao PAC.

Dos dois casos estudados, um deles refere-se à topologia bidirecional monofásica [3] e o outro a uma topologia bidirecional trifásica [9]. Nas simulações introduz-se tensões de alimentação distorcidas e/ou desequilibradas, cujos resultados apresentar-se-á nos próximos tópicos.

7.2 – Retificador Boost PWM Bidirecional Monofásico em Meia-Ponte

Este caso trata de uma proposta de topologia já consagrada conforme Figura 7.1, e uma estratégia de controle de corrente com frequência constante em um ciclo apresentada por [3], baseado no controle proposto por [56].

A estrutura do conversor monofásico em meia-ponte é mostrada na Figura 7.1. A aplicação mais comum desse tipo de conversor é quando se necessita de alta tensão no barramento CC. Devido a sua bidirecionalidade, as chaves $S1$ e $S2$ são IGBTs com diodos ligados em antiparalelo.

Segundo o que consta em [3], os autores propõem um controle nesse conversor que promova um fator de potência unitário na entrada, ou seja, que as correntes de entrada estejam em fase com a tensão da

fonte de alimentação, que a tensão no barramento CC se mantenha no valor de referência desejado e que se tenha um balanço entre as tensões nos capacitores C1 e C2 do barramento CC

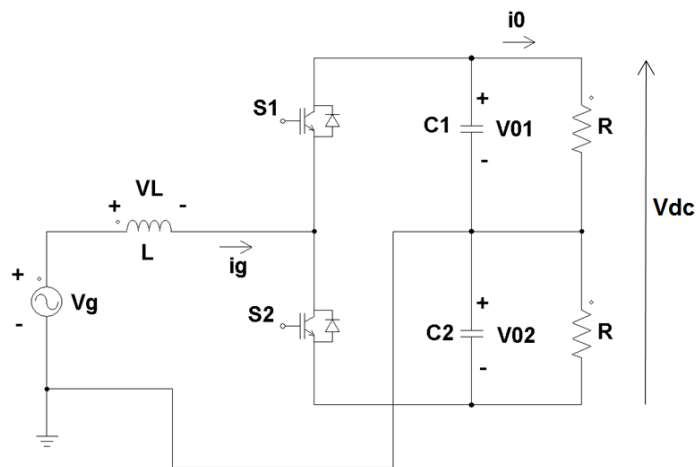


Figura 7.1 - Retificador *boost* PWM monofásico em meia-ponte.

7.2.1 - Estratégia de Controle Utilizada

A técnica de controle é baseada no controle de um ciclo, ou seja, cada chave possui um valor médio de tensão e de corrente em cada ciclo de chaveamento, assim, a principal idéia por trás do controle de um ciclo é controlar, ciclo a ciclo, os valores médios da tensão ou da corrente na chave, forçando-os a ser igual a um valor de referência. No caso do conversor CA - CC *boost* a tensão no diodo é igual à diferença entre a tensão de entrada e a de saída, como mostrado na Figura 7.2 .Através de um pulso de clock, a chave fecha, e assim a saída Q no *flip-flop* RS vai a “1”. Como a frequência do clock é constante, o chaveamento do conversor também é constante. Quando a chave está ligada, a corrente no indutor está crescendo e ele está armazenando energia, nesse tempo o integrador está integrando a tensão do diodo. Quando V_D alcança o valor $(V_{ref} - V_g)$ o comparador muda de estado e o controlador comuta a chave para aberta. Ao mesmo tempo, o controlador envia um pulso para zerar o integrador. Durante o tempo em que a chave está aberta o diodo conduz e entrega energia à carga. A lei de controle fica então definida por (7.1).

$$V_{ref} - V_g = V_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} v_D(t) dt, \quad (7.1)$$

Onde D é a razão cíclica (duty cycle), ou tempo de fechamento da chave, V_{ref} é a tensão de referência desejada na saída do conversor, V_g é a tensão de entrada e V_D é a tensão no diodo ligado em anti-paralelo e T_s é o tempo de chaveamento. O controle é conhecido como Controle em Um Ciclo, pois,

no início do próximo ciclo de chaveamento, o controlador fecha a chave e executa a mesma operação descrita acima.

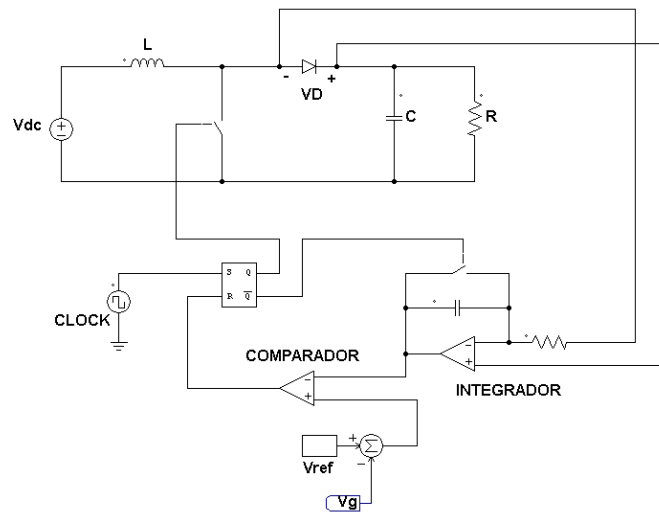


Figura 7.2 - Conversor CA - CC *boost* com estratégia de controle em um ciclo.

Segundo [4], o controle de um ciclo é aplicado em retificadores por apresentar algumas vantagens em relação aos demais:

- Controle é implementado de forma fácil, utilizando-se de um integrador com reset e alguns componentes lineares e lógicos;
- A frequência de chaveamento é constante;
- Não há necessidade de sensores de tensão;
- Não há a necessidade de utilização de circuitos multiplicadores.

Analisando-se a Figura 7.1 verifica-se que em cada período de chaveamento T_s , as chaves do conversor operam de modo complementar. S_2 fica fechada por um tempo DT_s e S_1 por um tempo $(1-D)T_s$. Estando S_2 ligada e S_1 desligada, a tensão sobre o indutor é $V_L = V_g + V_{O2}$, da mesma forma, com S_1 ligada e S_2 desligada, temos $V_L = V_g - V_{O1}$. Fazendo o balanço da tensão no indutor, determina-se uma equação em função de D .

$$v_g = V_{O1} - D(V_{O1} + V_{O2}) \quad (7.2)$$

7.2.2 - Equacionamento e Implementação do Controle

O controle desse conversor tem dois objetivos; fazer com que o conversor opere com fator de potência unitário e manter a tensão do barramento CC nos níveis de referência independente de variações na

carga. Para o primeiro deles há que se modular o ciclo de trabalho D de forma que a corrente de entrada i_g seja proporcional à tensão de entrada v_g . Essa proporcionalidade é representada pela resistência emulada R_e , ou seja, o conversor tem que se comportar como uma resistência pura. Considerando-se o primeiro objetivo e o segundo que é manter a tensão do barramento CC, pode-se escrever que :

$$V_m = (V_{dc} R_s) / R_e \quad (7.3)$$

$$i_g = v_g / R_e \quad (7.4)$$

onde V_m é a saída do controlador de tensão do barramento CC, e R_s é a resistência do sensor de corrente. Como o barramento CC é formado por dois capacitores em [3] é proposto que dois controladores PI realizem independentemente o controle da tensão no barramento CC Sendo V_{m1} e V_{m2} a saída de cada controlador PI, tem-se:

$$V_{m1} = (V_{o1} R_s) / R_e \quad (7.5)$$

$$V_{m2} = (V_{o2} R_s) / R_e \quad (7.6)$$

Através de (7.2), (7.3), (7.5) e (7.6) chega-se a equação de controle dada em (7.7), onde o primeiro membro de (7.7) é a saída do sensor de corrente de ganho R_s .

$$i_g R_s = V_{m1} - D(V_{m1} + V_{m2}) \quad (7.7)$$

Na Figura 7.3 mostra-se o diagrama de blocos da implementação do controle de acordo com (7.7).

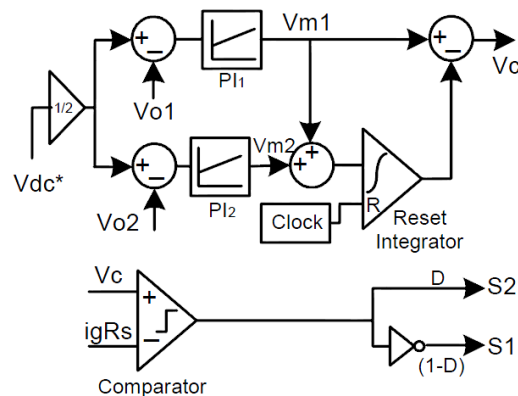


Figura 7.3 - Esquema de controle do retificador monofásico em meia-ponte.

Em (7.8) calcula-se a portadora $V_c(t)$ em função do ciclo de trabalho D . Integrando-se (7.8) obtém-se (7.9), de onde possível verificar a forma de $V_c(t)$, mostrada na Figura 7.4.

$$V_c(t) = V_{m1} - (V_{m1} + V_{m2}) \frac{t}{T_S}; (0 < t < T_S) \quad (7.8)$$

$$V_c(t) = V_{m1} - \frac{(V_{m1} + V_{m2})}{T_S} \int_0^t 1 dt; (0 < t < T_S) \quad (7.9)$$

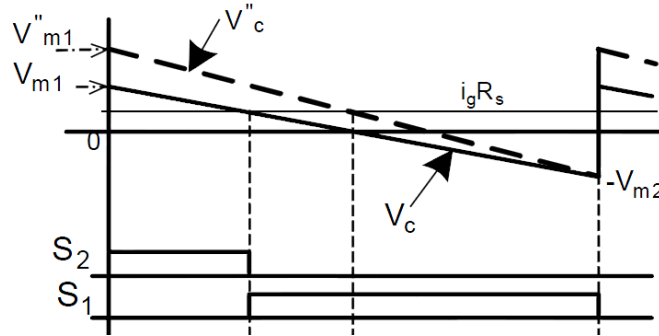


Figura 7.4 - Portadora $V_c(t)$ para controle do retificador monofásico em meia-ponte.

No início do intervalo T_S , $V_c(t)$ é igual a V_{m1} , e é igual a $-V_{m2}$ em $t=T_S$. Observa-se também que $V_c(t)$ é igual a igR_S no instante $t=DT_S$, de acordo com (7.8). Assim, os instantes de chaveamento são determinados pela comparação da corrente de entrada igR_S com a portadora $V_c(t)$ no comparador mostrado no esquema de controle da Figura 7.3.

Em cada período de chaveamento, a portadora $V_c(t)$ é gerada usando o integrador com *reset*. O integrador é iniciado pela subida do *clock*. A corrente de entrada medida é comparada com a portadora $V_c(t)$, e a saída do comparador fornece diretamente o pulso de gatilho da chave S_2 . O pulso complementar de S_2 gatilha S_1 .

Uma situação não desejável é o desbalanço nas tensões dos capacitores, a qual também é controlada através da portadora $V_c(t)$, pois, se uma das tensões, V_{O1} ou V_{O2} se torna maior ou menor que $V_{dc}/2$, os controladores que geram V_{m1} e V_{m2} terão suas saídas modificadas, o que irá interferir diretamente na forma de onda da portadora. Com a portadora modificada, conseqüentemente a largura dos pulsos de gatilho de S_1 e S_2 será modificada, promovendo o balanço de energia entre os capacitores e mantendo suas tensões balanceadas.

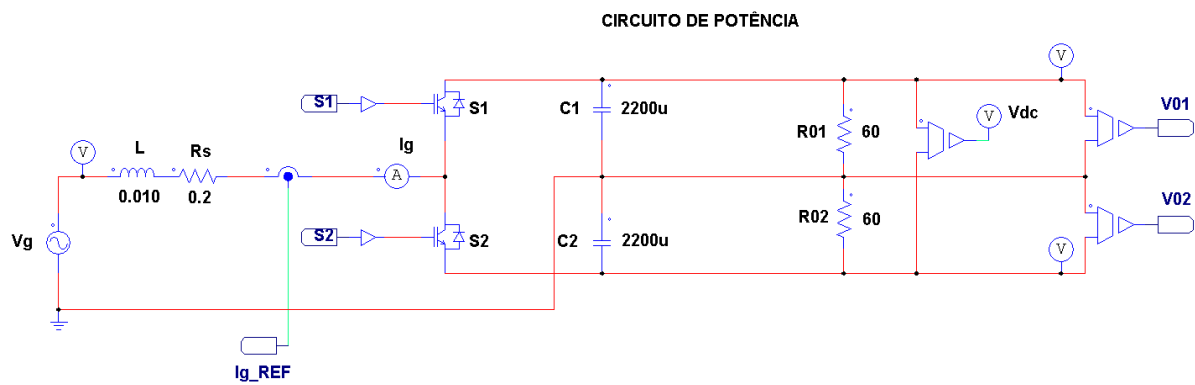
7.2.3 - Simulação para Tensão de Alimentação Senoidal

O circuito do retificador da Figura 7.1, bem como o seu circuito de controle, foram simulados com o software PSIM 9.2®. O esquema de simulação é apresentado na Figura 7.5 e os parâmetros da simulação são apresentados na Tabela 7.1.

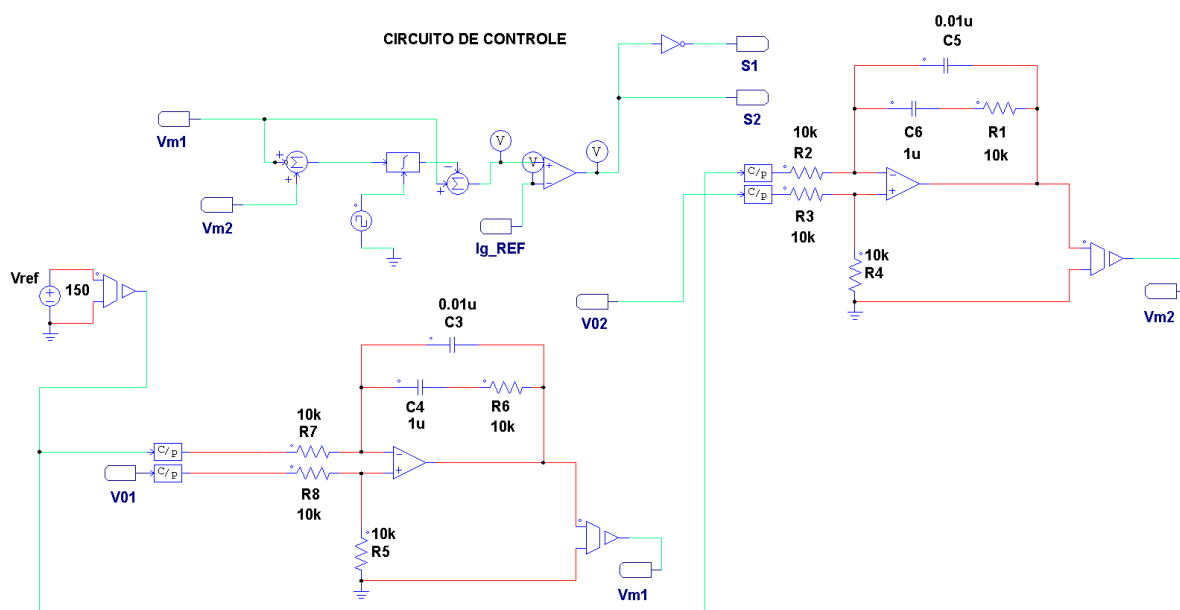
Os gráficos das variáveis de interesse do retificador estão apresentados na Figura 7.6. Foram gerados os gráficos da tensão e da corrente de entrada do retificador, onde se pode verificar que a corrente está praticamente em fase com a tensão apresentando $FP = 0,987$ e $TDH_i = 4,98\%$. Também são mostrados os gráficos das tensões nos capacitores e da tensão no barramento CC. A corrente está multiplicada por 10 para facilitar a visualização. Para esta situação o circuito de controle cumpre com seus objetivos.

Tabela 7.1 – Parâmetros para simulação do retificador da Figura 7.5.

P_0	800W
V_{gpico}	156 V
V_0	300V
f_{sw}	10 kHz
Lcom	10 mH
C_1, C_2	2200 μ F
R_s	0,2 Ω

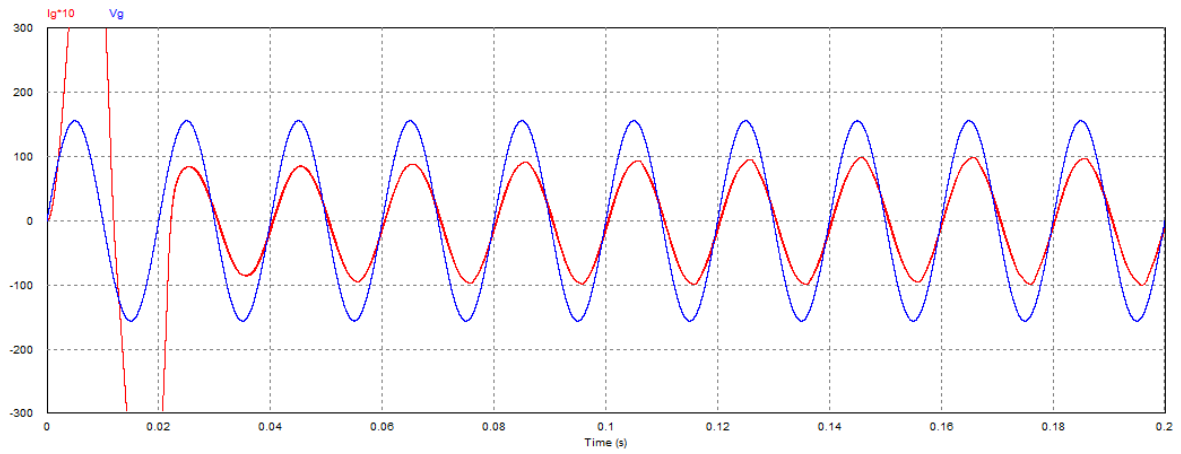


(a)

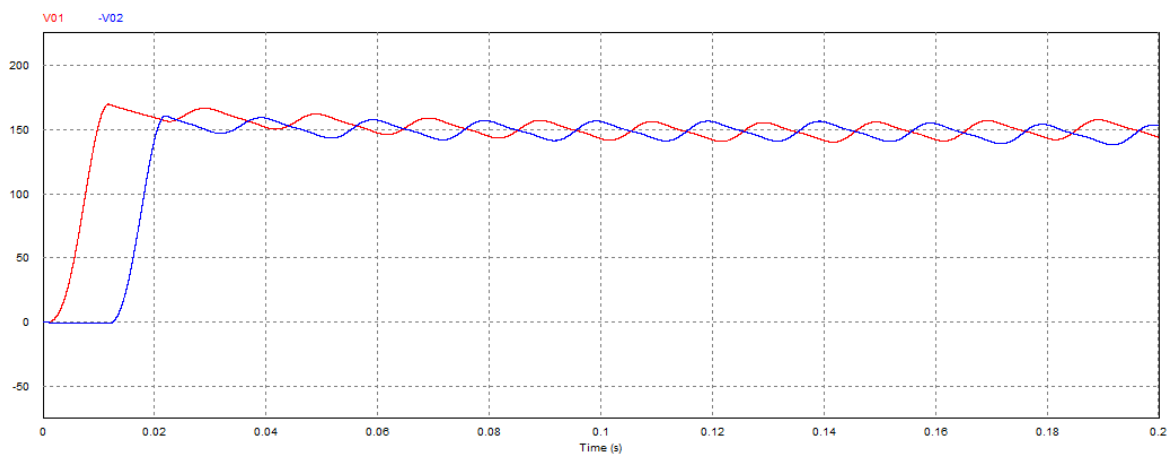


(b)

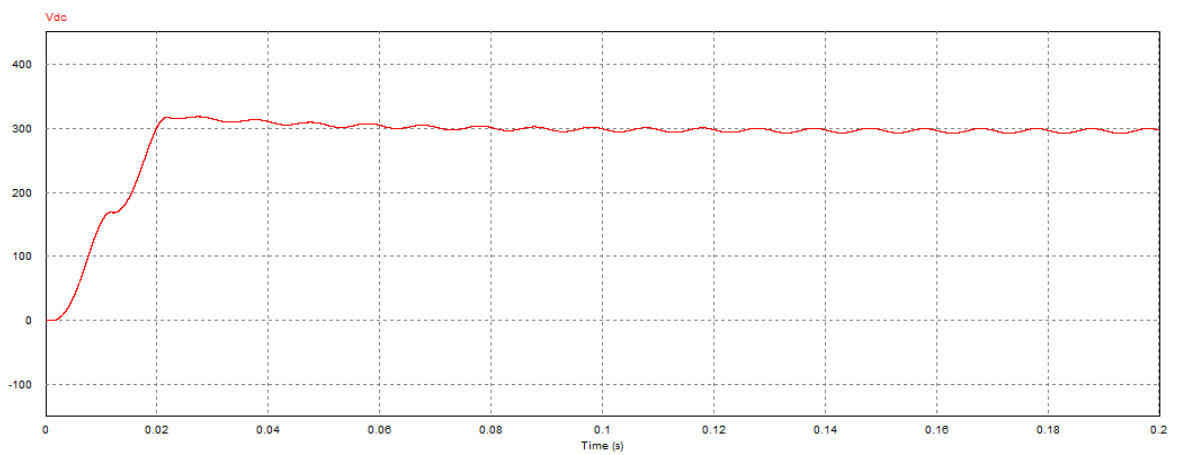
Figura 7.5 - Circuito de simulação do retificador *boost* monofásico em meia-ponte. a) Esquema do retificador monofásico em meia-ponte simulado no PSIM 9.2®; b) Esquema do controlador para o retificador.



a)



b)



c)

Figura 7.6 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte da Figura 7.5. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensões nos capacitores; c) Tensão no barramento CC

7.2.4 - Simulação para Tensão de Alimentação Distorcida

A proposta apresentada em [3], conforme Figura 7.1 e simulada de acordo com o circuito da Figura 7.5, não avalia o comportamento da estratégia de controle para o caso de se ter rede com harmônicos pré-existente. Para tanto, serão utilizados os mesmos parâmetros, estratégia de controle e topologia apresentada na Figura 7.5, porém, para quatro situações diferentes quais sejam :

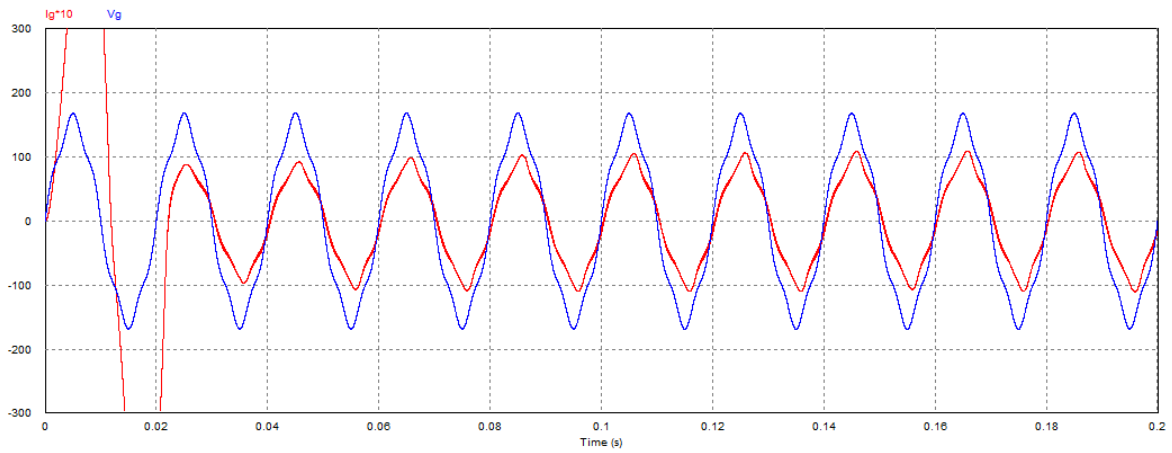
Caso 1 : Tensão de alimentação com 8% de 5^a harmônica;

Caso 2 : Tensão de alimentação com 10% de 3^a harmônica e 5% de 7^a harmônica;

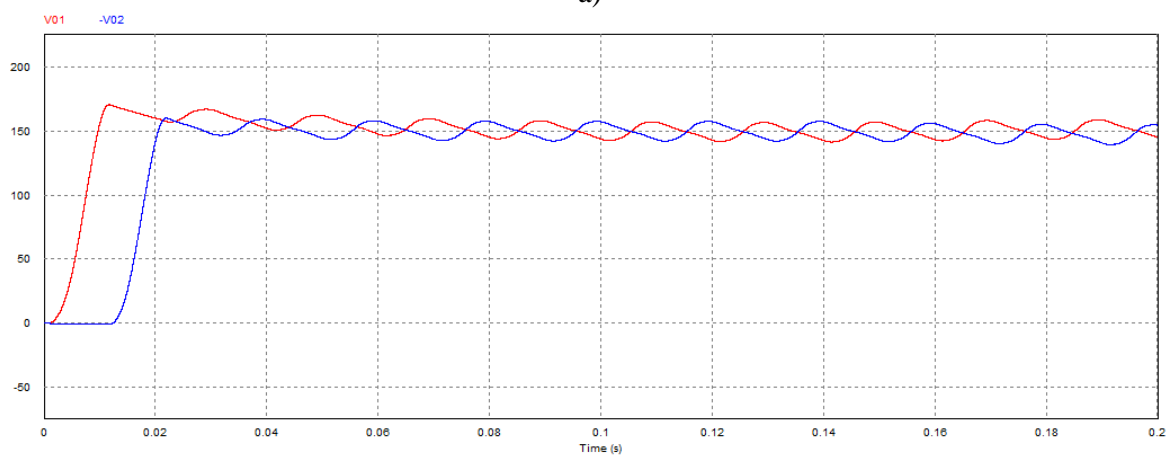
Caso 3 : Tensão de alimentação com 8% de 5^a harmônica e 5% de 7^a harmônica;

Caso 4 : Tensão de alimentação triangular.

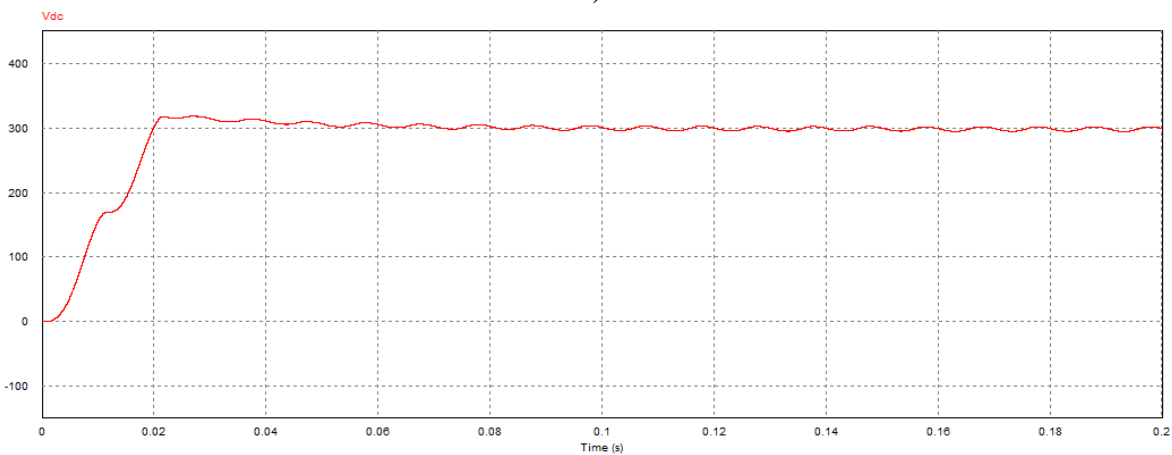
Resultados da Simulação do Caso 1 : $TDH_V = 8\%$, $TDH_I = 8,79\%$ e $FP = 0,983$.



a)



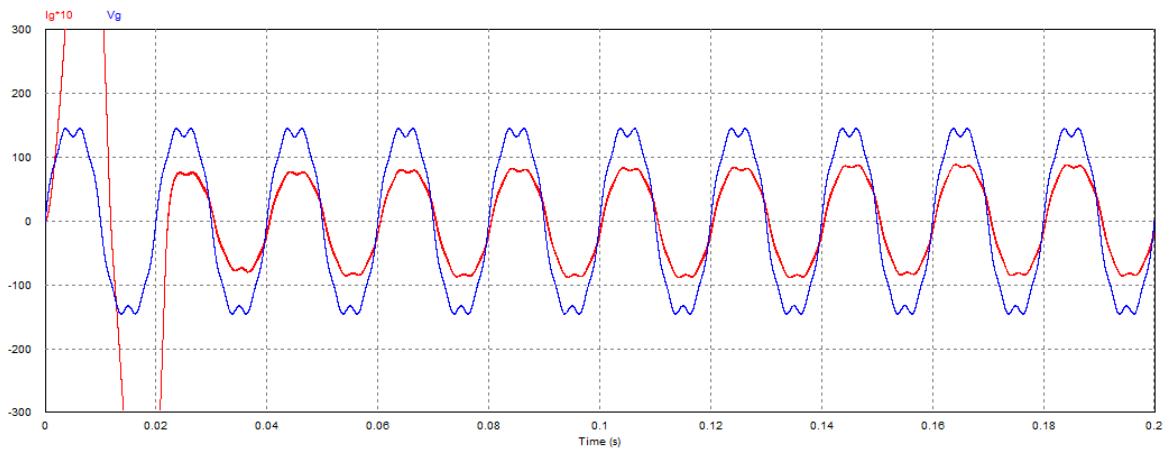
b)



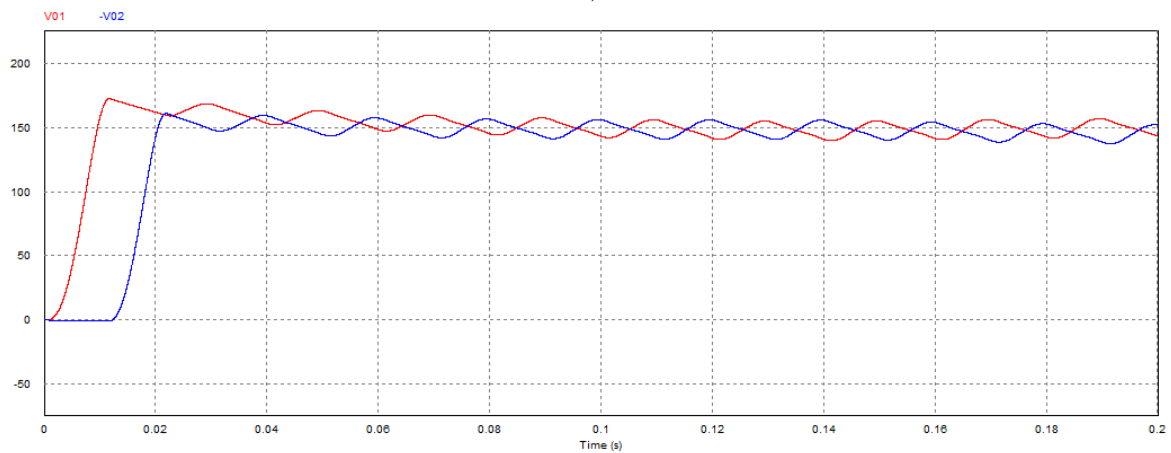
c)

Figura 7.7 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte com tensão de alimentação com 8% de 5ª harmônica – Caso 1. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensões nos capacitores; c) Tensão no barramento CC

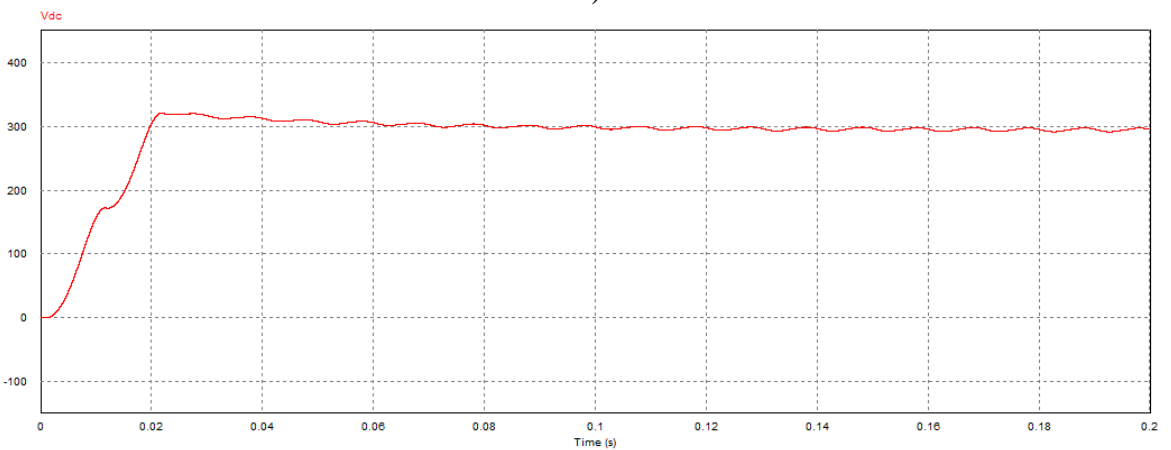
Resultados da Simulação do Caso 2 : $TDH_V = 11,17\%$, $TDH_I = 10,21\%$ e $FP = 0,986$.



a)



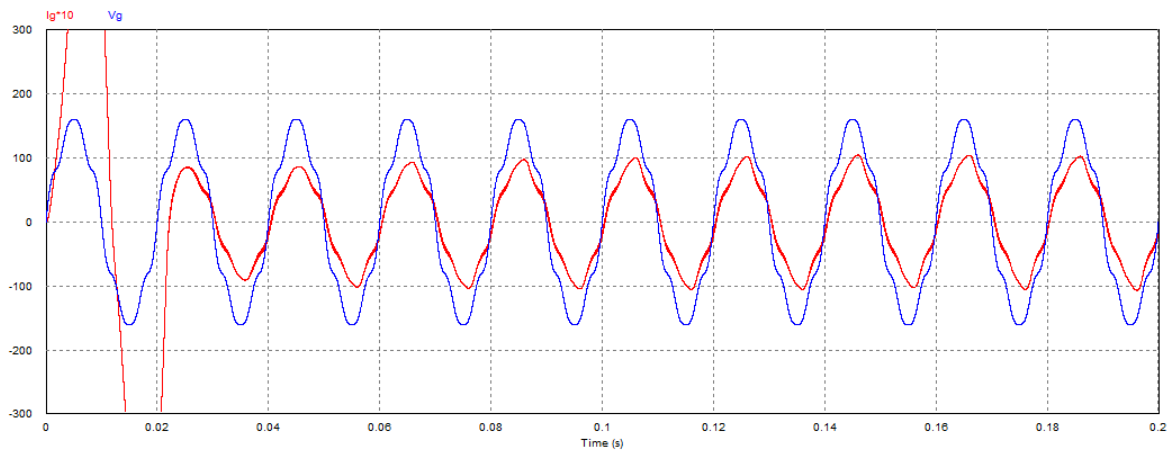
b)



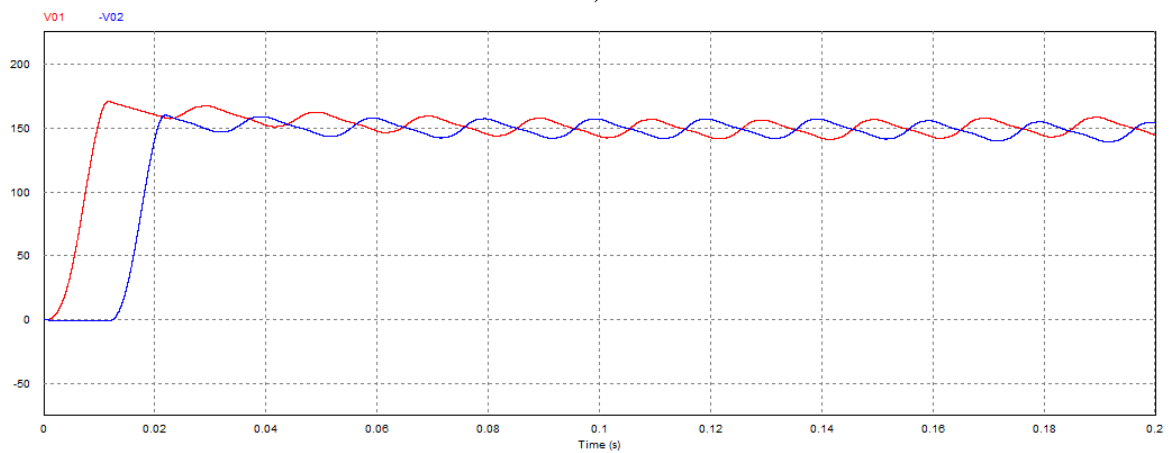
c)

Figura 7.8 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte com tensão de alimentação com 10% de 3ª harmônica e 5% de 7ª harmônica - Caso 2. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensão nos capacitores; c) Tensão no barramento CC

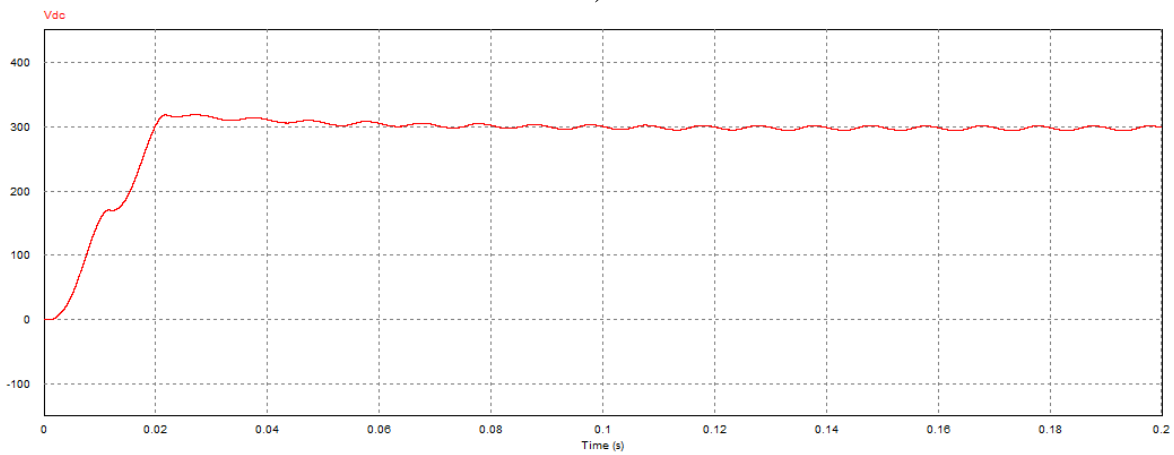
Resultados da Simulação do Caso 3 : $TDH_V = 9,43\%$, $TDH_i = 9,40\%$ e $FP = 0,984$



a)



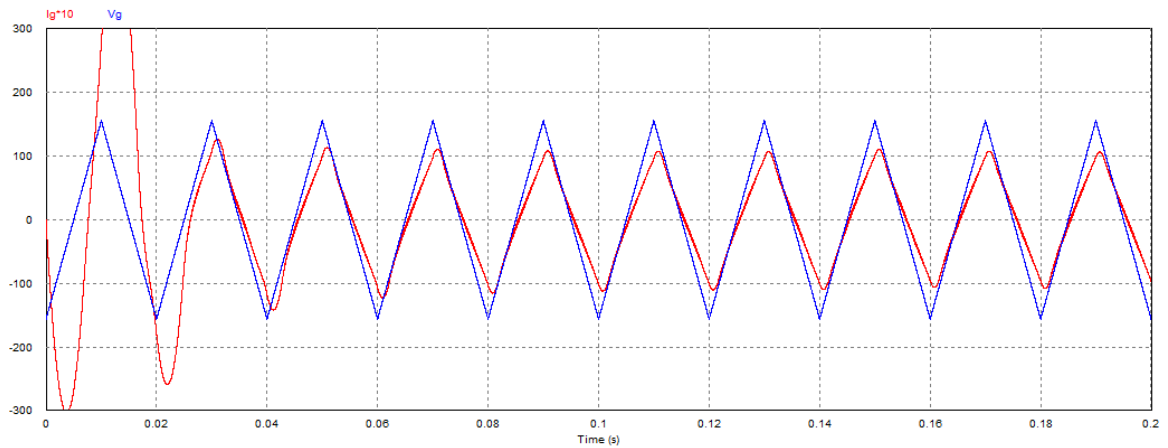
b)



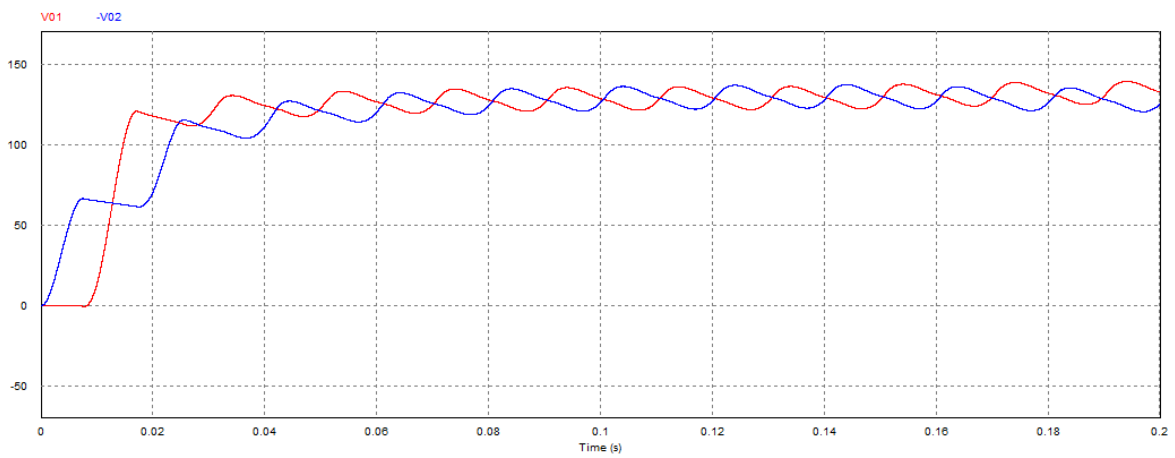
c)

Figura 7.9 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte com tensão de alimentação com 8% de 5ª harmônica e 5% de 7ª harmônica – caso 3. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensão nos capacitores; c) Tensão no barramento CC

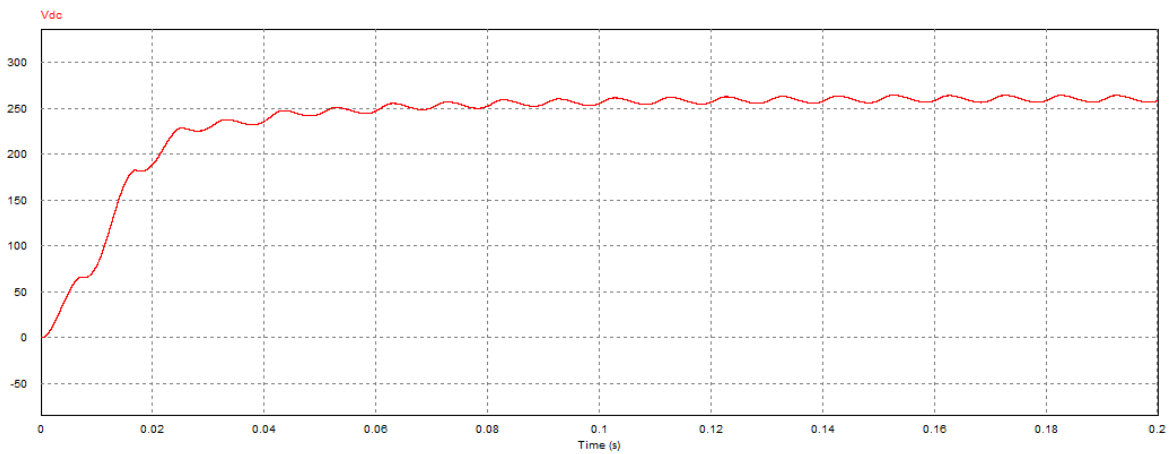
Resultados da Simulação do Caso 4 : $TDH_V = 12,11\%$, $TDH_I = 13,21\%$ e $FP = 0,977$



a)



b)



c)

Figura 7.10 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte com tensão de alimentação triangular - caso 4. a) Tensão e corrente de entrada; b) Tensão nos capacitores; c) Tensão no barramento CC

Nos gráficos relativos às Figuras 7.6, 7.7, 7.8, 7.9 e 7.10, as correntes foram multiplicadas pelo fator 10 para facilitar a visualização do formato das mesmas.

Pelos resultados das simulações relativas aos casos de 1 a 3 apresentadas acima, pode-se verificar que a corrente está praticamente em fase com a tensão e o retificador continua atingindo o objetivo de gerar 300 Volts no barramento CC, exceto no caso 4, onde a tensão no barramento CC foi de 260 V. Outra característica bastante evidente é que pela estratégia de controle utilizada a corrente segue o mesmo formato da tensão de entrada. O caso 4 que retrata uma situação de pouca aplicação prática, foi utilizado para ressaltar essa característica.

Convém ressaltar que os resultados obtidos para a proposta de controle do retificador apresentado em [3] não são desejáveis, pois, tem-se correntes distorcidas mesmo em presença de cargas lineares, conforme pode-se observar na Tabela 7.2 a seguir. Assim a estratégia de controle torna-se útil apenas em sistemas com tensões puramente senoidais, o que é muito pouco provável nas aplicações atuais.

Tabela 7.2 – Resumo dos resultados obtidos das simulações anteriores

Cenário	3ªH	5ªH	7ªH	TDH _v	TDH _i	FP
Senóide	0	0%	0	0%	4.98%	0.987
Caso1	0	8%	0	8%	8.79%	0.983
Caso2	10%	0	5%	11.17%	10.21%	0.986
Caso3	0	8%	5%	9.43%	9.40%	0.984
Caso 4	Onda Triangular			12.11%	13.21%	0.977

7.3 - Retificador Boost PWM Bidirecional Trifásico a Quatro Fios

Este estudo de caso que foi simulado é o proposto por [9]. Trata-se de um retificador trifásico a quatro fios e três braços, com capacitor dividido no barramento CC, como mostrado na Figura 7.11 cuja configuração é a mesma utilizada pelos autores. O conceito dessa proposta é de utilizar o controle indireto da corrente, sem o uso de sensores de tensão para o controle das correntes de entrada e da tensão no barramento CC do retificador e tem por objetivo fazer com que o sistema opere com fator de potência unitário e com baixa distorção harmônica.

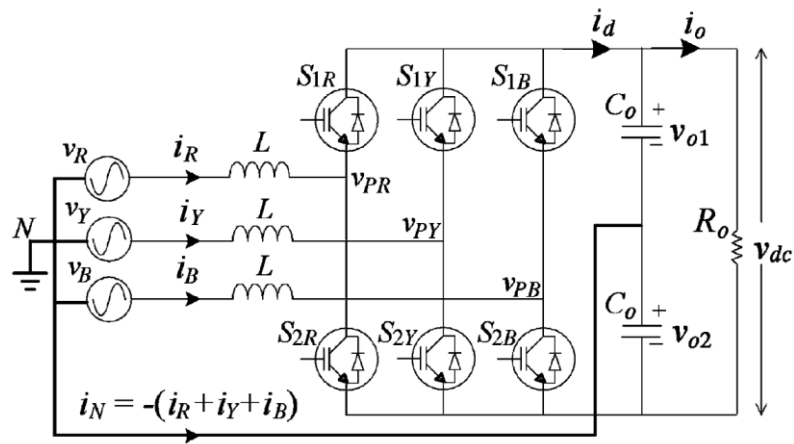


Figura 7.11 - Retificador trifásico de três braços com capacitor dividido na saída.

Nessa proposta é também aplicado o conceito da modulação PWM, mas de forma diferenciada. Na bibliografia normalmente as três correntes de referência são geradas pelo controlador e são comparadas com uma única portadora triangular de alta frequência. Em [9], são usadas três portadoras triangulares de alta frequência defasadas de 120° uma da outra. Cada portadora é comparada com uma referência de corrente.

7.3.1 - Estratégia de Controle e Equacionamento

A análise do comportamento do retificador apresentado na Figura 7.11, pode ser efetuada considerando-se como se fossem três retificadores monofásicos em meia-ponte independentes, compartilhando o barramento CC. Na Figura 7.12, é mostrado o retificador monofásico em meia-ponte que representa a fase 'j' do trifásico. Assim a análise do retificador é feita para um retificador monofásico e estendida por analogia ao retificador completo.

Os autores [9], partem do pressuposto que a corrente média de entrada da fase j , I_j , é proporcional à tensão de entrada da fase j , V_j , conforme (7.10).

$$I_j = \frac{v_j}{R_e}, \quad (7.10)$$

onde $j = R, Y, B$ e R_e é a resistência emulada do conversor. Com esse pressuposto, o conversor possuirá correntes de entrada que serão uma réplica da tensão de entrada e que estarão fase com elas. Outra condição de projeto do controle, é que em cada ciclo de chaveamento, as chaves operem complementarmente, ou seja, $S1_j$ opera com ciclo de trabalho de D_j e $S2_j$ com ciclo de trabalho de $(1 - D_j)$.

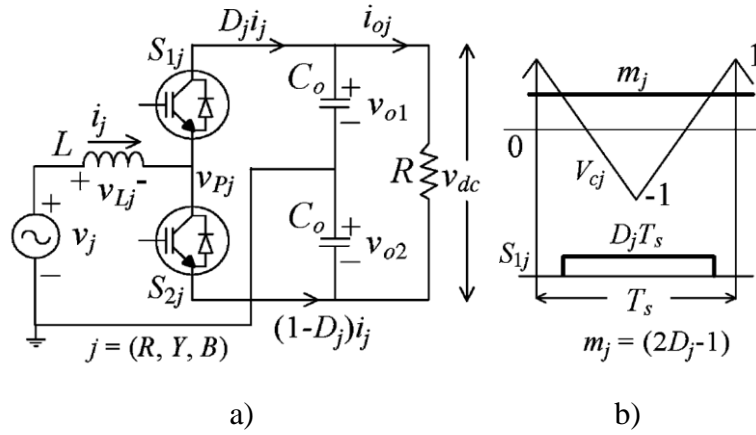


Figura 7.12 - a) Circuito monofásico em meia ponte representando a fase j ; b) Modulação seno-triângulo.

Para cada período de chaveamento a tensão média V_{Pj} é dada por:

$$V_{Pj} = \frac{V_{dc}}{2}(2D_j - 1) + \frac{V_D}{2}, \quad (7.11)$$

onde $V_{dc} = V_{o1} + V_{o2}$ e $V_D = V_{o1} - V_{o2}$. Usando a Equação (7.13) em (7.12), e introduzindo o ganho do sensor de corrente, R_S , tem-se:

$$I_j R_S = \frac{V_{dc} R_S}{2R_e} (2D_j - 1) + \frac{V_D R_S}{2R_e} \quad (7.12)$$

Sendo V_M a tensão de saída do controlador de tensão definida em (7.13).

$$V_M = \frac{V_{dc} R_S}{2R_e} \quad (7.13) \text{ e}$$

$$\Delta V_M = \frac{V_D R_S}{2R_e} \quad (7.14)$$

Substituindo (7.13) e (7.14) em (7.12) e rearranjando chega-se a:

$$D_j = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{I_j R_S - \Delta V_m}{V_m} \right) \quad (7.15)$$

Por (7.15), define-se m_j como sendo:

$$m_j = 2D_j - 1 = \frac{I_j R_S - \Delta V_m}{V_m} \quad (7.16)$$

Onde, m_j é a referência de tensão da fase j , a ser comparada com V_{cj} que é a portadora triangular da fase j . Substituindo m_j em (7.11), tem-se:

$$V_{Pj} = \left(\frac{I_j R_s - \Delta V_m}{V_m} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_D}{2} \quad (7.17)$$

A equação de controle definida em (7.17) pode ser realizada pelo circuito da Figura 7.13.

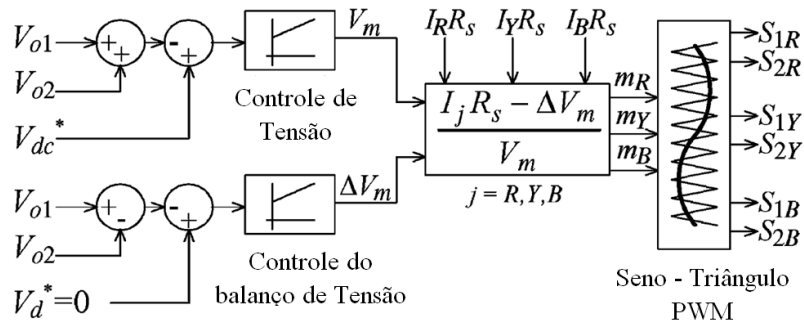


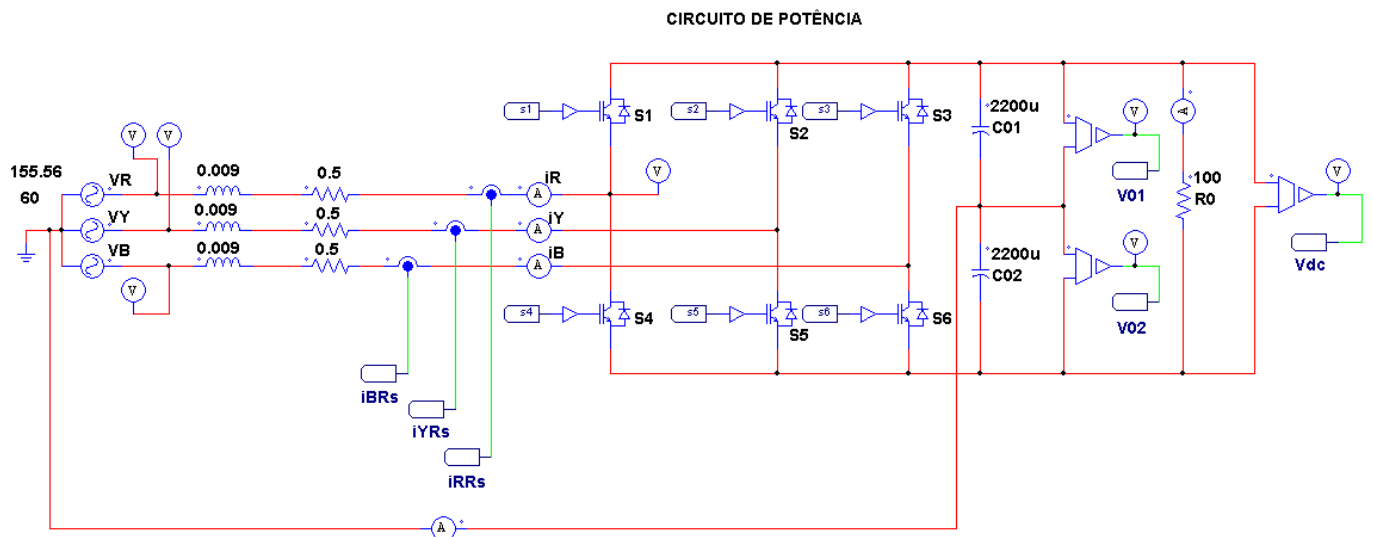
Figura 7.13 - Esquema do controlador para o retificador da trifásico da Figura 7.11.

7.3.2 - Simulação para Tensão de Alimentação Senoidal

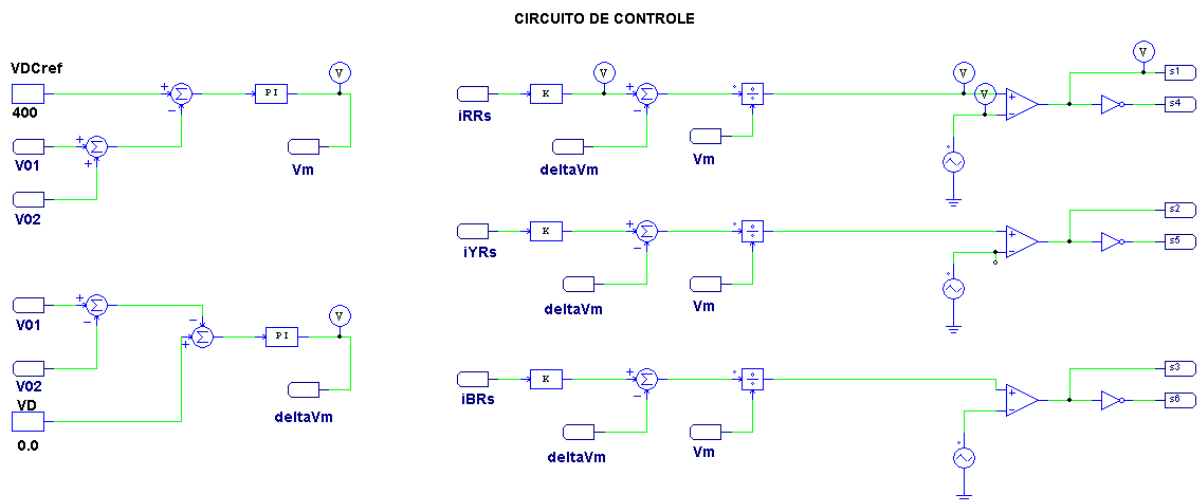
A exemplo do que foi feito para o retificador monofásico do item 7.2, o circuito de simulação de potência e respectivo circuito de controle mostrados na Figura 7.11 e Figura 7.13, foram simulados no PSIM 9.2®. Os parâmetros da simulação são apresentados na Tabela 7.2, de acordo com o apresentado em [9]. Várias situações hipotéticas são implementadas distorcendo e desequilibrando as tensões de entrada do retificador para verificar o comportamento das correntes de entrada. A Tabela 7.2 mostra os parâmetros utilizados pelos autores e que serão utilizados nas simulações.

Tabela 7.3 - Parâmetros para Simulação da proposta apresentada em [9].

P_0	1600W
V_{gpico}	155.56 V
V_{dc}	400V
f_{sw}	10 KHz
L	9 mH
C_1, C_2	2200 μ F
R_s	0,1 Ω



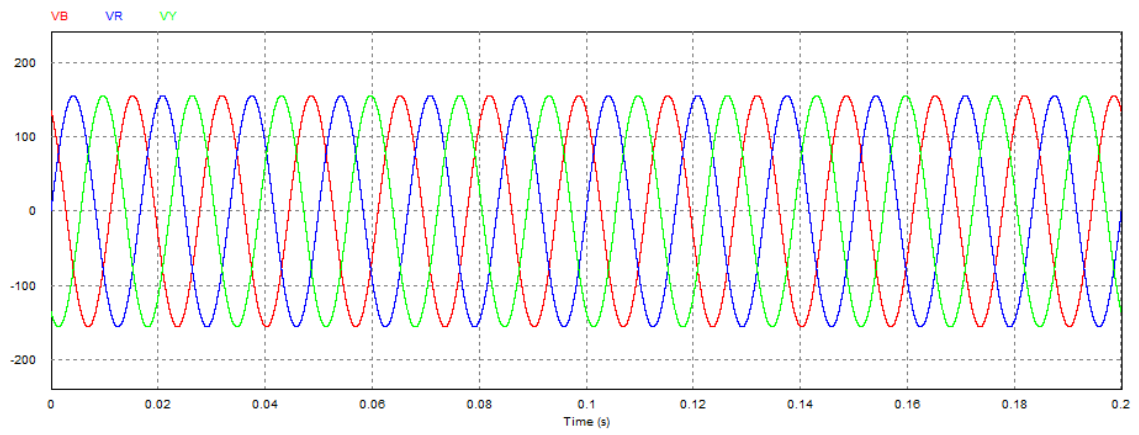
a)



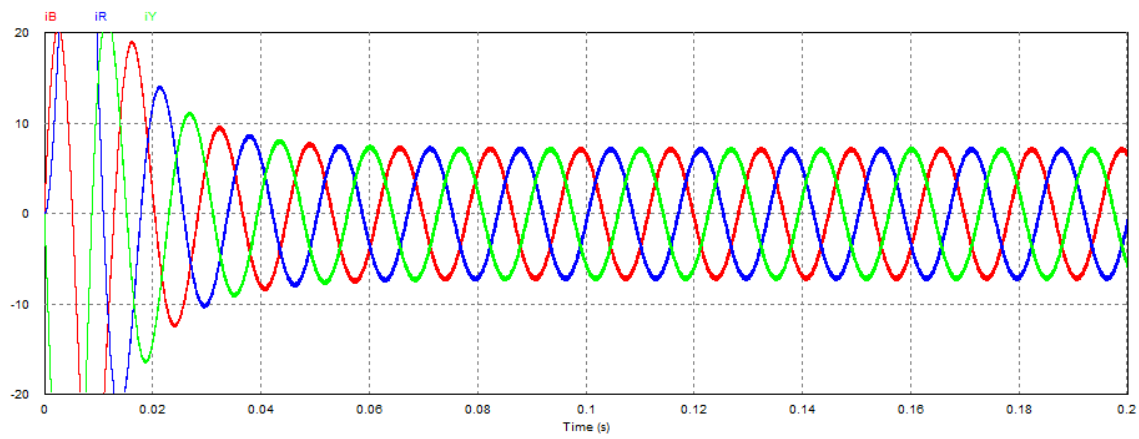
b)

Figura 7.14 - Esquema da simulação do retificador PWM trifásico da Figura 7.11. a) Circuito de potência do retificador; b) Circuito de controle.

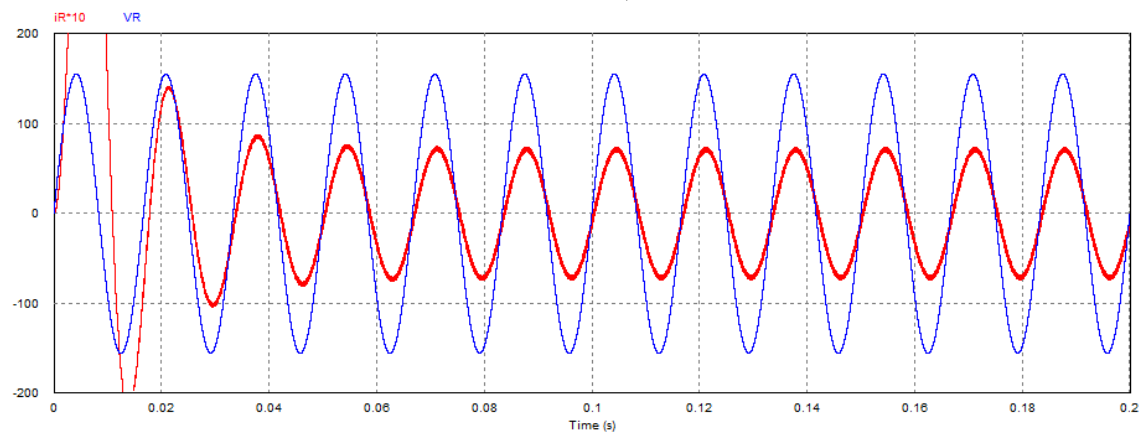
Primeiramente o retificador foi simulado com tensões de entrada senoidais e balanceadas. O resultado obtido foram correntes senoidais com $TDH_1 = 4,76\%$ e praticamente em fase com a tensão de entrada com $FP = 0,987$. A tensão no barramento CC se manteve no valor de referência de 400V. Os resultados para esta primeira simulação estão mostrados nos gráficos da Figura 7.15.



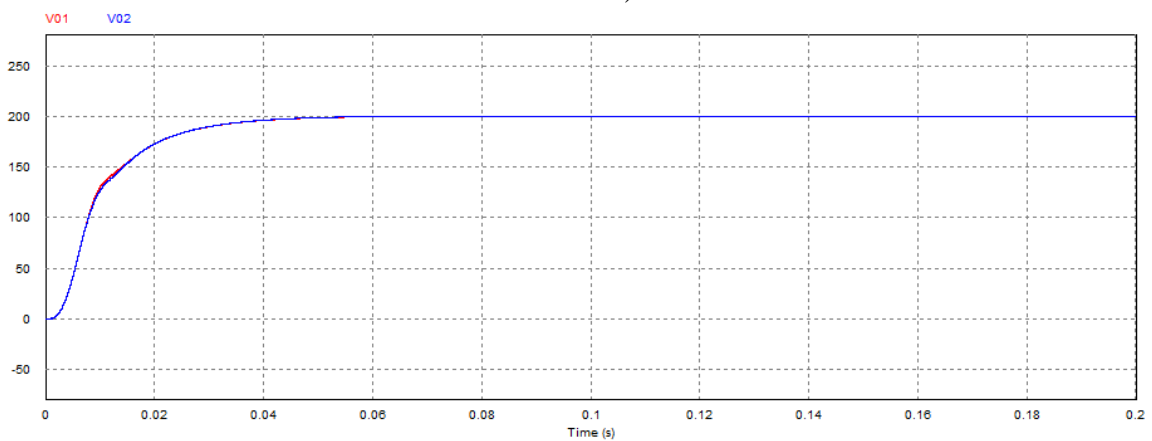
a)



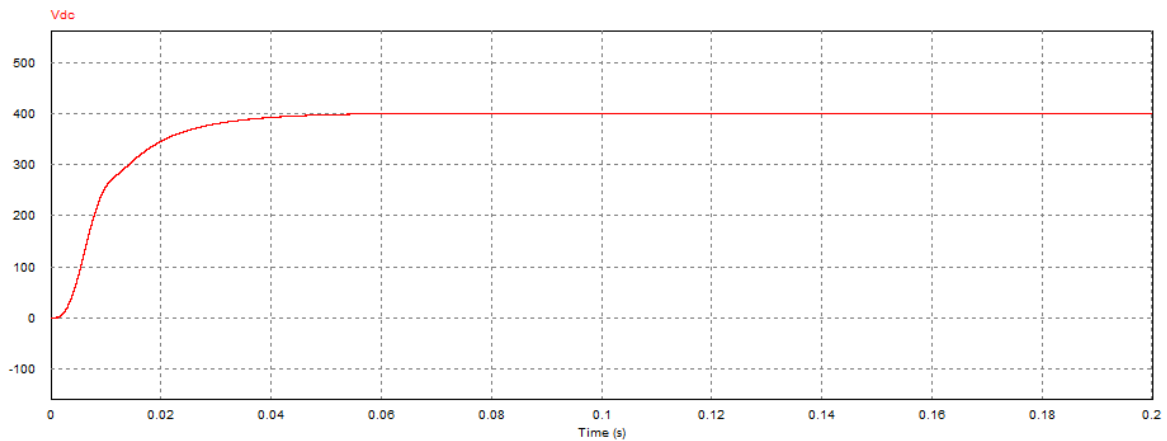
b)



c)



d)



e)

Figura 7.15 - Resultados da simulação do retificador trifásico da Figura 7.11. a) Tensões senoidais e equilibradas de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão e corrente de entrada relativo a fase “R”; d) Tensão nos capacitores; e) Tensão no barramento CC.

7.3.3 - Simulação para Tensão de Alimentação Distorcida e Desequilibrada

A proposta apresentada em [9] não avalia o comportamento da estratégia de controle para o caso de se ter rede com harmônicos e/ou desequilibrada . Para tanto, serão utilizados os mesmos parâmetros, estratégia de controle e topologia apresentadas na Tabela 7.2 e nas Figuras 7.13 e 7.11, porém, para cinco situações diferentes, nomeadas como caso 1, 2, 3, 4 e 5 abaixo explicitadas e aplicadas aos circuitos de simulação da Figura 7.14.

Caso 1 : Tensão de alimentação com 8% de 5^a harmônica ;

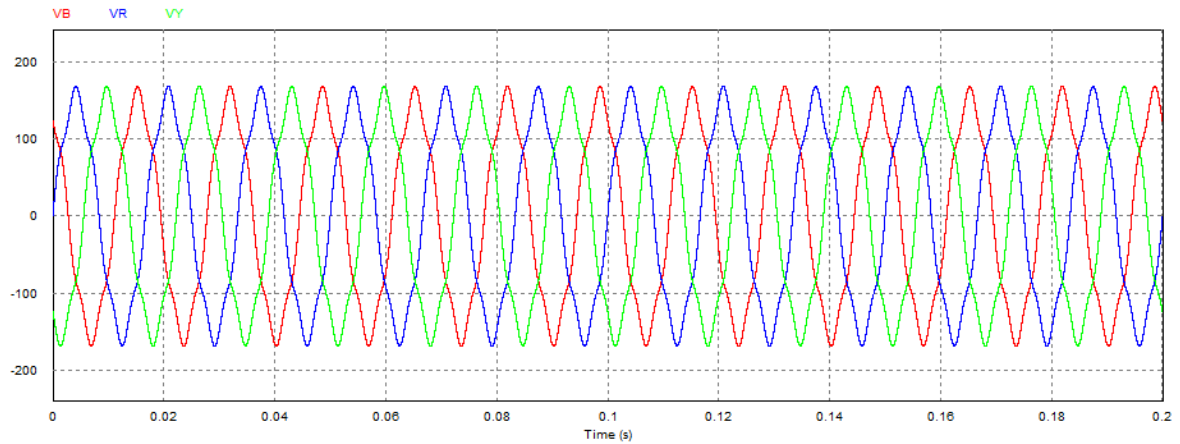
Caso 2 : Tensão de alimentação com 10% de 3^a harmônica e 5% de 7^a harmônica ;

Caso 3 : Tensão de alimentação com 8% de 5^a harmônica e 5% de 7^a harmônica ;

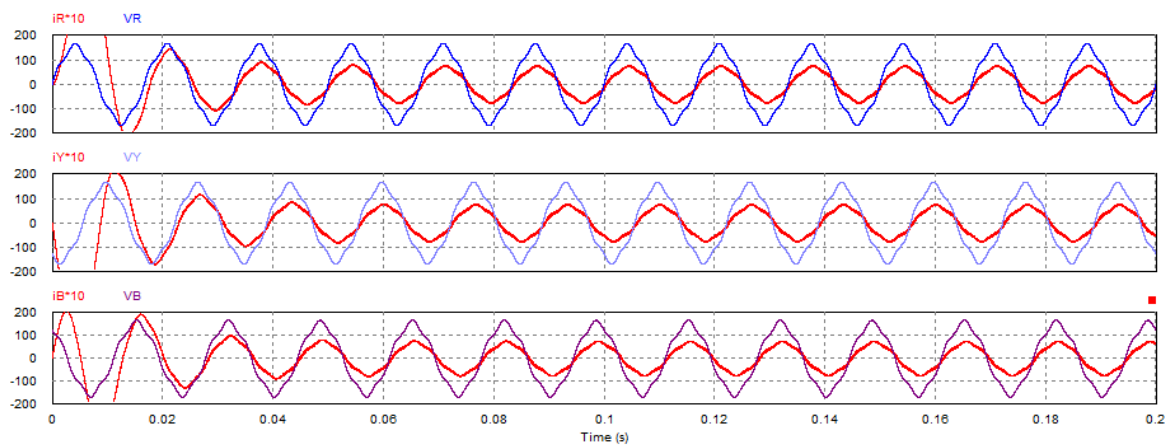
Caso 4 : Tensão da fase “R” com redução de 5%, Tensão da fase “Y” com redução de 10% e Tensão da fase “B” com redução de 15%. Isso representa um grau de desequilíbrio trifásico de 3,21%;

Caso 5: Tensão da fase “R” com redução de 5% e deslocamento angular de fase de 0°, Tensão da fase “Y” com redução de 10% e deslocamento angular de fase de -70° e Tensão da fase “B” com redução de 8% e deslocamento de fase de +90° . Esse cenário representa um grau de desequilíbrio trifásico de 34%.

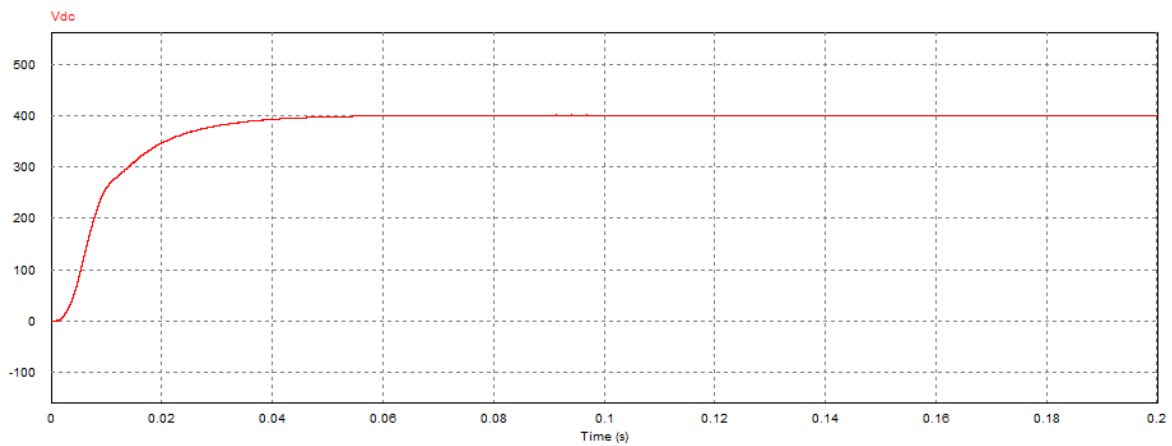
Resultados da Simulação do Caso 1 :



a)



b)



c)

Figura 7.16 - Resultados da simulação do caso 1 para o retificador *boost* trifásico a quatro fios.
a) Tensões de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão no barramento CC.

Os resultados mais uma vez mostraram que a corrente de entrada é uma réplica da tensão de entrada, apresentando também harmônicos de 5ª ordem. Mesmo com a presença de harmônicos de 5ª ordem o

retificador apresenta fator de potência elevado de 0,986 e $TDH_I = 8,05\%$. A tensão no barramento CC ficou mantida no valor de referência de 400V.

Resultados de simulação do caso 2 :

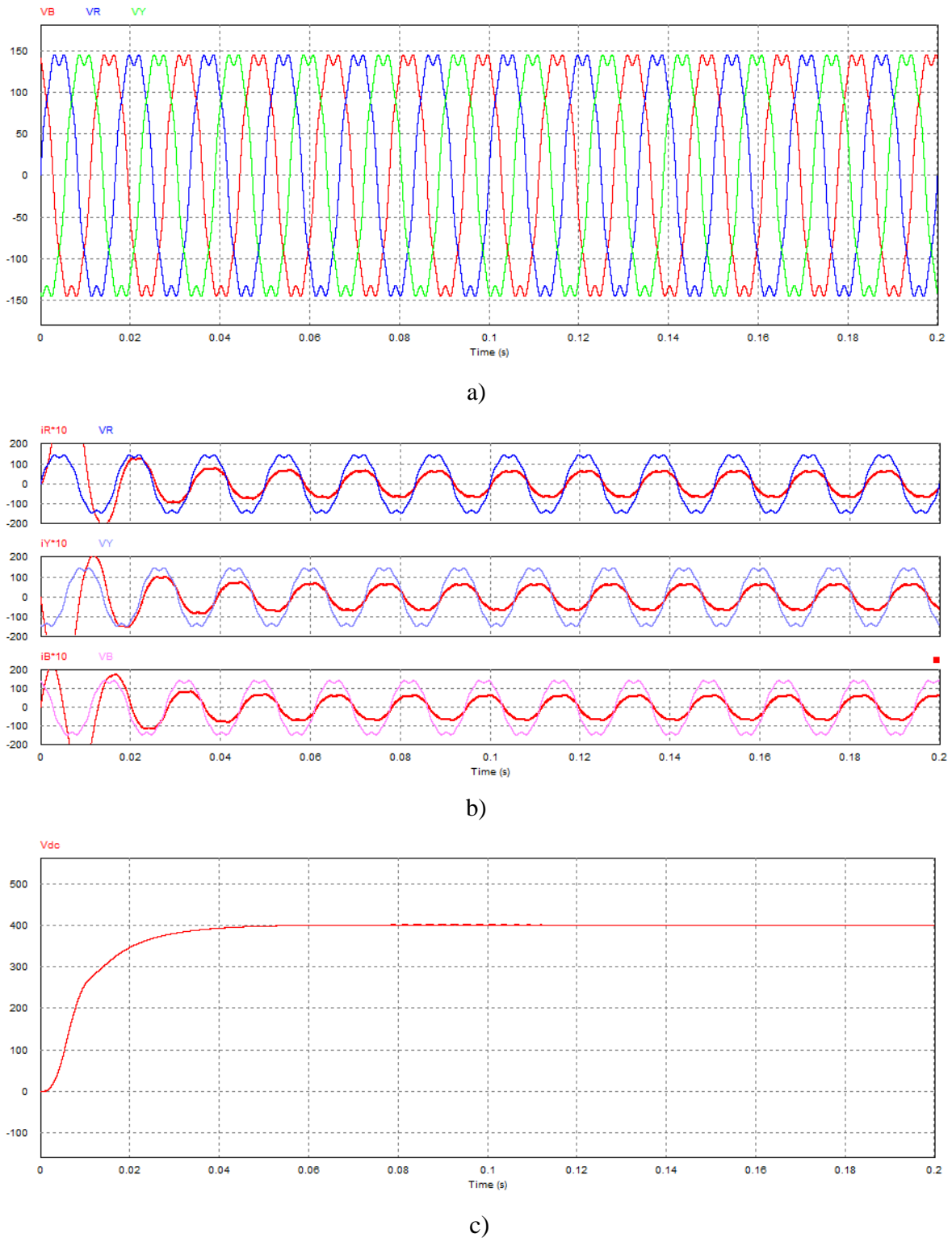


Figura 7.17 - Resultados da simulação do caso 2 para o retificador *boost* trifásico a quatro fios. a) Tensões de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão no barramento CC.

Os resultados mais uma vez mostraram que a corrente de entrada é uma réplica da tensão de entrada, apresentando também harmônicos de 3ª e 7ª ordens. Mesmo com a presença de harmônicos de 3ª e 7ª ordens o retificador apresenta fator de potência elevado de 0,986, $TDH_I = 11,50\%$ e $TDH_V = 11,18\%$. A tensão no barramento CC ficou mantida no valor de referência de 400V.

Resultados de simulação do caso 3 :

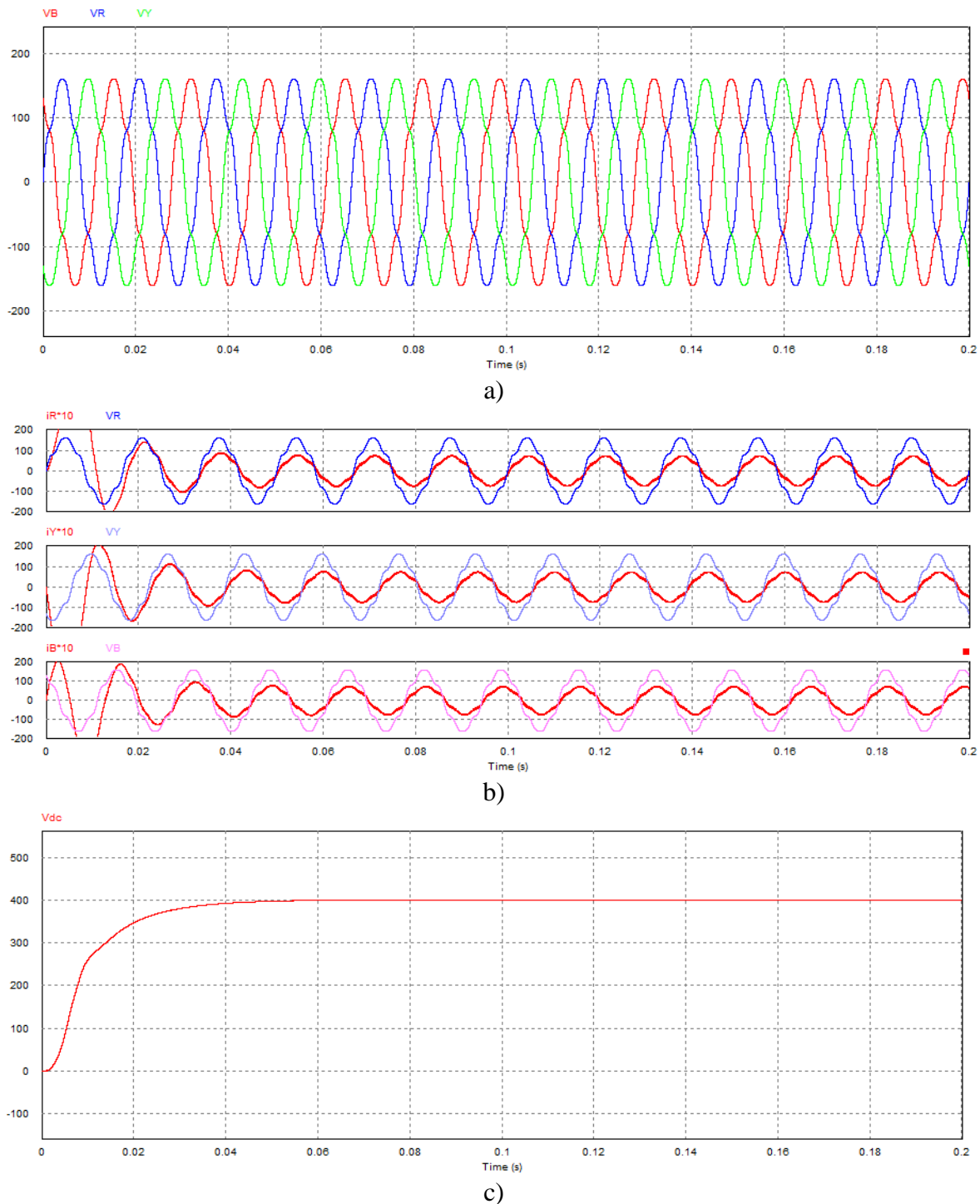


Figura 7.18 - Resultados da simulação do caso 3 para o retificador *boost* trifásico a quatro fios. a) Tensões de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão no barramento CC.

É mostrado aqui também que a corrente de entrada é uma réplica da tensão de entrada, apresentando também harmônicos de 5ª e 7ª ordens. Mesmo com a presença de harmônicos de 5ª e 7ª ordens o retificador apresenta fator de potência elevado de 0,985, $TDH_I = 8,68\%$ e $TDH_V = 9,43\%$. A tensão no barramento CC ficou mantida no valor de referência de 400V.

Resultados de simulação do caso 4 :

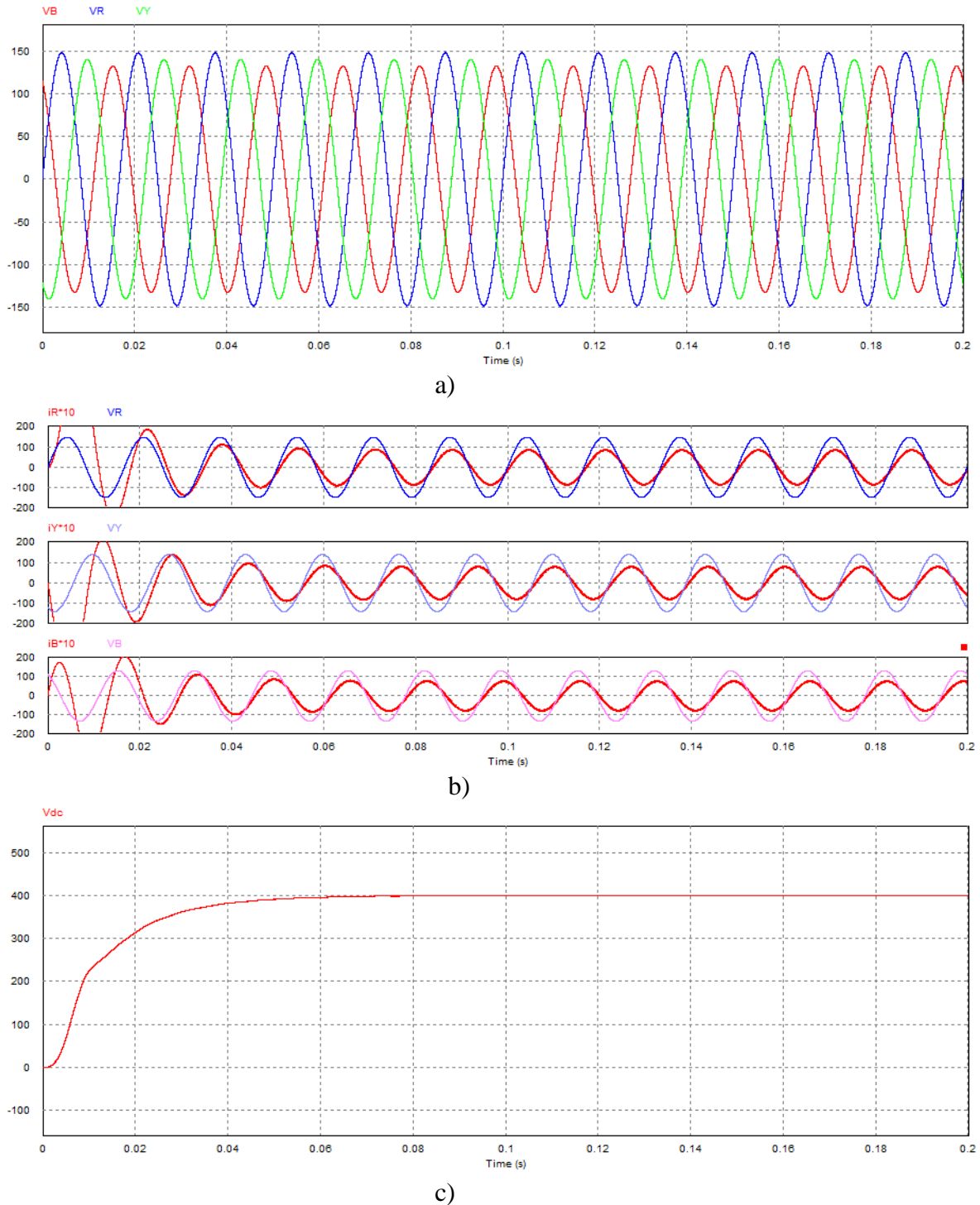


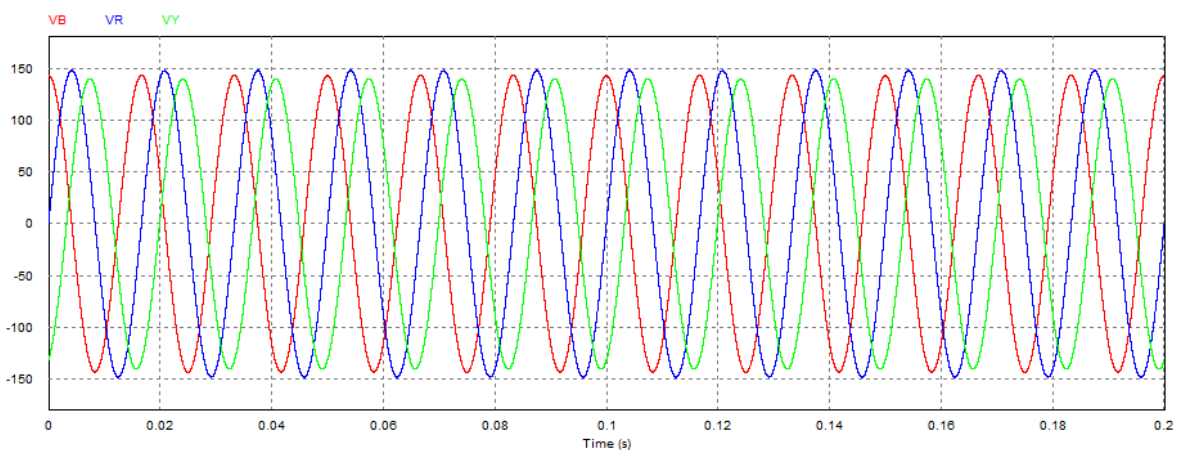
Figura 7.19 - Resultados da simulação do caso 4 para o retificador *boost* trifásico a quatro fios.
a) Tensões de entrada; b) Tensões e correntes em cada uma das fase; c) Tensão no barramento CC.

Mais uma vez fica evidenciado que a corrente de entrada é uma réplica da tensão de entrada. Nas fases onde a tensão é menor, a corrente acompanha a tensão e tem valor também menor e com baixo TDH_I pois a tensão de alimentação é senoidal. Diferentemente dos casos anteriores, os valores de fator de potência, taxa de distorção harmônica e as correntes (rms) em cada uma das fases são diferentes, conforme pode-se observar na Tabela 7.3. A tensão no barramento CC ficou mantida no valor de referência de 400V.

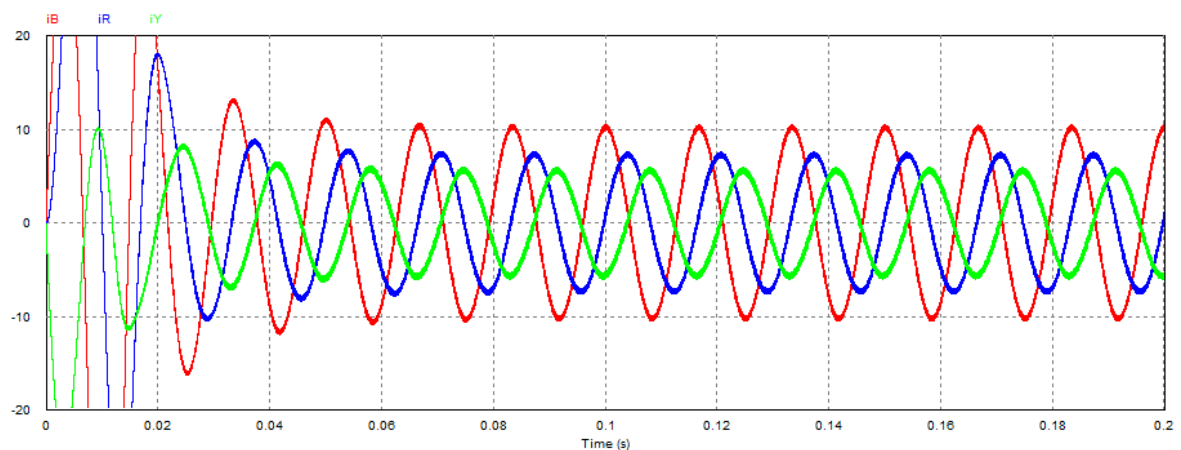
Tabela 7.4 - Valores das variáveis de interesse para o caso 4.

Fase	Tensão de fase de Entrada (V_{RMS})	Fator de Potência (FP)	TDH _I (%)	Corrente por fase (I_{RMS}) (A)
R	104,5	0,985	4,15	6,06
Y	98,99	0,978	4,60	5,56
B	93,50	0,977	4,82	5,42

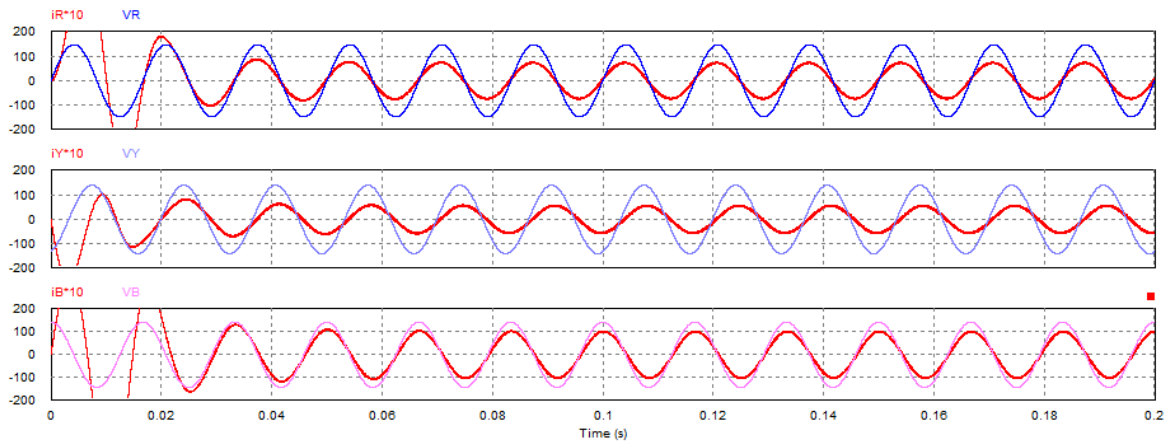
Resultados de simulação do caso 5 :



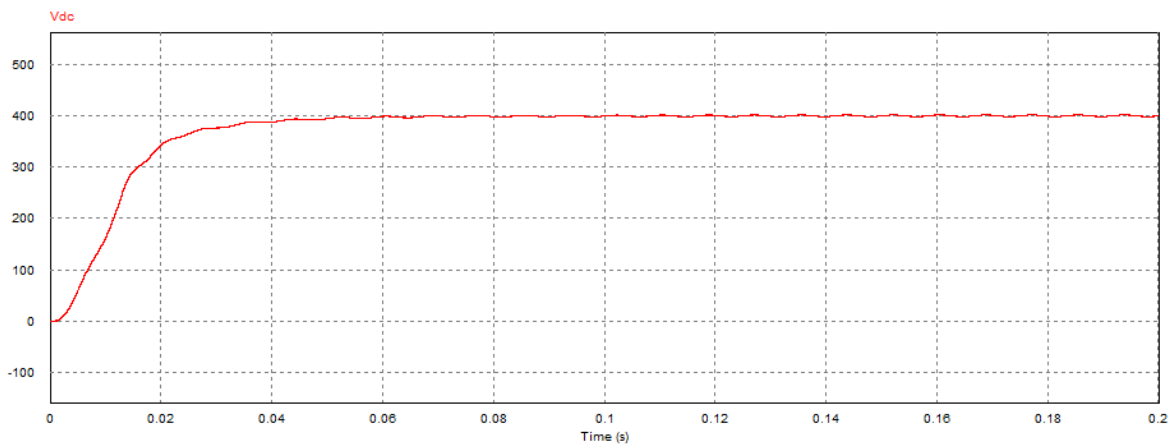
a)



b)



c)



d)

Figura 7.20 - Resultados da simulação do caso 5 para o retificador *boost* trifásico a quatro fios.
a) Tensões de entrada; b) Correntes de entrada; c) Tensões e correntes em cada uma das fase; d) Tensão no barramento CC.

Neste estudo de caso, onde as tensões de entrada estão desbalanceadas em módulo e ângulo de fase, e da mesma forma que nos casos anteriores, as correntes de entrada também apresentaram desbalanço e seguem suas respectivas tensões e apresentam elevado fator de potência em cada fase. Na Tabela 7.4 mostra-se os valores obtidos por simulação. A tensão no barramento CC ficou mantida no valor de referência com *ripple* maior que nos demais casos.

Tabela 7.5 - Valores das variáveis de interesse para o caso 5.

Fase	Tensão de fase de Entrada (V_{RMS})	Fator de Potência (FP)	TDH_I (%)	Corrente por fase (I_{RMS}) (A)
R	104,5	0,996	4,88	5,20
Y	98,99	0,968	6,73	3,97
B	101,20	0,997	3,52	7,19

À exceção da simulação onde a tensão de alimentação é senoidal, em todos os outros demais casos, o controle não cumpriu com o seu objetivo de apresentar correntes de entrada senoidais (baixa TDH_I), vide Tabela 7.6 a seguir. As correntes de entrada acompanharam a tensão de alimentação e se apresentaram distorcidas e/ou desequilibradas, mesmo para carga resistiva e equilibrada.

Tabela 7.6 – Resumo das simulações anteriores relativas a retificadores trifásicos

Cenário	3ªH	5ªH	7ªH	Fase			TDH_V	TDH_I	FP
				R	Y	B			
Senóide	0	0%	0				0%	4.98%	0.987
Caso1	0	8%	0				8%	8.05%	0.986
Caso2	10%	0	5%				11.17%	11.50%	0.986
Caso3	0	8%	5%				9.43%	8.68%	0.985
Caso 4	GDT=3.21%			-5%	-10%	-15%	-	R - 4.15%	0.985
								Y - 4.60%	0.978
								B - 4.82%	0.977
Caso 5	GDT= 34%			-5%	-10%	-15%	-	R - 4.88%	0.996
								0°	-70°
								B - 3.52%	0.997

7.4 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas algumas estratégias de controle para conversores *boost* bidirecionais encontradas na literatura [3] e [9]. Dentro das estratégias estudadas, uma delas foi aplicada a conversor *boost* PWM bidirecional monofásico meia ponte e a outra a um conversor *boost* PWM bidirecional trifásico a quatro fios e em ambas as estratégias ficou evidenciado que elas não alcançam o objetivo de controle caso a tensão de entrada do retificador seja distorcida ou apresente desequilíbrio em módulo e/ou fase. O fator de potência sempre se manteve elevado, assim como foi possível efetuar-se a regulação da tensão de saída, porém, as correntes de entrada se comportaram como uma réplica das tensões de alimentação. Reforça-se assim o foco desse trabalho de dissertação que propõe uma outra estratégia de controle que torne esses conversores mais robustos operando em condições adversas sem contudo piorar o “status” da rede de alimentação no que se refere à qualidade da energia.

CAPÍTULO VIII - PROPOSTA DE CONTROLE PARA CONVERSORES CA-CC *BOOST* PWM BIDIRECIONAIS ALIMENTADOS COM TENSÕES COM DISTÚRBIOS

8.1 - Introdução

A maioria das estratégias de controle encontradas na literatura não consideram em seus estudos a situação em que a fonte de alimentação apresenta distorção ou desequilíbrio. O que ocorre então é que em sendo a tensão senoidal a estratégia se propõe a fazer com que a corrente siga a tensão com fator de potência unitário. Viu-se no capítulo anterior exatamente essa situação onde mesmo para carga linear (resistor puro), se a tensão apresentar qualquer anomalia (distorção e/ou distúrbio) a corrente seguirá essa anomalia, porém com fator de potência próximo à unidade.

Diante desse fato, propõe-se neste trabalho de dissertação, uma outra estratégia de controle diferente daquela apresentada em [3], [5] e [9], principalmente quanto às estruturas relativas à estimação das ondas fundamentais e componentes de sequência positiva. Mantem-se os objetivos originais do controle, quais sejam, fazer com que a corrente de entrada do retificador seja senoidal independente da forma de onda da tensão de alimentação ou do PAC, obter fator de potência próximo a unidade e manter a tensão no barramento CC igual ao valor de referência.

O objetivo de se obter uma corrente senoidal mesmo com a tensão da fonte não senoidal será atingido mediante a implementação de um controle que basicamente controla a tensão aplicada no(s) indutor(es) de entrada e conseqüentemente a corrente que circula sobre ele. Quando da utilização do conversor *boost* PWM bidirecional monofásico em ambiente com tensão de alimentação senoidal ou distorcida, far-se-á uso da estimação da componente fundamental utilizando-se da Transformada Rápida de Fourier (FFT), com a aplicação do método de decimação em frequência/radix-2 (vide apêndice - D), sendo então, esta componente fundamental utilizada no controle, lembrando que quando a tensão de alimentação for senoidal, a componente fundamental será a própria tensão de alimentação. Já para o caso onde se utilize o conversor *boost* PWM bidirecional trifásico, em que se tenha indistintamente a tensão da fonte senoidal, distorcida ou desequilibrada, diferentemente do apresentado em [5], propõe-se a utilização de algoritmo (Referência Instantânea de Filtragem - *Instantaneous Filter Reference* - IFR) baseado na teoria de componentes simétricas que não requer nenhuma transformação de base nem filtragem do sinal, apenas cálculos algébricos, para a obtenção da componente de sequência positiva, conforme [10]. A vantagem desse algoritmo é a sua robustez no que se refere à tempo de processamento e acuracidade mesmo quando há variação de frequência dentro do limites

estabelecidos pelo ONS (vide Figuras 8.21 e 8.22). A estimação da componente de sequência positiva será usada na geração da corrente de referência. A metodologia para a obtenção da componente de sequência positiva será detalhada no item 8.4.

8.2 - Retificadores Boost PWM Bidirecionais Monofásicos – Proposta de Controle

Será apresentado, nesta seção, o controle para os retificadores *boost* monofásicos em meia-ponte, sendo alimentado por tensão senoidal e/ou por tensão distorcida. Esta proposta de controle possui um módulo de estimação da componente fundamental.

Para a análise e equacionamento supor-se-á que a fonte de alimentação é senoidal. O controle será formado por um laço de controle da tensão do barramento CC, que fará uso de um controlador PI para minimizar o erro entre a tensão medida e a tensão de referência. E um laço de controle de corrente, que fará uso apenas de um controlador P que determina a tensão no indutor de entrada do retificador e, conseqüentemente, a corrente que circula sobre ele, de forma a manter a corrente senoidal na entrada do retificador. As variáveis medidas do circuito de potência serão as tensões de entrada, as correntes de entrada e a tensão no barramento CC.

No bloco de estimação é calculada a componente fundamental da tensão bem como o seu valor RMS utilizando-se do método da Transformada Rápida de Fourier (FFT). Os valores estimados (módulo e ângulo) da componente fundamental serão usadas no algoritmo de controle para gerar a corrente de referência. Como a componente fundamental é puramente senoidal, a corrente de referência será senoidal.

Na Figura 8.2 a seguir é mostrado o diagrama de controle para o retificador cuja topologia é apresentada na Figura 8.1.

Para o controle da tensão do barramento CC inicia-se com o cálculo da energia que deverá ser injetada nos capacitores do barramento CC para que a energia armazenada por eles seja suficiente para que a tensão em seus terminais seja igual ao valor de referência. Por (8.1) tem-se a potência a ser injetada no capacitor.

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C V_{cc}^2 \right) \quad (8.1)$$

Reescrevendo (8.1) no domínio da frequência chega-se a:

$$P_c = s \left(\frac{1}{2} C V_{cc}^2 \right)$$

e

$$\frac{P_c}{sC} = \left(\frac{1}{2} V_{cc}^2 \right) \quad (8.2)$$

Sendo P_L a potência da carga conectada ao barramento CC, a potência do capacitor será dada por:

$$P_c = P_{ent} - P_L \quad (8.3)$$

Substituindo (8.2) em (8.3), tem-se:

$$\frac{P_{ent} - P_L}{sC} = \frac{1}{2} V_{cc}^2 \quad (8.4)$$

A potência de entrada (P_{ent}) do conversor é a saída do controlador PI e assim de acordo com (8.4) forma-se o laço de tensão. Desse é retirada uma variável, a potência de entrada do retificador, que é usada para calcular o valor da condutância equivalente do retificador, como mostrado em (8.5). Esta condutância multiplicada pela tensão de entrada fornecerá a corrente de referência a ser seguida pelo conversor, conforme (8.6).

$$g = \frac{P_{ent}}{V_{gRMS}^2} \quad (8.5)$$

$$g \cdot v_g = I_{ref} \quad (8.6)$$

Faz parte do laço de corrente, a corrente de referência e a corrente medida na entrada do conversor. Através de um controlador proporcional é determinada a tensão que deverá existir no indutor de entrada, e conseqüentemente a corrente que circulará por ele. Tem-se então a formação do laço de corrente. Com o valor da tensão imposta sobre o indutor, é possível calcular a tensão que deverá existir nos terminais do conversor (v_{conv}) para que a corrente seja senoidal. A tensão nos terminais do conversor é que será usada na etapa da modulação PWM, que é a etapa de geração dos gatilhos para chaveamento dos IGBTs.

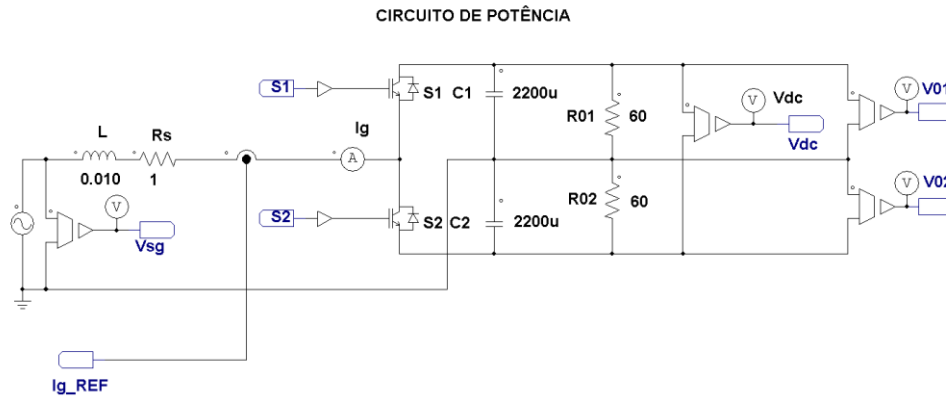


Figura 8.1- Retificador *boost* PWM bidirecional monofásico.

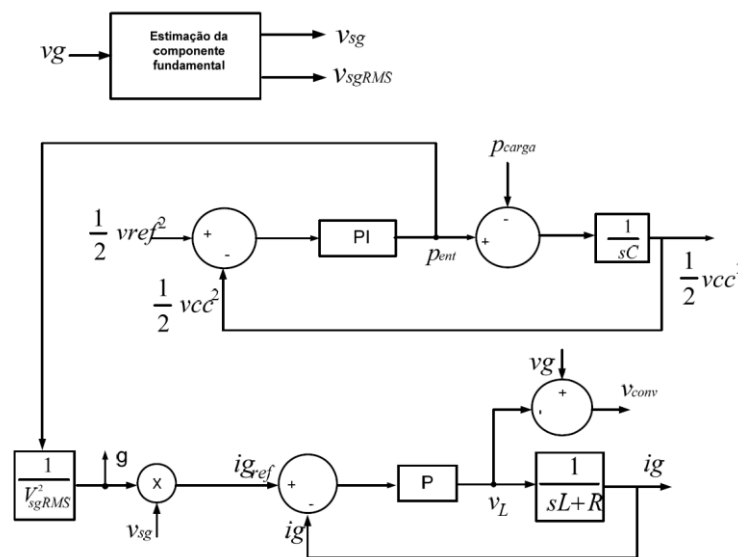


Figura 8.2 - Diagrama de blocos da estratégia de controle proposta para o retificador monofásico com tensão de alimentação senoidal e/ou distorcida.

Por inspeção no diagrama de blocos da Figura 8.2, chega-se às funções de transferência de malha fechada do controle proposto. De posse das funções de transferência pode-se determinar os parâmetros dos controladores para os circuitos simulados. A função de transferência do controlador PI é dada por (8.7).

$$C(s) = k_{dg} \left(\frac{s + z_{dg}}{s} \right) \quad (8.7)$$

Então para o laço de controle da tensão chega-se a:

$$G(s) = \left(1 + \frac{1}{z_{dg}} \cdot s \right) \cdot \frac{\frac{k_{dg} z_{dg}}{C}}{s^2 + \frac{k_{dg}}{C} \cdot s + \frac{k_{dg} z_{dg}}{C}} \quad (8.8)$$

Para a frequência natural do sistema adota-se, $\omega n = 10 \text{ Hz}$ e fator de amortecimento $\zeta = 1$. Assim pode-se determinar os valores de k_{dg} e z_{dg} , os quais vão depender exclusivamente do valor do capacitor do barramento CC Sabendo-se que nos circuitos simulados o valor do capacitor é $2200 \mu\text{F}$, obtém-se os valores dos parâmetros: $k_{dg} = 0,2765$ e $z_{dg} = 31,41$.

Para o laço de corrente a condição é que k_p seja muito maior que R , escolhe-se então $k_p = 10000$.

$$H(s) = \frac{\frac{k_p}{L}}{s + \left(\frac{R + k_p}{L}\right)} \quad (8.9)$$

8.3 - Retificadores Boost PWM Bidirecionais Trifásicos – Nova Proposta de Controle

Para os retificadores *boost* trifásicos, a estratégia de controle terá três laços de controle da corrente, um para cada fase. Da mesma forma que para o caso monofásico, será calculada a potência de entrada, que é a saída do controlador PI, e com esse valor de potência será calculado o valor da condutância do retificador. O valor da condutância será usado para calcular as correntes de referência de cada fase.

Desta forma, serão geradas três tensões $v_{\text{conv}a}$, $v_{\text{conv}b}$ e $v_{\text{conv}c}$, que correspondem às tensões nas fases de cada braço do retificador. Estas tensões serão usadas na etapa de modulação PWM para geração dos pulsos de gatilho para o chaveamento dos IGBTs.

8.3.1 - Controle para Tensão de Entrada Distorcida e/ou Desequilibrada

Em casos reais no sistema elétrico, a tensão no PAC não é senoidal. Isto se dá devido ao fato de circular pelas linhas correntes não senoidais, e através da queda de tensão nas indutâncias das linhas ocorre a distorção na forma de onda da tensão entregue aos consumidores.

Para o caso de se ter tensão de alimentação senoidal, distorcida e/ou desequilibrada, cria-se um bloco de estimação que deverá fornecer para o controle as tensões de sequência positiva de cada fase. Pois, sabendo que as tensões de sequência positiva são as componentes que equivalem a um sistema equilibrado, usando-as para gerar a corrente de referência, as mesmas serão equilibradas, logo, também as correntes de entrada do retificador serão equilibradas. O diagrama da estratégia de controle para o caso de fontes distorcidas e desequilibradas é mostrado na Figura 8.3. A estimação da componente de sequência positiva da tensão no PAC faz com que o objetivo de controle que é de ter correntes senoidais na entrada do retificador seja mais facilmente alcançado. O valor RMS da componente de sequência positiva, será utilizado para o cálculo da condutância de entrada do retificador, similarmente ao caso do retificador monofásico.

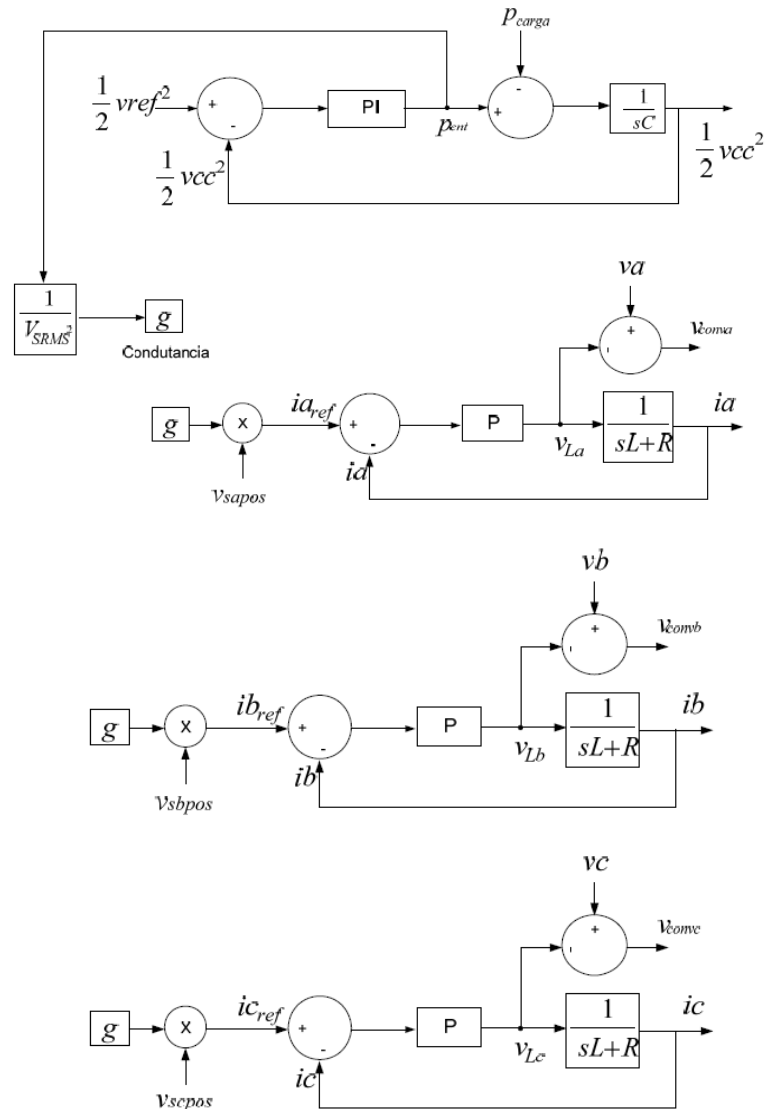
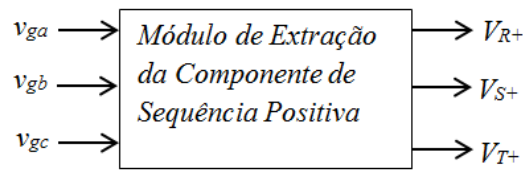


Figura 8.3 - Diagrama da estratégia de controle para o retificador trifásico com tensão de entrada qualquer (senoidal, distorcida e/ou desequilibrada).

O grande diferencial e contribuição desse trabalho de dissertação está exatamente na metodologia utilizada para obtenção da componente de sequência positiva e a aplicação em qualquer cenário de tensão de alimentação, tornando os conversores CA-CC *boost* PWM bidirecionais trifásicos extremamente versáteis. No tópico seguinte essa metodologia de extração de componente de sequência positiva será detalhada.

8.4 – Método de Extração da Componente de Sequência Positiva

A detecção de desequilíbrios e harmônicos, de tensão ou de corrente, é exigida em aplicações ligadas à compensação ativa de perturbações, relés de proteção e em particular no controle proposto no item 8.3.1, onde a geração da componente de sequência positiva, que representa o sistema trifásico equilibrado será a responsável por gerar a corrente de referência a qual será senoidal. Uma breve descrição das estratégias mais conhecidas para a extração de harmônicos e/ou desequilíbrios é apresentada a seguir.

Baseado no trabalho anteriormente desenvolvido em [10] e [61], propõe-se a aplicação de um algoritmo (Referência Instantânea de Filtragem - *Instantaneous Filter Reference* - IFR) baseado na teoria de componentes simétricas que não requer nenhuma transformação de base nem filtragem do sinal e apenas utiliza cálculos algébricos. Esta abordagem permite obter sequência positiva ou negativa da componente fundamental e/ou os harmônicos presentes no sinal. A proposta de controle apresentada em 8.3.1 utilizará apenas a extração da sequência positiva que será utilizada para gerar as correntes de referência senoidais, conforme detalhado no item 8.4.2.

8.4.1 - Alguns Métodos de Extração de Sequência Positiva, Negativa e/ou Harmônicos

As principais estratégias desenvolvidas para a extração de harmônicos e/ou desequilíbrios são: referência síncrona positiva (RSP) e referência síncrona negativa (RSN) [62], [63] e [60], a detecção através de vetores espaciais (DTRVE) [64] e a injeção direta de sequência negativa [65].

Agrupando-se essas estratégias tem-se a Figura 8.4.

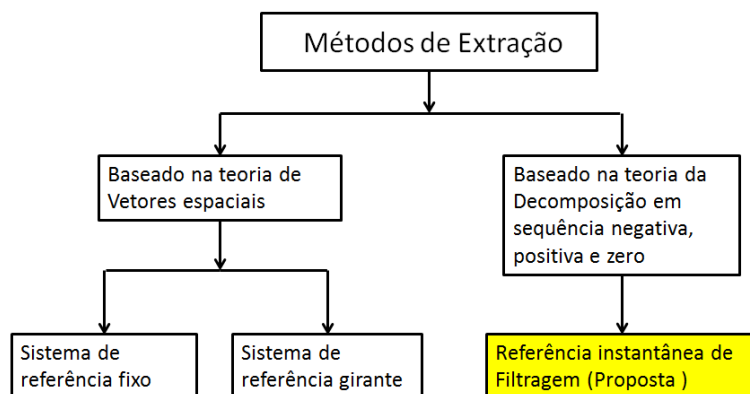


Figura 8.4 - Métodos de extração das sequências positiva, negativa e/ou harmônicos.

No apêndice C estão detalhados os métodos de extração das seqüências positiva, negativa e/ou harmônicos baseado na teoria de vetores espaciais. A seguir será mostrado o método baseado na teoria da decomposição em seqüência negativa, positiva e zero, pois, este é o método que utilizou-se na simulação da proposta de controle para retificadores *boost* PWM bidirecionais trifásicos.

8.4.2 - Método Baseado na Teoria da Decomposição em Seqüência Negativa, Positiva e Zero (Método utilizado neste trabalho de tese)

A utilização deste método para a extração dos sinais instantâneos de seqüência positiva, negativa e harmônicos baseando-se na teoria de componentes simétricos [59], é bastante interessante na medida em que a extração é feita sem nenhuma transformação de sistema de coordenadas, operando-se diretamente com os sinais de linha medidos [10].

Por (8.10) calcula-se os fasores das componentes simétricas (\dot{S}_0 , \dot{S}_+ , \dot{S}_-) associadas a um terno de grandezas senoidais de fase (correntes ou tensões) (\dot{S}_R , \dot{S}_S , \dot{S}_T).

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_0 \\ \dot{S}_+ \\ \dot{S}_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1\sqrt{120^\circ} & 1\sqrt{-120^\circ} \\ 1 & 1\sqrt{-120^\circ} & 1\sqrt{120^\circ} \end{bmatrix}}_M \cdot \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} = \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

Para se extraírem as componentes que causam desequilíbrio basta que se separem os fasores de seqüência negativa e zero. Os fasores de seqüência zero podem ser obtidos por (8.11) enquanto que os fasores de seqüência negativa podem ser obtidos por (8.12).

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{S}_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1\sqrt{-120^\circ} & 1\sqrt{120^\circ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (8.12)$$

Para se obterem os fasores (seqüência negativa) extraídos na base rst basta multiplicar os fasores obtidos por (8.12) e pela matriz inversa (\mathbf{M}^{-1}) de (8.10), obtendo (8.13).

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{ref_r-} \\ \dot{S}_{ref_s-} \\ \dot{S}_{ref_t-} \end{bmatrix} = \mathbf{M}^{-1} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1\sqrt{-120^\circ} & 1\sqrt{120^\circ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1\sqrt{60^\circ} & 1\sqrt{-60^\circ} \\ 1\sqrt{-60^\circ} & -1 & 1\sqrt{60^\circ} \\ 1\sqrt{60^\circ} & 1\sqrt{-60^\circ} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (8.13)$$

A matriz complexa de (8.13) pode ser reescrita em duas sub-matrizes: uma contendo os termos reais e outra contendo os termos imaginários multiplicados por $-j$ conforme (8.14).

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{ref_r-} \\ \dot{S}_{ref_s-} \\ \dot{S}_{ref_t-} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \left[-\begin{bmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} - j \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (8.14)$$

Para operação em regime permanente senoidal segundo [61], [65], [66], [67] e [68] as equações (8.13) e (8.14) podem ser reescritas no domínio do tempo, resultando em (8.15) e (8.16). O deslocamento de fase de 60° (-60°) ou -90° (90°) pode ser implementado pelo atraso no tempo do sinal original por um intervalo de tempo correspondente ao ângulo desejado na frequência fundamental. O avanço de 90° pode ser obtido através da multiplicação dos sinais atrasados de 90° por -1 .

A transformação das relações fasoriais para o domínio do tempo são exatas para regime permanente senoidal, desde que a janela de N amostras esteja sincronizada com os sinais ($s_r(t)$, $s_s(t)$ e $s_t(t)$), onde a janela de amostras impõe um transitório para variações em degrau na amplitude ou fase dos sinais.

$$\begin{bmatrix} s_{r-}(t) \\ s_{s-}(t) \\ s_{t-}(t) \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left[\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r60}(t) \\ s_{s60}(t) \\ s_{t60}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r-60}(t) \\ s_{s-60}(t) \\ s_{t-60}(t) \end{bmatrix} \right] \quad (8.15)$$

$$\begin{bmatrix} s_{r-}(t) \\ s_{s-}(t) \\ s_{t-}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \left[-\begin{bmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r-90}(t) \\ s_{s-90}(t) \\ s_{t-90}(t) \end{bmatrix} \right] \quad (8.16)$$

O mesmo raciocínio pode ser aplicado para calcular a sequência positiva obtendo-se (8.17) e (8.18).

$$\begin{bmatrix} s_{r+}(t) \\ s_{s+}(t) \\ s_{t+}(t) \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left[\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r-60}(t) \\ s_{s-60}(t) \\ s_{t-60}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r60}(t) \\ s_{s60}(t) \\ s_{t60}(t) \end{bmatrix} \right] \quad (8.17)$$

$$\begin{bmatrix} s_{r+}(t) \\ s_{s+}(t) \\ s_{t+}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r-90}(t) \\ s_{s-90}(t) \\ s_{t-90}(t) \end{bmatrix} \quad (8.18)$$

As operações definidas em (8.15), (8.16), (8.17) e (8.18) serão chamadas de **A**, **B**, **C** e **D** respectivamente. As operações **A** e **B** apresentam o mesmo resultado para a frequência fundamental, ou seja, extraem os sinais de sequência negativa. O mesmo ocorre para as operações **C** e **D**, que extraem os sinais de sequência positiva. Os quatro métodos foram originalmente desenvolvidos para a frequência fundamental. As componentes harmônicas apresentarão comportamentos diferentes dependendo de sua ordem e sequência, para as operações **A**, **B**, **C** ou **D**. As Tabelas 8.1 e 8.2 apresentam o ganho de amplitude e fase relativo ao uso das operações **A**, **B**, **C** e **D**, e suas aplicações em cascata (**AB**) e (**CD**) para sequências positivas e negativas de harmônicas ímpares e pares.

Tabela 8.1- Ganho de amplitude (p.u.) e fase (graus) das operações A, B, C, D, AB, CD para harmônicas ímpares de sequência positiva e negativa.

operação	A	B	C	D	AB	CD
1ºseq+	0	0	1)0°	1)0°	0	1)0°
1ºseq-	1)0°	1)0°	0	0	1)0°	0
3ºseq+	0	1)0°	0	0	0	0
3ºseq-	0	0	0	1)0°	0	0
5ºseq+	1)0°	0	0	1)0°	0	0
5ºseq-	0	1)0°	1)0°	0	0	0

Tabela 8.2 - Ganho de amplitude (p.u.) e fase (graus) das operações A, B, C, D, AB, CD para harmônicas pares de sequência positiva e negativa.

Operação	A	B	C	D	AB	CD
2ºseq+	$\frac{1}{3})0°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{2}{3})-60°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{7}{30})45°$	$\frac{14}{30})-105°$
2ºseq-	$\frac{2}{3})-60°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{1}{3})0°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{14}{30})-105°$	$\frac{7}{30})45°$
4ºseq+	$\frac{2}{3})60°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{1}{3})0°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{14}{30})15°$	$\frac{7}{30})45°$
4ºseq-	$\frac{1}{3})0°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{2}{3})60°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{7}{30})45°$	$\frac{14}{30})15°$
6ºseq+	$\frac{2}{3})-60°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{2}{3})60°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{14}{30})-15°$	$\frac{14}{30})15°$
6ºseq-	$\frac{2}{3})60°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{2}{3})-60°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{14}{30})15°$	$\frac{14}{30})-15°$
8ºseq+	$\frac{1}{3})0°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{2}{3})-60°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{14}{30})-45°$	$\frac{14}{30})-15°$
8ºseq-	$\frac{2}{3})-60°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{1}{3})0°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{14}{30})-15°$	$\frac{7}{30})-45°$
10ºseq+	$\frac{2}{3})60°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{1}{3})0°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{14}{30})105°$	$\frac{7}{30})-45°$
10ºseq-	$\frac{1}{3})0°$	$\frac{7}{10})-45°$	$\frac{2}{3})60°$	$\frac{7}{10})45°$	$\frac{7}{30})-45°$	$\frac{14}{30})105°$

Muito embora sejam mostrados outros resultados provenientes de outras operações, o foco deste trabalho está na operação CD que possibilita extração da componente de sequência positiva conforme Tabela 8.1. Salienta-se ainda que em todas as operações, os harmônicos pares não são cancelados, mas apenas atenuados. Para obter uma atenuação maior as operações podem ser executadas em cascata.

8.4.2.1 - Estratégias para Separar os Distúrbios Individualmente

Uma análise detalhada da Tabela 8.1 mostra que é possível combinar as operações (A, B, C, D) para obter uma determinada estratégia de extração. A Figura 8.5 mostra como a sequência positiva da fundamental pode ser extraída de um sinal distorcido e desequilibrado através da operação em cascata das operações C e D. A título de ilustração, a Figura 8.6 mostra como a sequência negativa da fundamental pode ser extraída através da operação em cascata das operações A e B. A Figura 8.7 mostra a extração das componentes harmônicas apresentando-se como possível aplicação em filtros de harmônicos. Para fins deste trabalho de tese manter-se-á o foco na operação combinada CD (Figura 8.5).

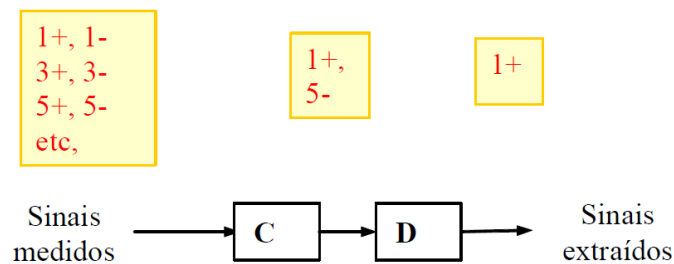


Figura 8.5 - Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de sequência positiva da fundamental.

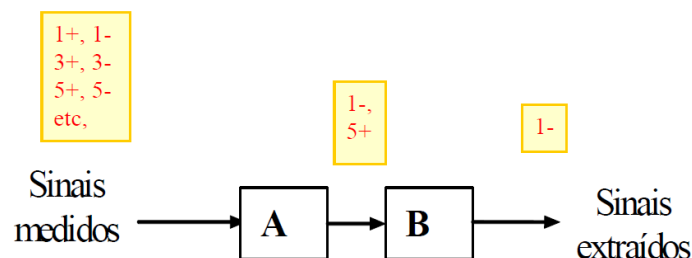


Figura 8.6 - Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de sequência negativa da fundamental.

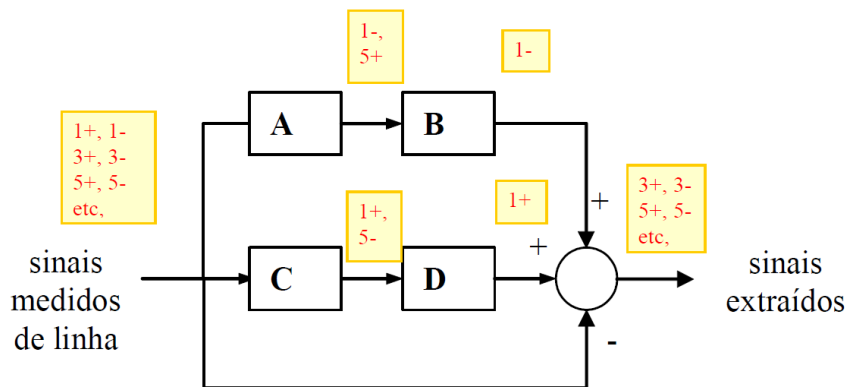


Figura 8.7 - Diagrama em blocos do algoritmo de extração dos harmônicos.

8.4.2.2 - Simulação Numérica e Implementação do Algoritmo de Extração da Componente de Sequência Positiva

A operação **CD** apresentada na seção anterior foi simulada no *software* PSIM 9.2®. O circuito de simulação é mostrado na Figura 8.20. Utilizou-se de um sinal distorcido, contendo harmônicos e/ou desequilíbrios e a partir desse sinal executou-se três análises para operação **CD** com o intuito de avaliar o comportamento dessa estratégia de estimação da componente fundamental. São elas:

- a análise das respostas em regime permanente e regime transitório;
- a análise da influência da variação da frequência dos sinais processados no desempenho do método de extração utilizado.

Todas as amplitudes dos sinais são representadas, neste capítulo, pelos seus valores de pico, exceto quando especificado em contrário.

Resposta em Regime

O comportamento das operações para o cálculo da componente de sequência positiva é analisado para um sinal distorcido.

A fim de permitir uma melhor análise da operação utilizada proposta, dois sinais distorcidos são aplicados, sendo um composto exclusivamente por harmônicos ímpares e outro por harmônicos pares.

O sinal distorcido composto por harmônicos ímpares (Figura 8.8) tem a seguinte característica:

- 0,5 p.u. de sequência positiva e 0,5 p.u. de sequência negativa da fundamental com defasagem nula;

- 0,15 p.u. de sequência positiva e 0,15 p.u. de sequência negativa de terceira harmônica com defasagem nula;
- 0,15 p.u. de sequência positiva e 0,15 p.u. de sequência negativa de quinta harmônica com defasagem nula;

O sinal distorcido composto por harmônicos pares (Figura 8.9) tem a seguinte característica:

- 0,4 p.u. de sequência positiva e 0,4 p.u. de sequência negativa da fundamental com defasagem nula;
- 0,15 p.u. de sequência positiva e 0,15 p.u. de sequência negativa de segunda harmônica com defasagem nula;
- 0,15 p.u. de sequência positiva e 0,15 p.u. de sequência negativa de quarta harmônica com defasagem nula;

Devido aos valores de amplitude e defasagem dos sinais distorcidos de teste, o sinal da fase S (verde) se encontra em fase (sobreposto) com o sinal da Fase T (azul).

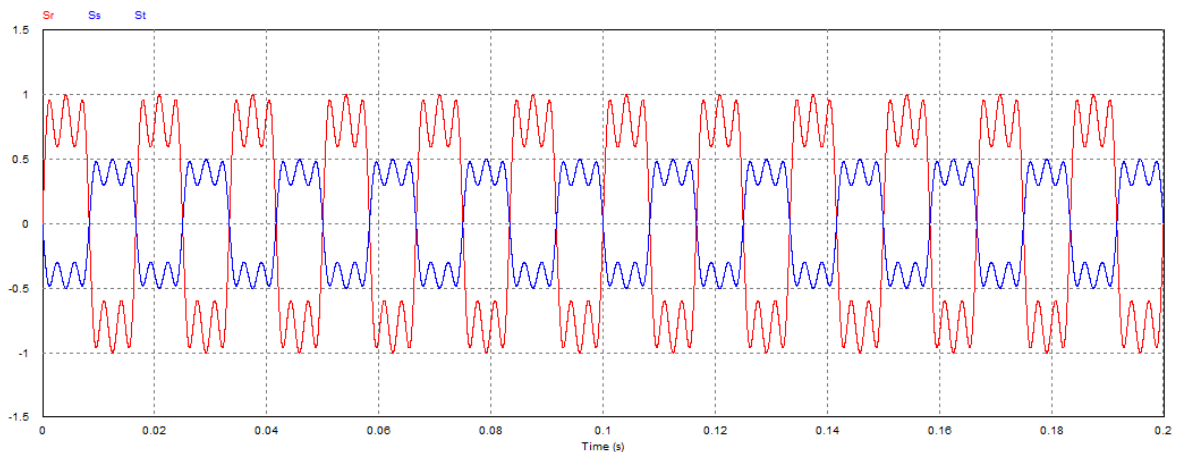


Figura 8.8 - Sinal distorcido simulado ($1^{\circ+-}$, $3^{\circ+-}$, $5^{\circ+-}$).

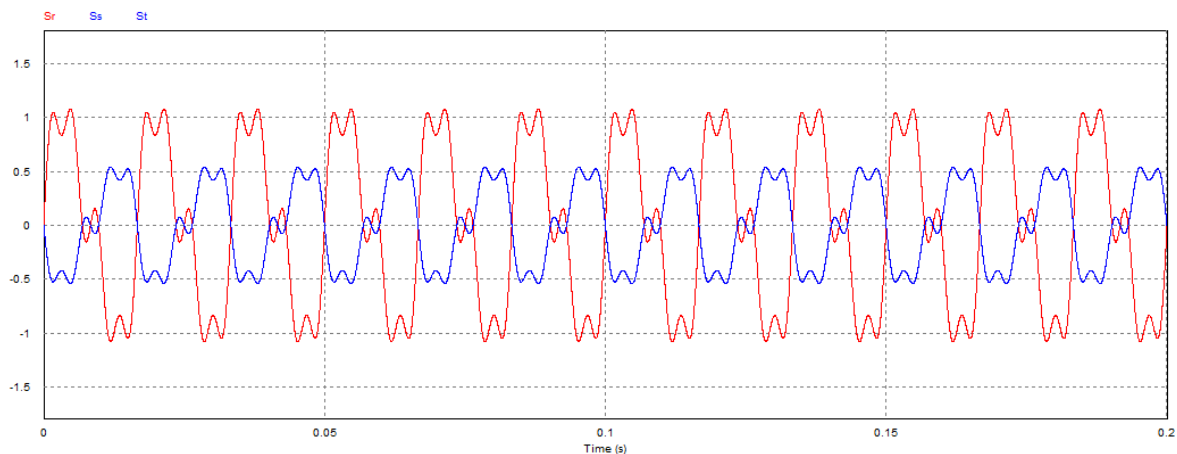


Figura 8.9 - Sinal distorcido simulado ($1^{\circ+-}$, $2^{\circ+-}$, $4^{\circ+-}$).

Apresenta-se, a seguir, (Figuras 8.10 a 8.15) as formas de onda extraídas em cada operação (C, D e CD).

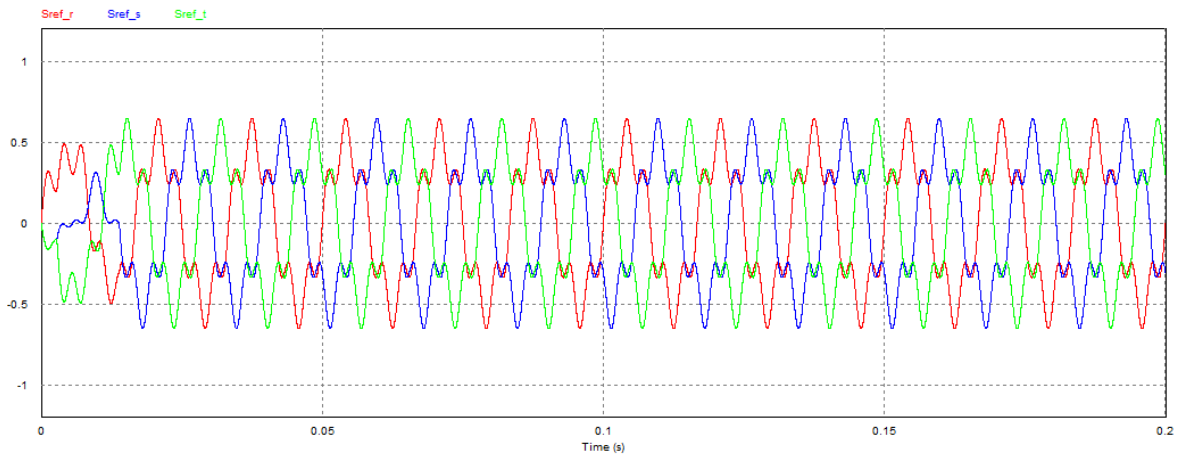


Figura 8.10 - Sinais extraídos para harmônicos ímpares – Operação C (Simulação) - ($1^{\circ+}$, $5^{\circ-}$).

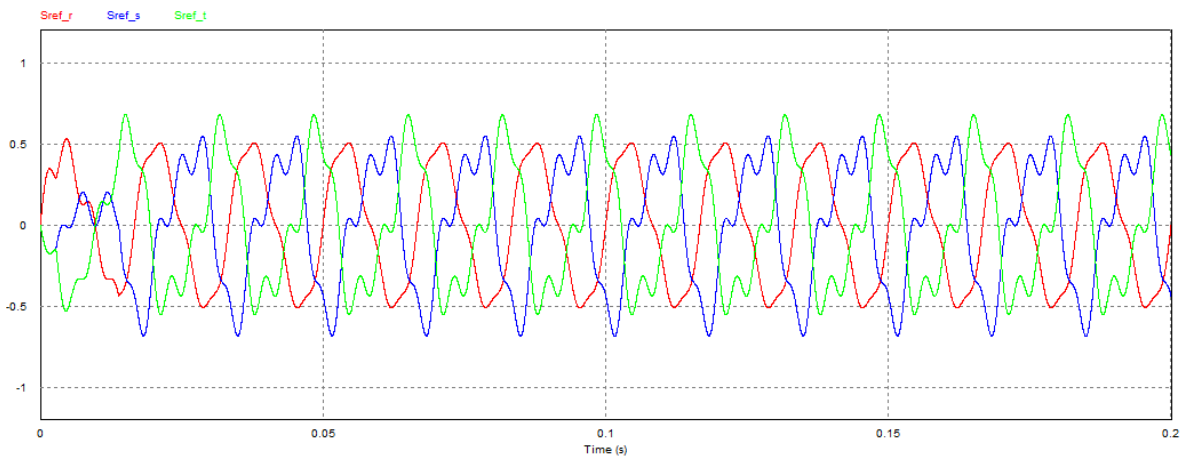


Figura 8.11 - Sinais extraídos para harmônicos pares – Operação C (Simulação) - ($1^{\circ+-}$, $2^{\circ+-}$, $4^{\circ+-}$).

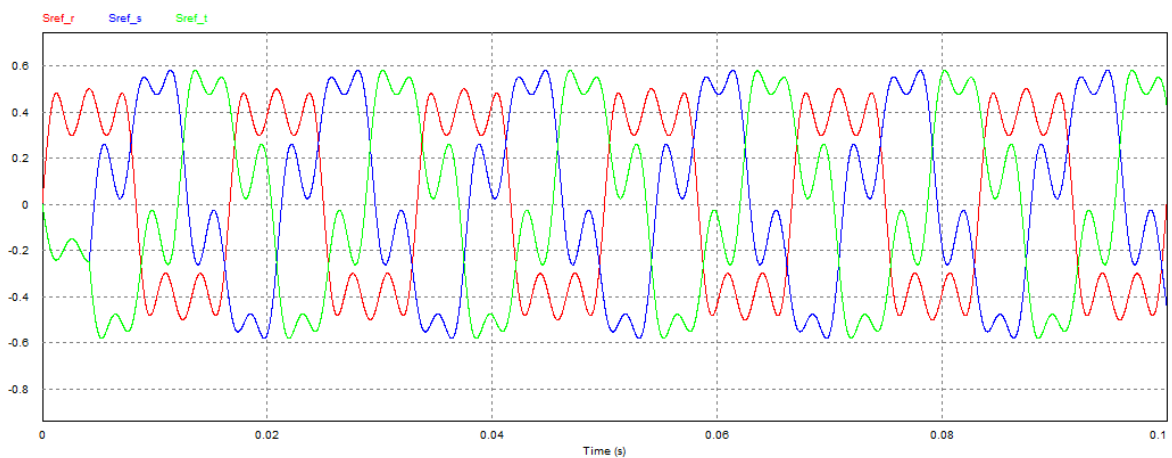


Figura 8.12 - Sinais extraídos para harmônicos ímpares – Operação D (Simulação) - ($1^{\circ+}$, $3^{\circ-}$, $5^{\circ+}$).

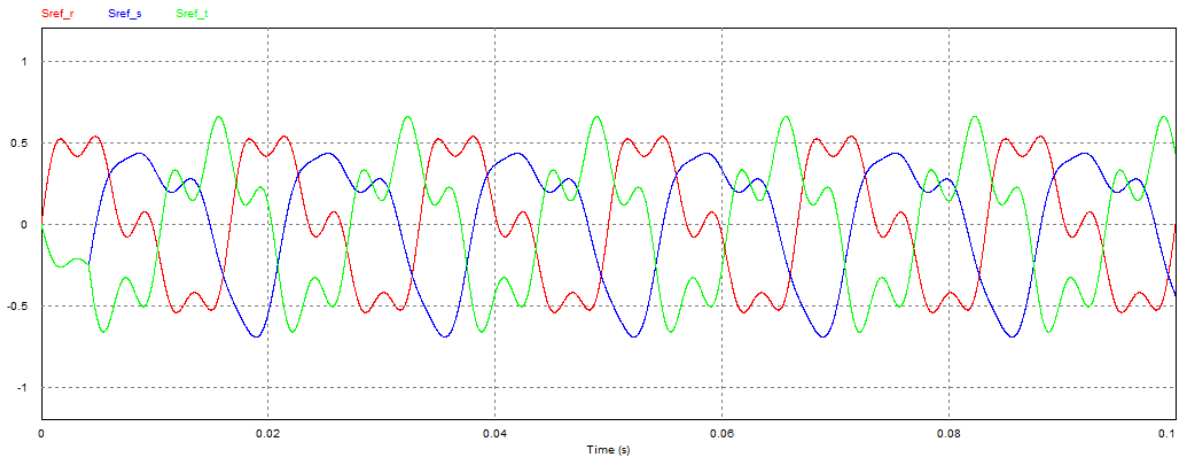


Figura 8.13 - Sinais extraídos para harmônicos pares– Operação D (Simulação) - ($1^{\circ}+-$, $2^{\circ}+-$, $4^{\circ}+-$).

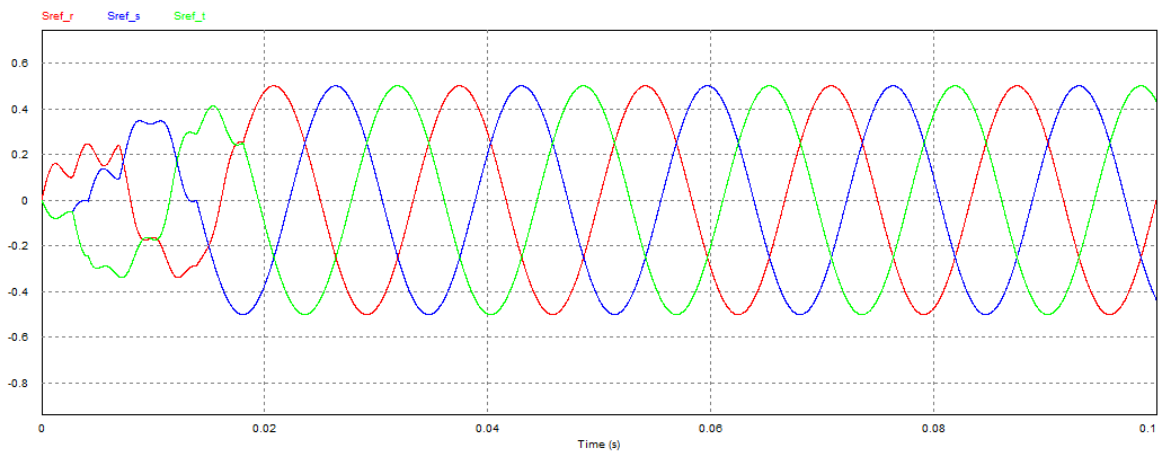


Figura 8.14 - Sinais extraídos para harmônicos ímpares – Operação CD (Simulação) - ($1^{\circ}+$).

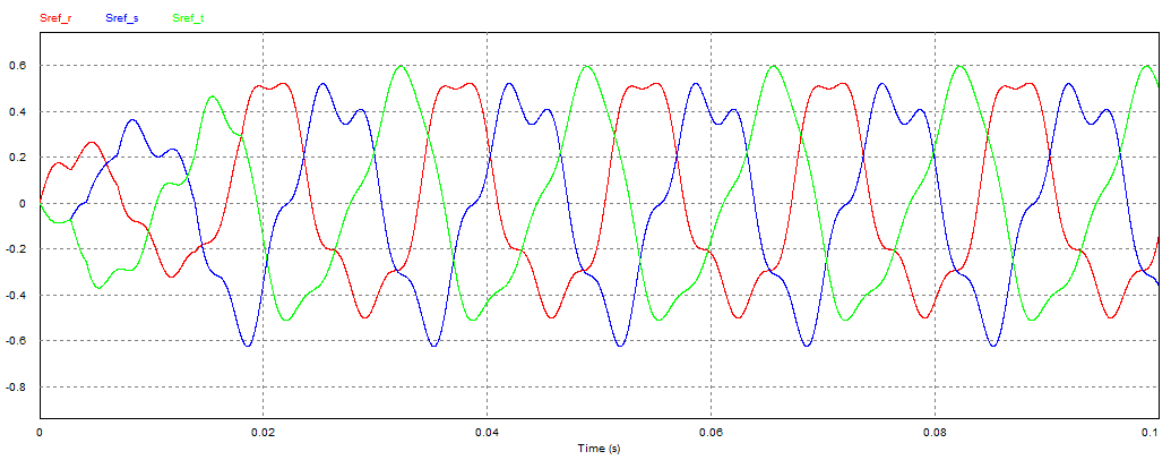


Figura 8.15 - Sinais extraídos para harmônicos pares– Operação CD (Simulação) - ($1^{\circ}+-$, $2^{\circ}+-$, $4^{\circ}+-$).

Muito embora as demais operações não estejam sobre o foco das análises, apresenta-se, a seguir, uma rápida avaliação sobre o comportamento das operações em ambiente com harmônicos ímpares (Figura 8.16) e harmônicos pares (Figura 8.17). Fica evidenciado que a operação CD é competente para

extração de componente se sequência positiva em presença de harmônicos de ordem ímpar . Muito embora a mesma competência não seja observada para o ambiente com harmônicos pares, de acordo com o que se pode observar nas Figuras 8.15 e 8.17. Porém, os harmônicos pares “extraídos “ pela operação **CD** (vide Figura 8.17) apresentam valores bem inferiores aos recomendados pelo ONS, conforme pode ser observado no apêndice A. Essa robustez é motivo pelo qual adotou-se esse algoritmo de estimação de componente de sequência positiva dentro da proposta de controle para o retificador *boost* PWM bidirecional trifásico alimentado por tensão de rede desequilibrada e/ou distorcida.

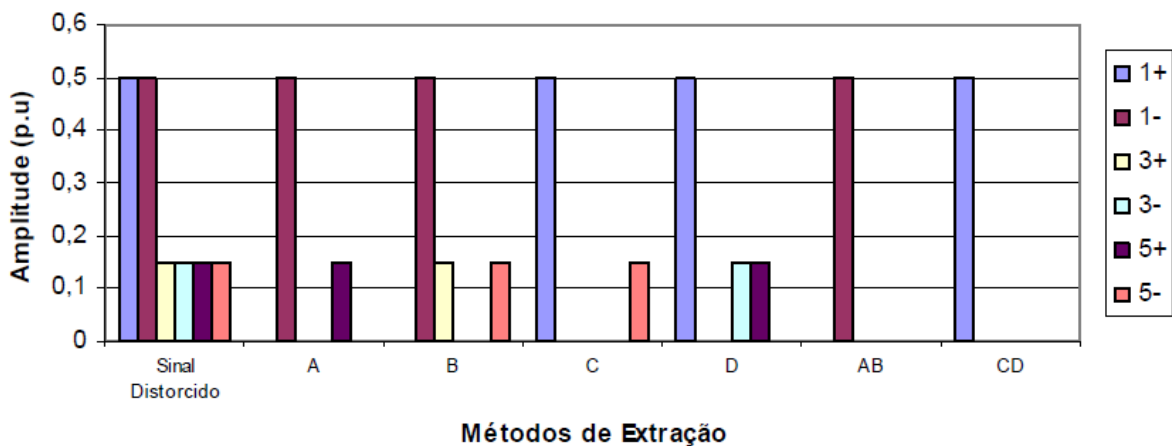


Figura 8.16 - Amplitude das sequências dos sinais extraídos quando cada uma das operações são submetidas a sinais harmônicos de ordem ímpar - (Simulação).

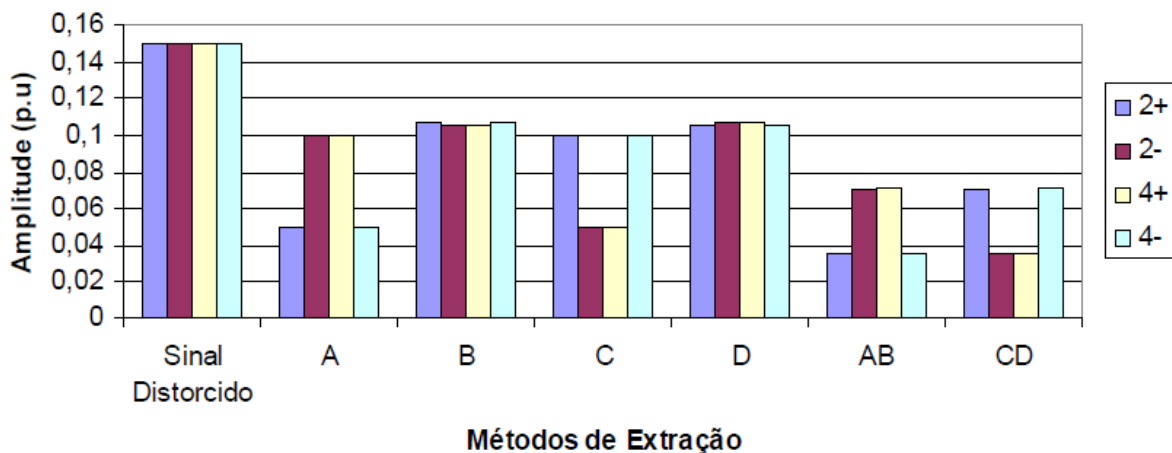


Figura 8.17 - Amplitude das sequências dos sinais extraídos quando cada uma das operações são submetidas a sinais harmônicos de ordem par - (Simulação).

Resposta Transitória

O comportamento transitório das operações C, D e CD é analisado para um sinal contendo transições em degrau. O sinal tem a seguinte configuração:

- amplitude nula com duração de 1/60 s;

- dois ciclos (1/60 a 3/60 s), contendo 0,25 p.u. de sequência positiva e 0,25 p.u. de sequência negativa da fundamental com defasagem 180°(graus), emulando uma carga monofásica ligada apenas entre as fases S e T;
- um ciclo (3/60 a 4/60 s) com amplitude nula.

Na Figura 8.18 esse sinal está reproduzido.

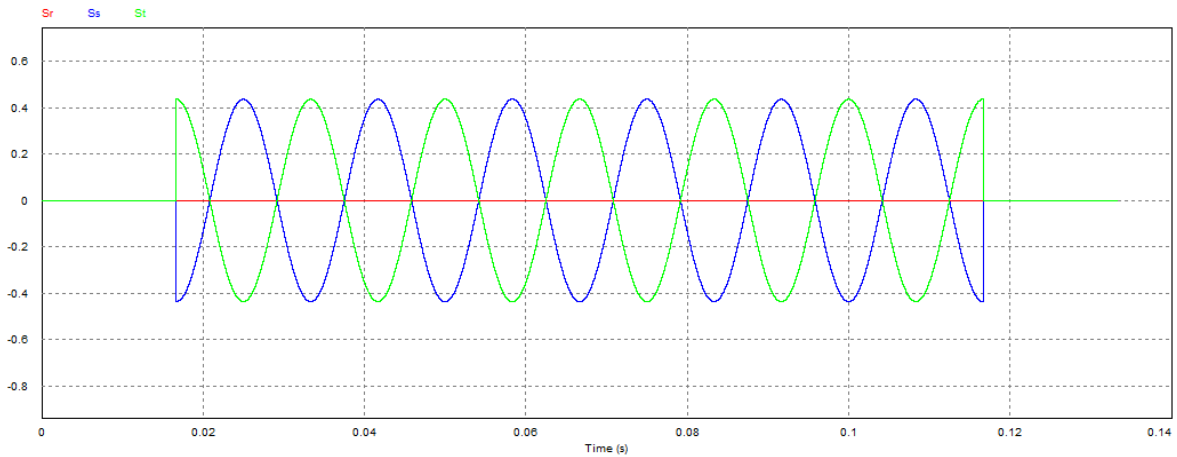


Figura 8.18 - Sinal distorcido para análise do transitório (Simulação)

Apresenta-se, a seguir, na Figura 8.19 a forma de onda extraída para a operação CD. Este sinal foi obtido pela aplicação do sinal da Figura 8.18 ao algoritmo da Figura 8.20.

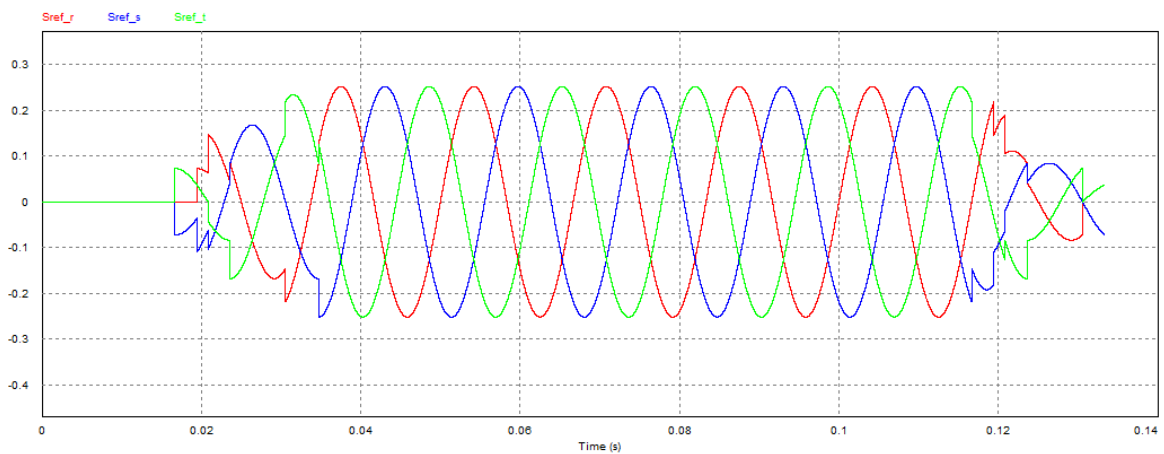


Figura 8.19 - Sinais extraídos – Método CD (Simulação) – Análise Transitória.

Observa-se, pela Figura 8.19, que o transitório apresenta uma rápida estabilização (menor que um ciclo), o que o torna atrativo para diversas aplicações onde a extração rápida da sequência positiva seja necessária.

Na Figura 8.20, a seguir, apresenta-se o circuito simulado utilizado para implementar a operação CD (C em cascata com D). A implementação desse circuito de simulação teve por base as equações (8.17) e (8.18). Esse bloco aparece nos circuitos de simulação do retificador *boost* PWM bidirecional trifásico do capítulo IX como sendo o “Extrator de componente de sequência positiva “ .

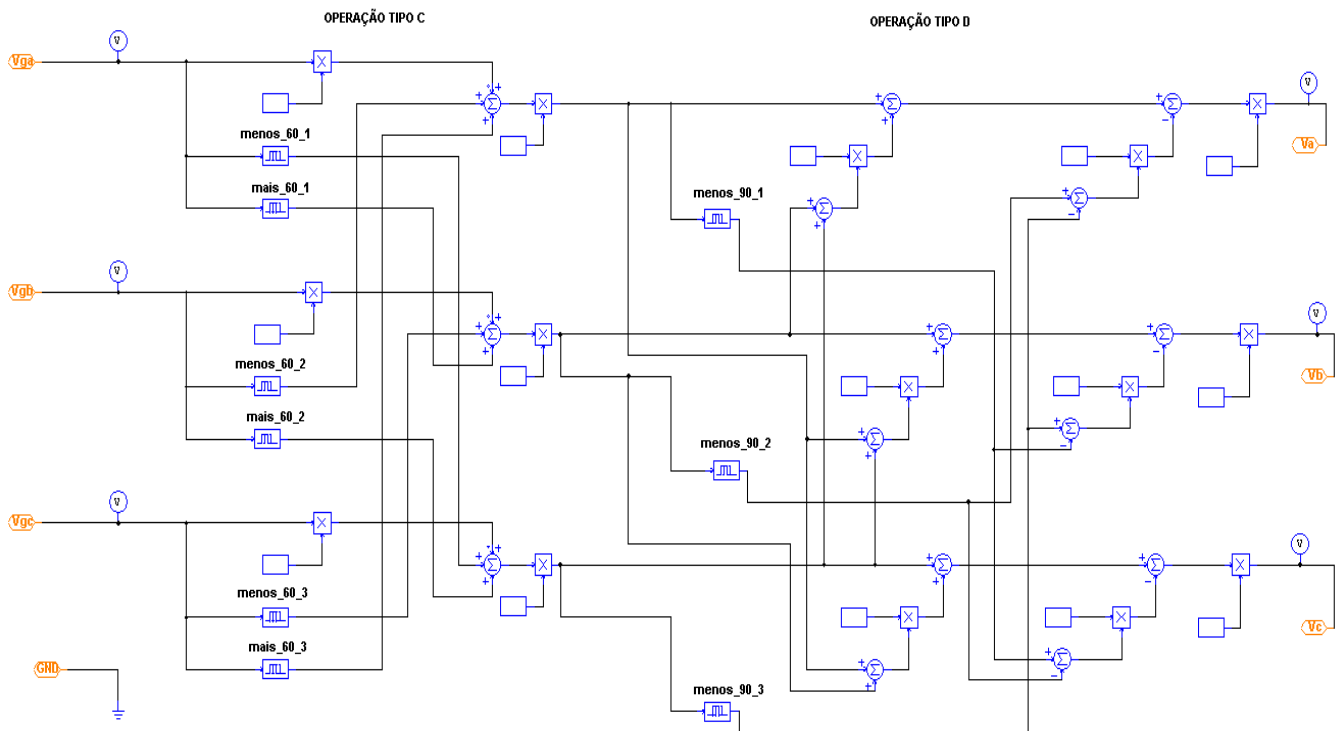


Figura 8.20 - Circuito simulado em PSIM 9.2® que reproduz o algoritmo da operação CD para extração da componente de sequência positiva.

8.4.2.3 - Influência da Variação da Frequência da Rede

Na operação CD utilizada assume-se que o período do sinal processado é conhecido, de modo a permitir a obtenção dos sinais em atraso ou avanço ($(s_r-90(t), s_s-90(t), s_t-90(t))$, $(s_r-60(t), s_s-60(t), s_t-60(t))$, $(s_r60(t), s_s60(t), s_t60(t))$). Dessa forma, entende-se aqui que a obtenção da sequência positiva de um determinado sinal ocorreu de forma não sincronizada, já que esta requer a utilização de circuito de sincronismo PLL que impõe uma variação da frequência de amostragem de acordo com a variação da frequência da rede.

Para verificar o comportamento da operação de extração CD sem sincronismo apresenta-se, a seguir, a simulação da resposta em frequência desse operador. Assim, utilizando-se de um período fixo de 1/60 s e frequência compreendida entre 50Hz e 70 Hz, chega-se às Figuras 8.21 para harmônicos ímpares e Figuras 8.22 para harmônicos pares.

De modo geral, observa-se que a amplitude na extração da sequência positiva da fundamental apresenta erros para uma grande faixa de variação (50 a 70 Hz) do sinal de entrada. A defasagem e a variação na atenuação dos harmônicos, também são significativas, o que remete à necessidade de se verificar a viabilidade de uso do método em determinadas aplicações. Observando-se na Resolução ANEEL 791/02 (ONS 2002), que estabelece que em condições normais de operação, em regime permanente, a frequência do sistema interligado deve se situar entre 59,9 Hz e 60,1 Hz, discute-se a influência da variação da frequência da rede, nesta faixa de operação, na resposta dos sinais extraídos.

Pode-se observar pela Figura 8.21 a) que a amplitude do sinal de sequência positiva não foi afetada pela variação da frequência mantendo-se estável ao longo de toda a faixa de variação, no entanto, o mesmo não ocorre com a fase que apresenta uma variação de aproximadamente $\pm 8^\circ$ para uma variação de $\pm 0,83\%$ ($\pm 0,5$ Hz) na frequência fundamental [10]. Continuando a análise da Figura 8.21 a), pode-se verificar com muita facilidade que os demais harmônicos com suas respectivas sequências possuem ganhos próximos a zero dentro da região de variação de frequência permitida pela resolução da ANEEL acima mencionada.

Assim, um PLL pode ser utilizado para seguir instantaneamente o período do sinal analisado. Se um PLL não for utilizado, poderão aparecer erros de amplitude e fase. A operação sem PLL é somente factível para sinais com pequena variação de frequência, o que ocorre em equipamentos conectados a redes elétricas fortes, característica de sistemas interligados. Para sistemas, por exemplo, alimentados por gerador Diesel, pode ser necessária a operação com PLL, para a determinação do período do sinal em tempo real. O circuito de sincronismo PLL pode ser implementado de diversas maneiras [69], [70], [71], sempre buscando-se um compromisso entre a estabilidade e a velocidade do sincronismo. Na proposta de controle apresentada não será utilizado circuito de sincronismo, parte-se do pressuposto que está-se operando em sistema forte e/ou sistema interligado.

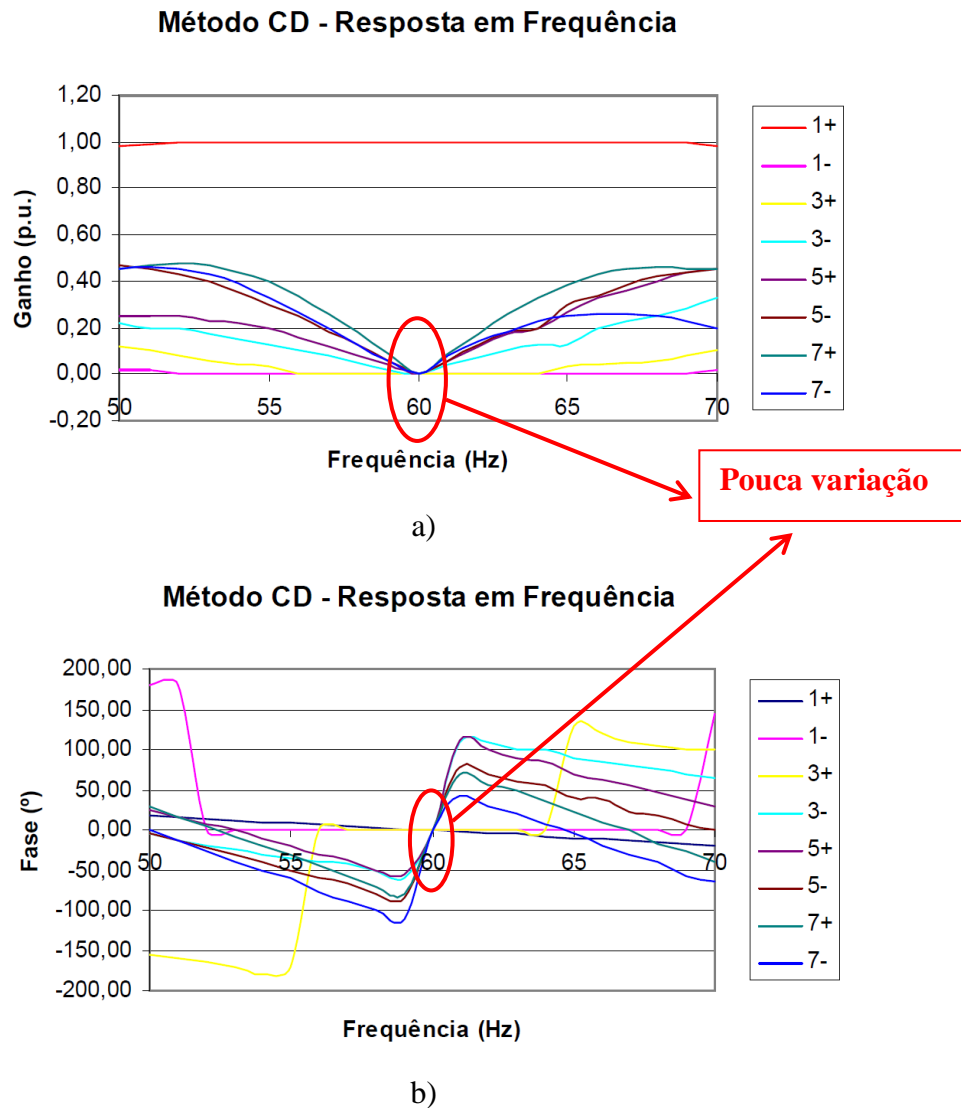
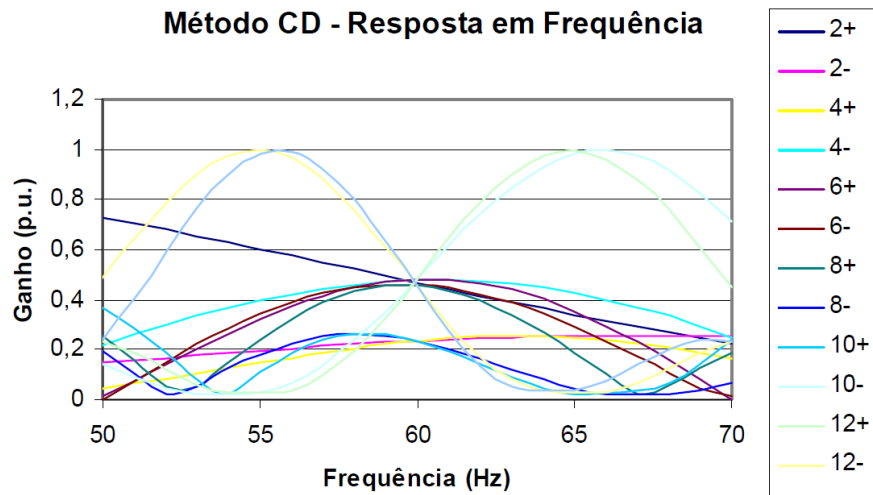
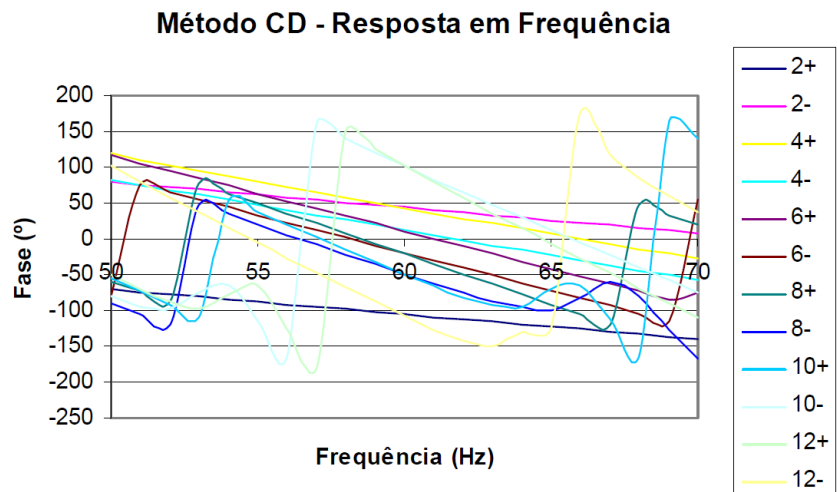


Figura 8.21 - Resposta em frequência para vários harmônicos (ímpares) e sequências relativos à operação CD . a) Ganho em função da frequência; b) Fase em função da frequência.

Na Figura 8.22 está mostrado a resposta em frequência para a operação CD quando submetida à harmônicos pares e respectivas sequências. Percebe-se nessas Figuras uma variação acentuada em frequência, tanto para o ganho quanto para a fase, porém, quando se analisa o intervalo de frequência no padrão ONS, ou seja , 59,9Hz até 60,1 Hz, os ganhos encontram-se na faixa de 0,2 a 0,5(pu) e, portanto, estão dentro dos níveis de tolerância estabelecidos pela IEEE-Std-519-1992 (apêndice A) , já para a fase as variações são mais significativas, mas como os sinais são pequenos em módulo, não há implicações no processo de controle do retificador.



a)



b)

Figura 8.22 - Resposta em frequência para vários harmônicos (pares) e sequências relativos à operação CD. a) Ganho em função da frequência; b) Fase em função da frequência .

Para o padrão ONS onde a frequência pode variar entre 59.9 e 60.1 Hz, praticamente não se tem desvios significativos para a utilização desejada, qual seja a separação da componente de sequência positiva da onda fundamental do sinal aplicado.

8.5 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as propostas de controle para o retificador *boost* PWM bidirecional monofásico e trifásico. Em ambos os casos propôs-se uma estratégia de controle que basicamente controla a tensão aplicada no(s) indutor(es) de entrada e conseqüentemente a corrente(s) que circula(m) sobre ele(s). No caso do conversor *boost* PWM bidirecional monofásico fundamentou-se

uma proposta para torná-lo robusto mesmo em ambiente com tensão de alimentação distorcida, sendo que, para tanto, foi utilizado um bloco de estimação da componente fundamental baseado na Transformada Rápida de Fourier (FFT), com a aplicação do método de decimação em frequência/radix-2 (vide apêndice -D), sendo então, esta componente fundamental utilizada no controle, lembrando que quando a tensão de alimentação for senoidal, a componente fundamental será a própria tensão de alimentação .

Para o caso de utilização do conversor *boost* PWM bidirecional trifásico, onde se tenha indistintamente a tensão da fonte senoidal, distorcida ou desequilibrada, diferentemente do apresentado em [5], propõe-se a utilização de algoritmo (Referência Instantânea de Filtragem - *Instantaneous Filter Reference* - IFR) baseado na teoria de componentes simétricas, que não requer nenhuma transformação de base nem filtragem do sinal, apenas cálculos algébricos, para a obtenção da componente de sequência positiva. Para a estimação da componente de sequência positiva a qual será usada na geração da corrente de referência, foi utilizada a operação tipo CD. Foi mostrado que esta operação proposta funciona como um filtro com tempo de atuação bem definido e dependendo da aplicação podem ou não necessitar de bloco de sincronismo (PLL). Além disso, apresenta um tempo de estabilização relativamente rápido e uma baixa complexidade numérica resultando em um tempo de execução pequeno.

Ficou também evidenciado que a operação CD permite uma extração efetiva da componente de sequência positiva na frequência fundamental, além de adicionalmente poder atuar como detector de harmônicos.

CAPÍTULO IX - SIMULAÇÃO E RESULTADOS

9.1 - Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados das simulações das propostas de estratégias de controle apresentadas no capítulo VIII.

Para facilidade de entendimento e clareza, nesta primeira seção serão mostrados os resultados das simulações para o retificador *boost* PWM bidirecional monofásico em meia ponte com tensão de entrada senoidal, e na sequência os mesmos circuitos com a tensão de entrada distorcida segundo os casos 1, 2 e 3 já estudados no capítulo VII item 7.2.4, a saber :

Caso 1: Tensão de alimentação com 8% de 5^a harmônica;

Caso 2: Tensão de alimentação com 10% de 3^a harmônica e 5% de 7^a harmônica;

Caso 3: Tensão de alimentação com 8% de 5^a harmônica e 5% de 7^a harmônica.

Na seção seguinte apresentar-se-á os resultados da simulação dos retificadores *boost* PWM bidirecionais trifásicos a quatro fios em seis cenários distintos: primeiramente com a tensão de entrada senoidal, em seguida com a tensão de entrada distorcida segundo cada um dos casos:

Caso 1: Tensão de alimentação com 8% de 5^a harmônica

Caso 2: Tensão de alimentação com 10% de 3^a harmônica e 5% de 7^a harmônica;

Caso 3: Tensão de alimentação com 8% de 5^a harmônica e 5% de 7^a harmônica,

e por fim, as duas últimas situações de cenário que representam a tensão de entrada desequilibrada conforme os casos :

Caso 4: Tensão de alimentação desequilibrada em módulo, mantendo-se a defasagem de 120° entre elas e sequência positiva. As tensões utilizadas foram programadas para se ter um desequilíbrio trifásico de 3,21%, calculado segundo a formulação da CIGRÉ (vide apêndice B). Assim, tem-se a tensão da fase “R” com redução de 5% em módulo, a fase “Y” com 10% de redução e a fase “B” com 15% de redução em módulo.

Caso 5: Tensão da fase “R” com redução de 5% e deslocamento angular de fase de 0°, Tensão da fase “Y” com redução de 10% e deslocamento angular de fase de -70° e Tensão da fase “B ” com redução de 8% e deslocamento de fase de 90° .

Para todos os casos foram determinados o fator de potência da entrada do retificador e distorção harmônica total das correntes e tensões de entrada, utilizando-se dos conceitos mencionados no capítulo VI.

9.2 - Resultados das Simulações

Apresenta-se, nesta seção, as simulações efetuadas com o *software* PSIM 9.2® das propostas de controle para os retificadores *boost* PWM bidirecional monofásico e trifásico e respectivos resultados relativos à fator de potência, taxa de desequilíbrio das correntes de entrada e regulação da tensão no barramento CC.

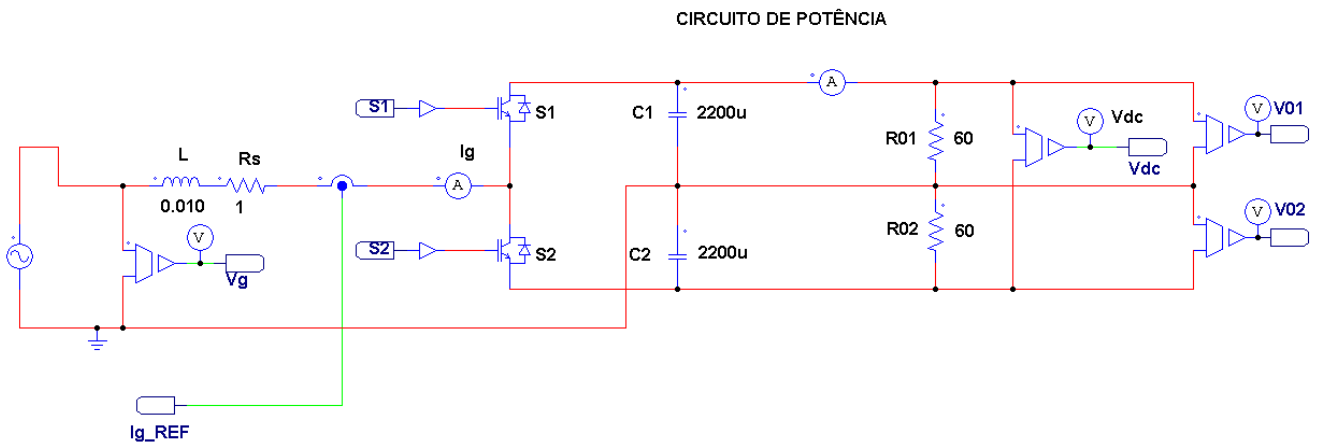
9.2.1 - Retificador Boost PWM Bidirecional Monofásico em Meia-Ponte

O circuito simulado é o retificador monofásico em meia-ponte da Figura 7.1. A simulação será efetuada utilizando-se da estratégia de controle proposta, mostrada na Figura 8.2, e circuito de potência simulado mostrado na Figura 8.1 para a tensão de entrada senoidal e/ou distorcida.

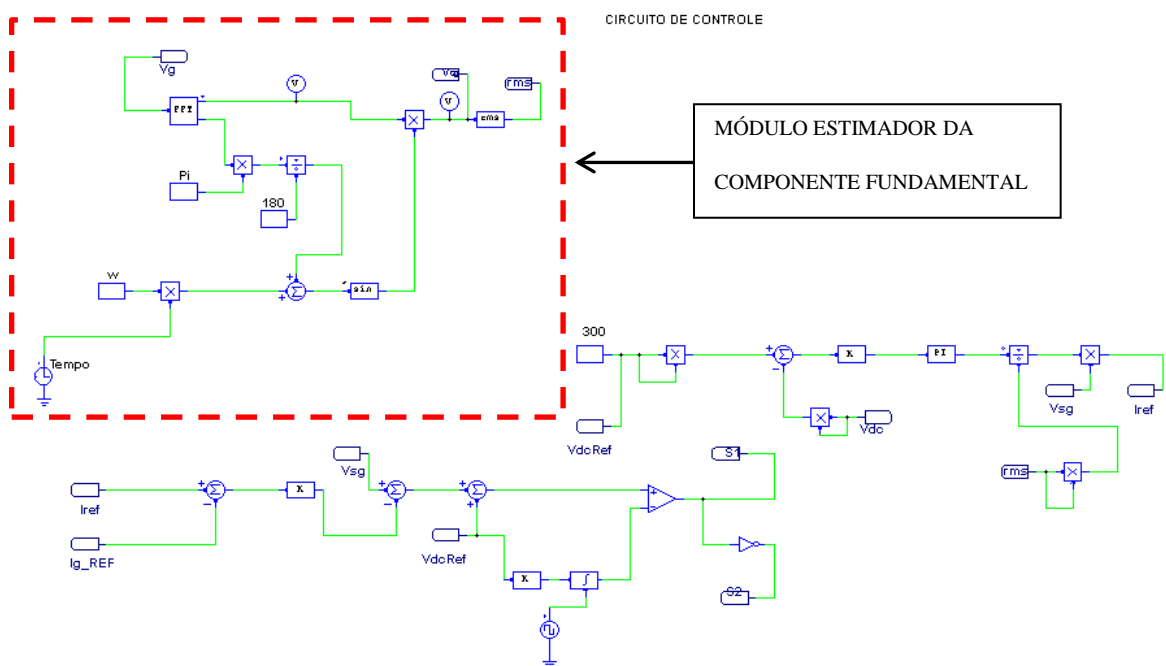
9.2.1.1 - Tensão de Entrada Senoidal

O circuito do retificador monofásico foi simulado com os mesmos parâmetros da simulação do Capítulo 7 e de acordo com a Tabela 7.1, ou seja, tensão de pico de entrada de 156 V e tensão de referência do barramento CC igual a 300 V. Os circuitos simulados de potência e controle no ambiente PSIM 9.2® são mostrados na Figura 9.1. Os resultados da simulação estão apresentados na Figura 9.2, onde tem-se a tensão e a corrente de entrada do retificador, a tensão aplicada (v_g) e a tensão corrigida (v_{sg}), a corrente de referência gerada pelo controlador (I_{ref}), as tensões nos capacitores (V_{01} e V_{02}) e a tensão no barramento CC.

De acordo com os resultados da simulação apresentados na Figura 9.2, pode-se notar a forma de onda senoidal da corrente na entrada do retificador, bem como o fato da corrente estar em fase com a tensão. A tensão no barramento CC alcança e mantém seu valor de referência, como pode ser observado na Figura 9.2 c). Nota-se, também, que a corrente de entrada reproduz a corrente de referência gerada pela estratégia de controle. Através dos cálculos da potência ativa e da potência aparente, o fator de potência calculado foi de 0,999 e a TDH_I da corrente para este caso ficou em 2,57%, um resultado superior ao encontrado na proposta original de controle visto no item 7.2.3 e apresentado por [3].

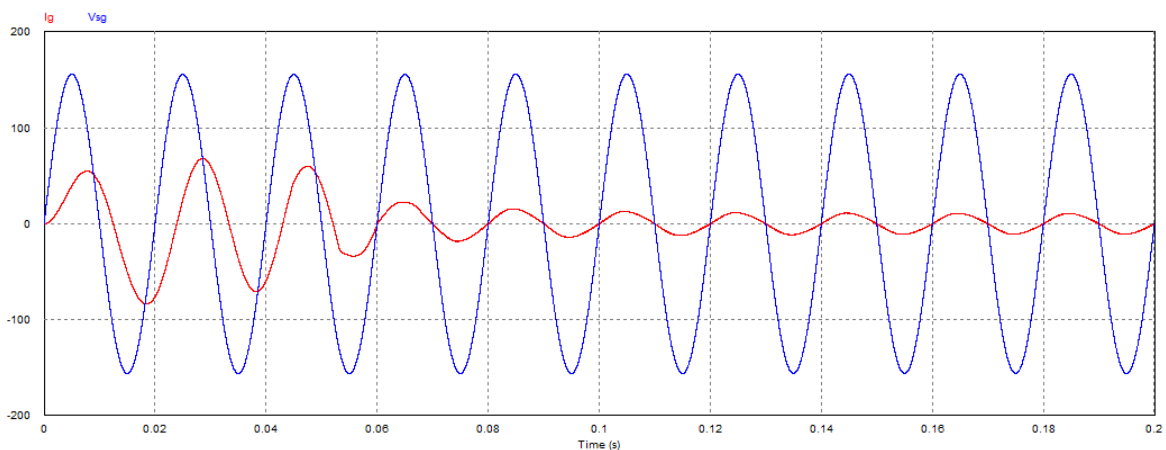


a)

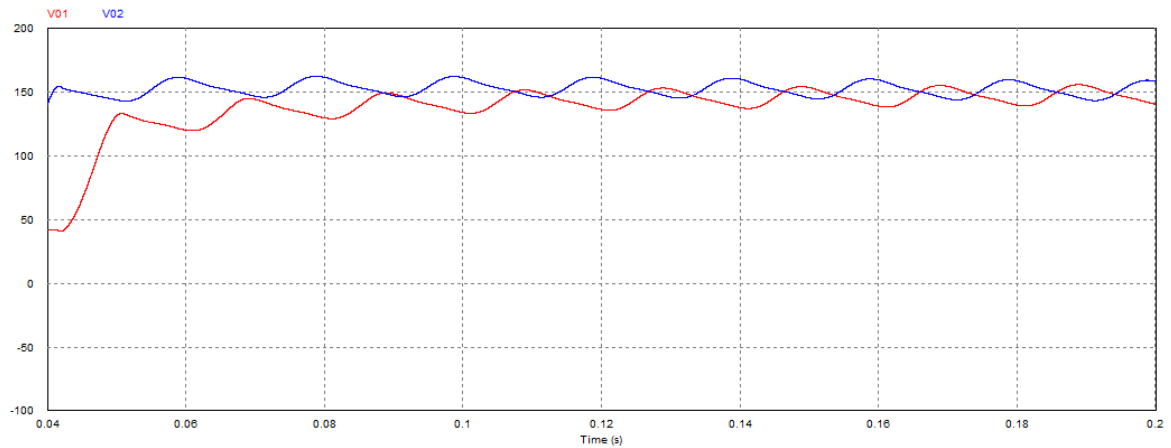


b)

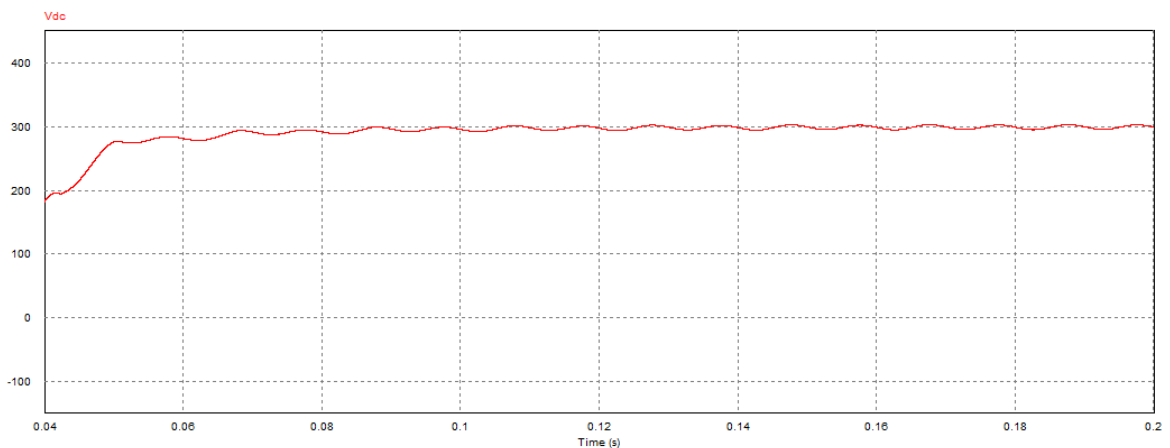
Figura 9.1 - Diagrama da simulação no PSIM 9.2® do retificador monofásico em meia-ponte usando o controle proposto com tensão de entrada senoidal. a) Circuito de potência; b) Circuito de controle.



a)



b)



c)

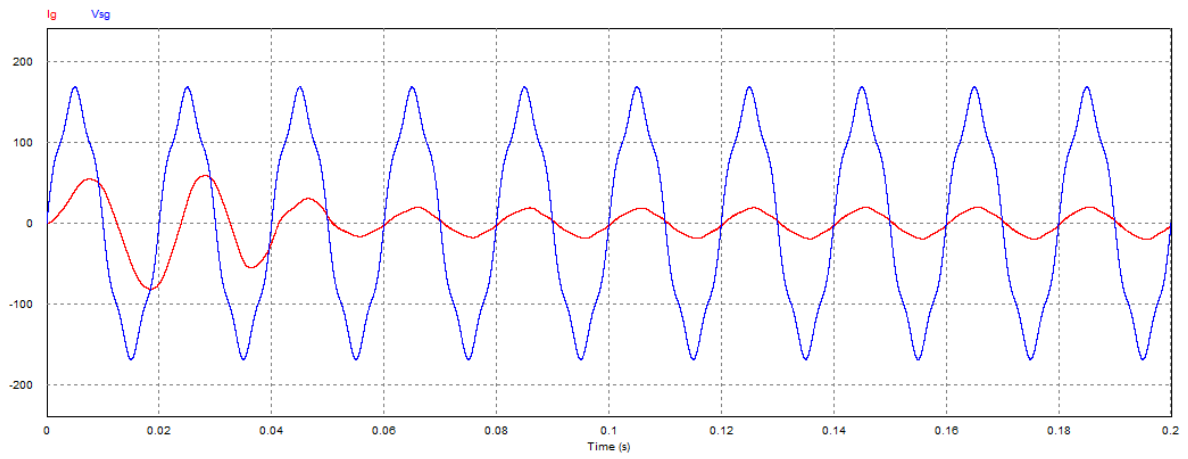
Figura 9.2 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte , utilizando o Controle Proposto. a) Tensão e corrente na entrada do retificador; b) Tensões nos capacitores; c) Tensão no barramento CC.

9.2.1.2 - Tensão de Entrada Distorcida

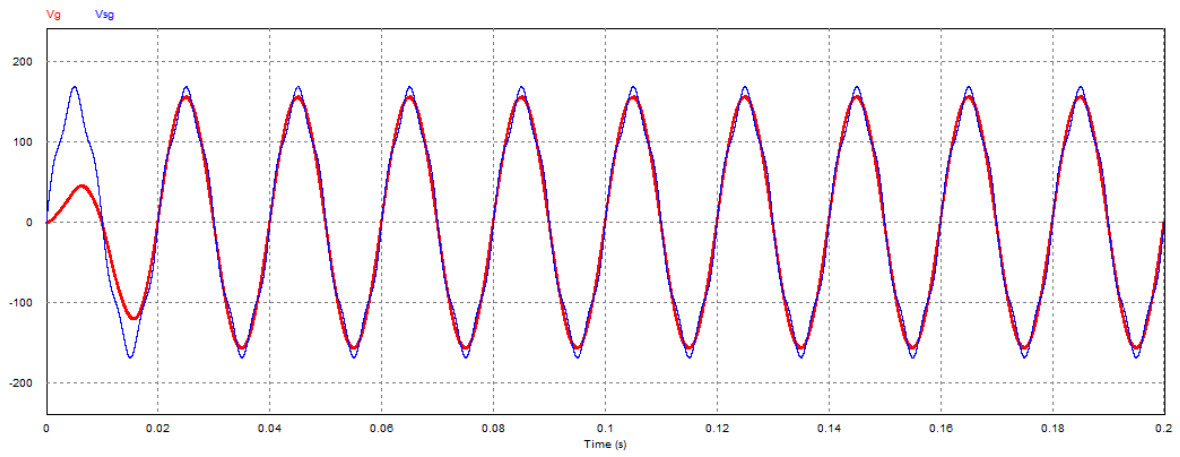
Caso 1

O mesmo circuito da Figura 9.1 a), foi simulado com a tensão de entrada de acordo com o especificado para o caso. O circuito de controle simulado é o da Figura 9.1 b), os resultados da simulação são mostrados na Figura 9.3.

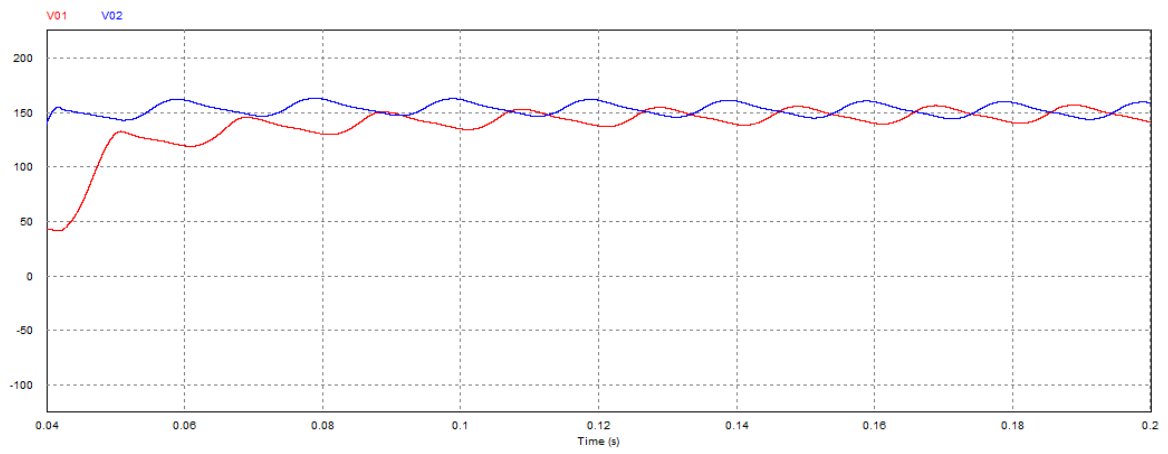
De acordo com os resultados apresentados, é possível perceber que a estratégia de controle proposta cumpre o seu objetivo de manter a corrente de entrada senoidal, mesmo tendo a tensão de alimentação não-senoidal. O fator de potência para este caso ficou em 0,996 e a THD_I foi de 4,08%. Novamente, os valores são melhores dos que foram mostrados na simulação original relativo ao item 7.2.4, Figura 7.7. A tensão no barramento CC foi controlada e se manteve igual ao valor de referência.



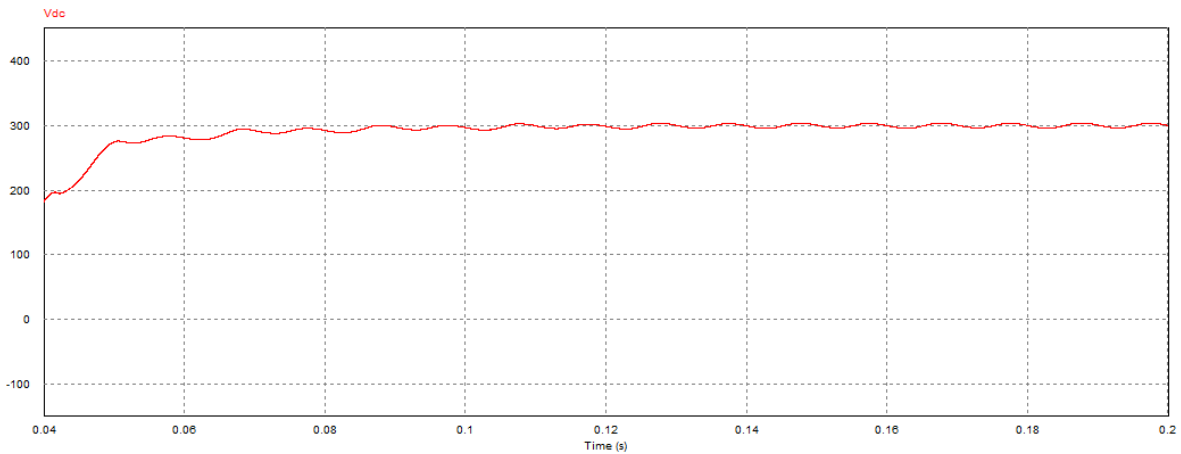
a)



b)



c)



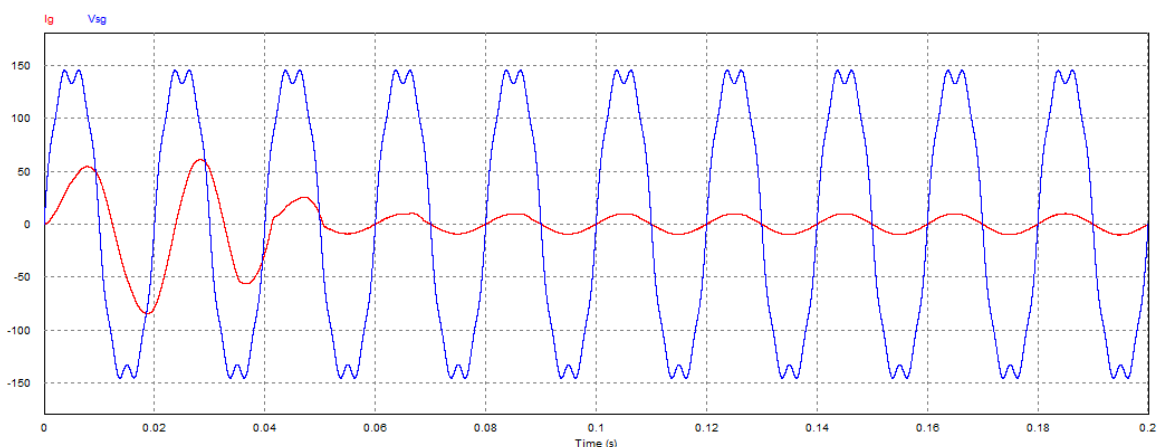
d)

Figura 9.3 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte, utilizando o Controle Proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 1. a) Tensão e corrente na entrada do retificador; b) Tensão de entrada distorcida e a tensão fundamental estimada; c) Tensões nos capacitores; d) Tensão no barramento CC.

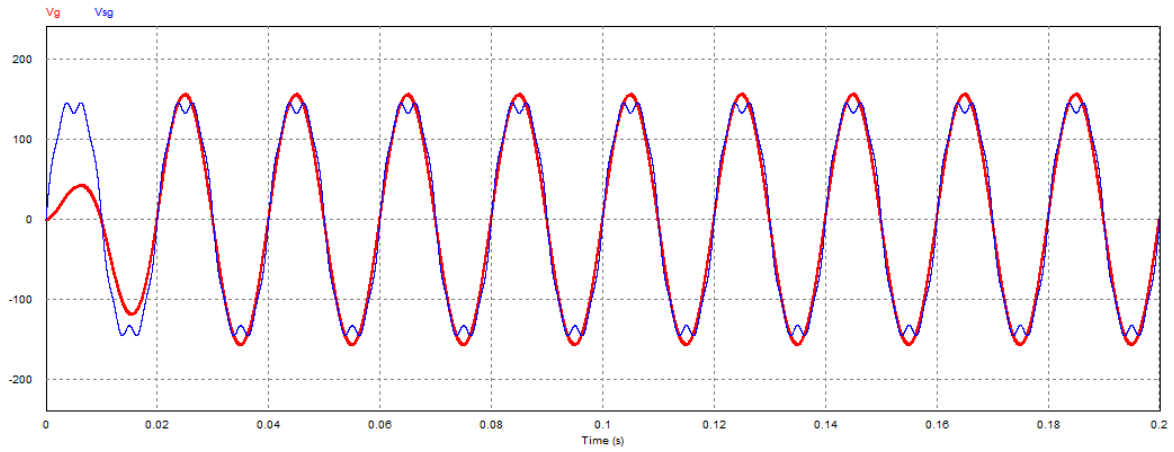
Caso 2

Utilizou-se aqui o mesmo circuito de potência e controle mostrado na Figura 9.1, apenas as tensões de alimentação foram modificadas para atender aos parâmetros do caso 2. Os resultados são apresentados a seguir na Figura 9.4.

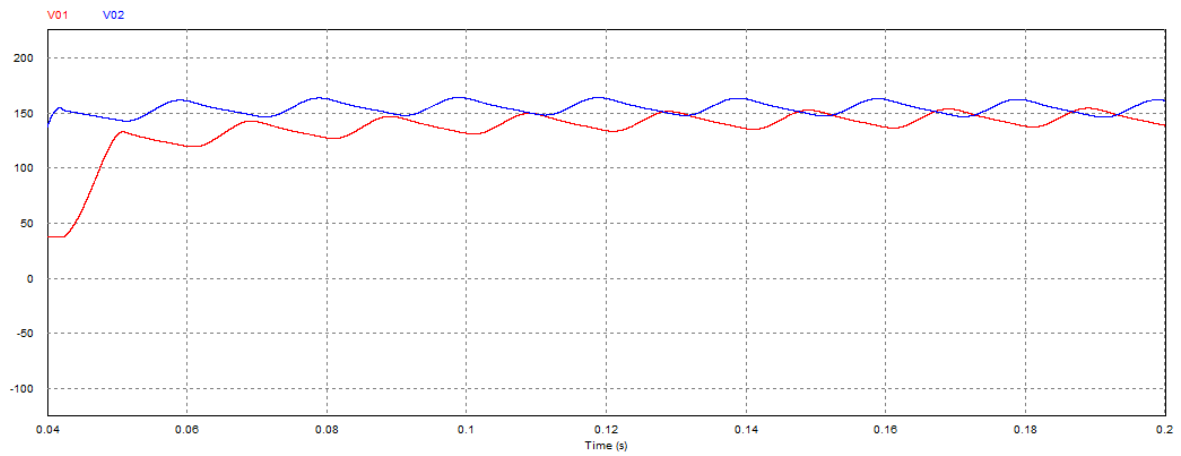
De acordo com os resultados apresentados, é possível perceber que a estratégia de controle proposta cumpre o seu objetivo de manter a corrente de entrada senoidal mesmo tendo a tensão de alimentação não-senoidal. O fator de potência para este caso ficou em 0,993 e a THD_I foi de 1,77%. A tensão no barramento CC foi controlada e se manteve igual ao valor de referência.



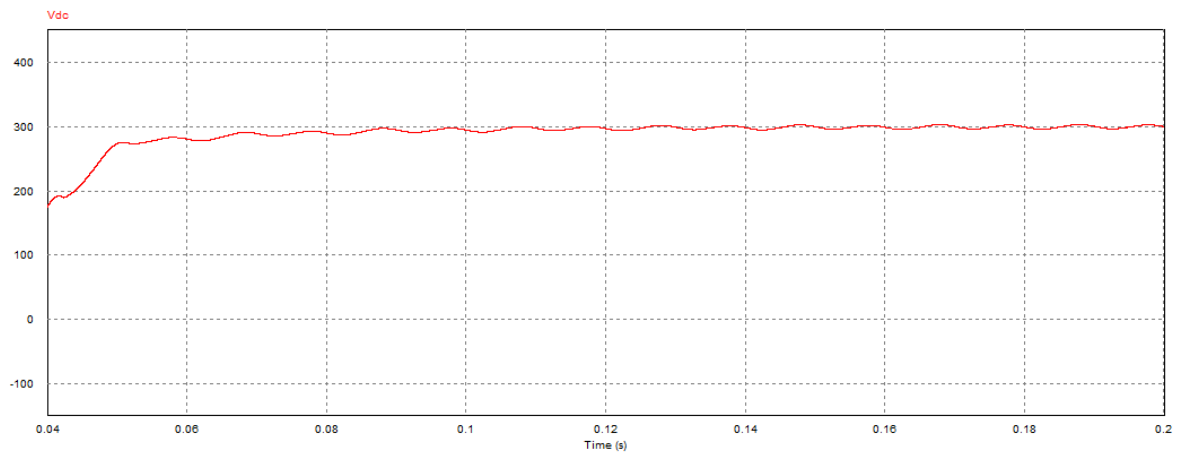
a)



b)



c)



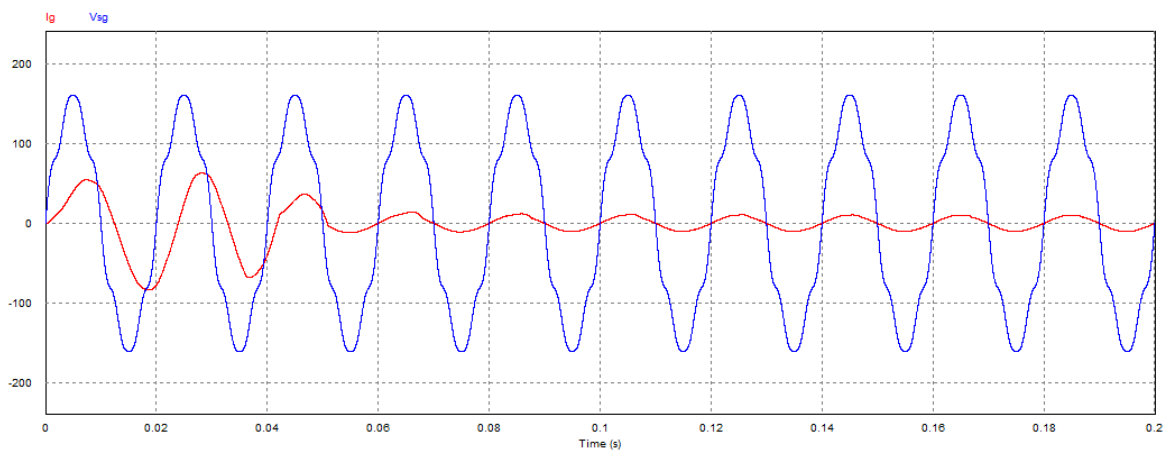
d)

Figura 9.4 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte , utilizando o controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 2. a) Tensão e corrente na entrada do retificador; b) Tensão de entrada distorcida e a tensão fundamental estimada; c) Tensões nos capacitores; d) Tensão no barramento CC.

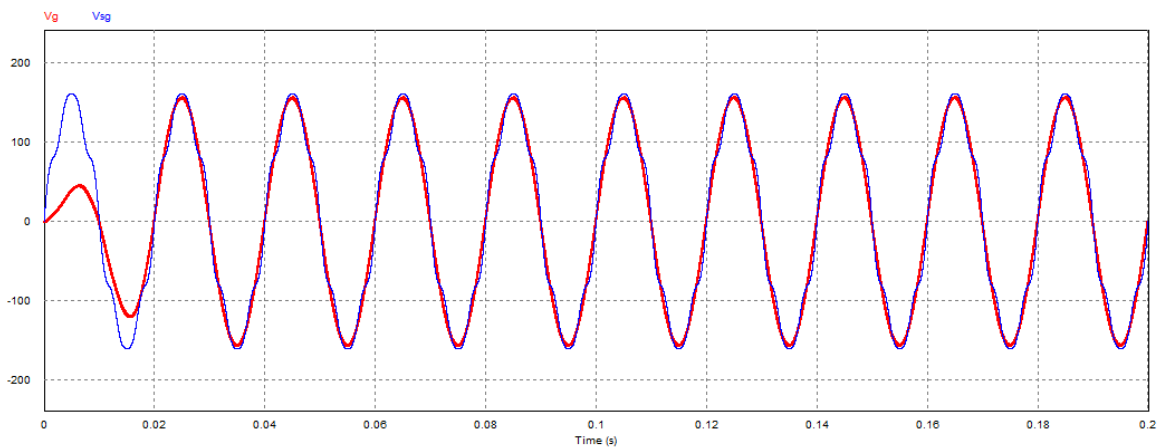
Caso 3

Utilizou-se aqui o mesmo circuito de potência e controle mostrado na Figura 9.1, apenas as tensões de alimentação foram modificadas para atender aos parâmetros do caso 3. Os resultados são apresentados a seguir na Figura 9.5.

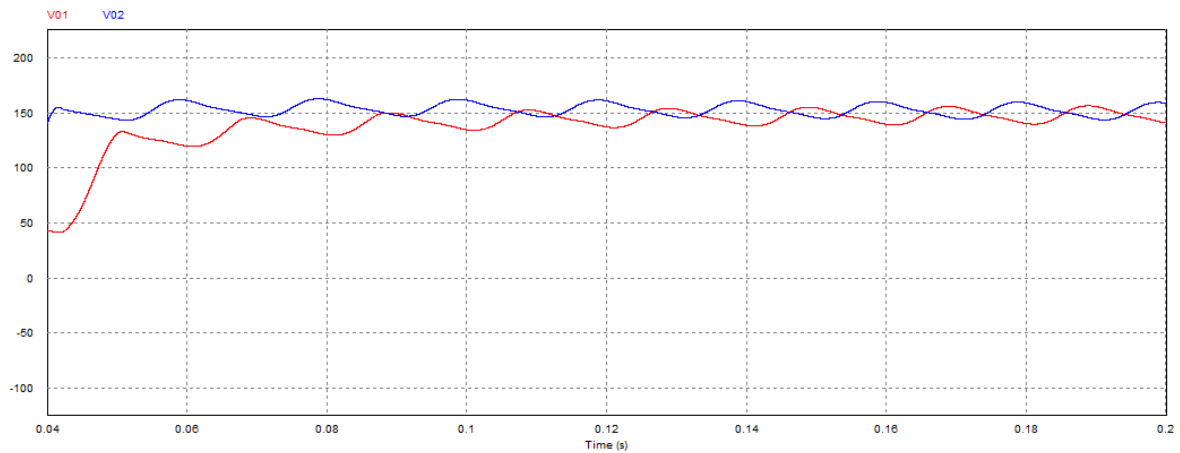
De acordo com os resultados apresentados, é possível perceber que a estratégia de controle proposta cumpre o seu objetivo de manter a corrente de entrada senoidal mesmo tendo a tensão de alimentação não-senoidal. O fator de potência para este caso ficou em 0,995 e a THD_I foi de 2,53%. A tensão no barramento CC foi controlada e se manteve igual ao valor de referência.



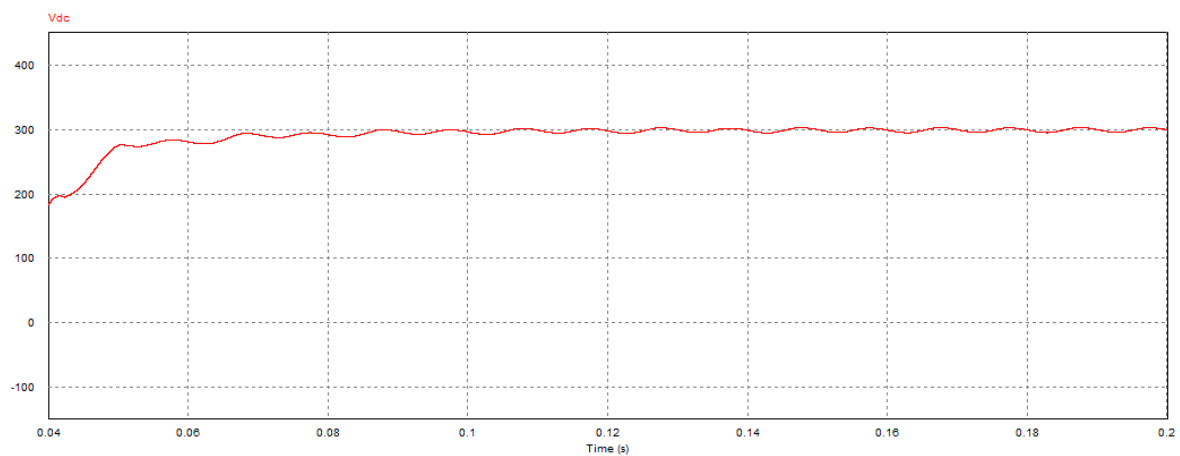
a)



b)



c)



d)

Figura 9.5 - Resultados da simulação do retificador monofásico em meia-ponte, utilizando o controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 3. a) Tensão e corrente na entrada do retificador; b) Tensão de entrada distorcida e a tensão fundamental; c) Tensões nos capacitores; d) Tensão no barramento CC.

9.2.2 - Retificador Boost PWM Bidirecional Trifásico a Quatro Fios

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações para o retificador *boost* PWM bidirecional trifásico a quatro fios originalmente proposto por [9], mostrado na Figura 9.6, e cujo o equacionamento está detalhado no item 7.3. Os parâmetros do circuito simulado estão de acordo com os valores da Tabela 7.2. A nova estratégia de controle proposta é aquela da Figura 8.4.

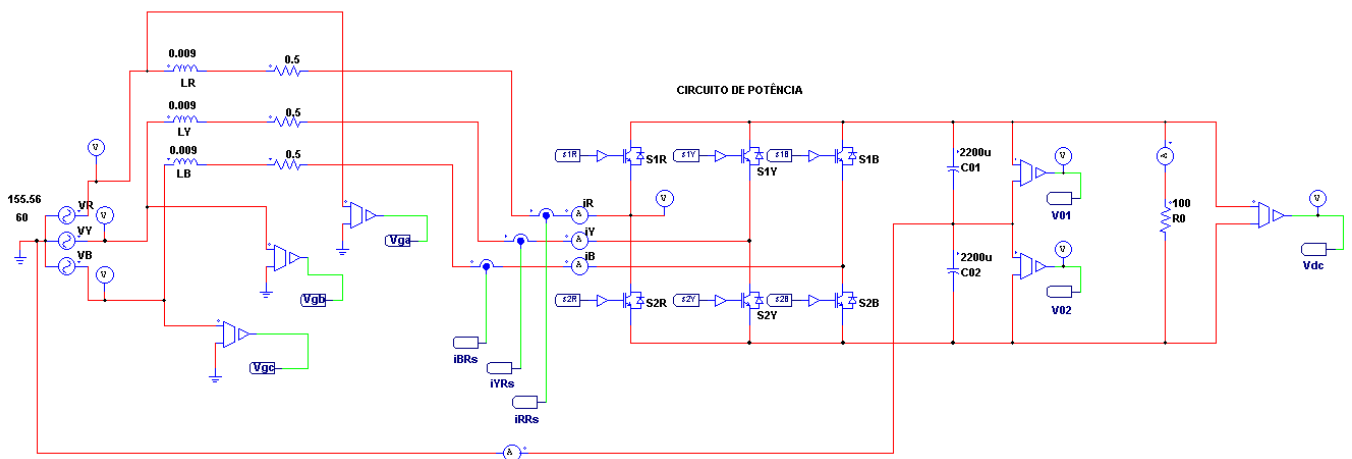
Com o retificador controlado foram feitas simulações de seis casos conforme já mencionado no item 9.1, o caso inicial com a tensão de entrada senoidal, e os demais nomeados como casos 1, 2, 3, 4 e 5. Para todos os casos simulados utilizou-se o a mesma estratégia de controle.

Para o cálculos do fator de potência, em cada cenário da tensão de entrada foram utilizadas as Equações (6.50), (6.56) e (6.67) apresentadas no Capítulo 6, e finalmente a equação (6.70) do mesmo capítulo.

9.2.2.1 - Controle com Tensão de Entrada Senoidal

Com o uso do controle proposto, cujo diagrama foi mostrado na Figura 8.4, o circuito simulado no PSIM 9.2® é apresentado na Figura 9.6 a) e b). No circuito pode-se ver o laço de controle da tensão do barramento CC e os três laços de controle da corrente, bem como a geração das tensões na entrada do conversor. Os resultados da simulação estão apresentados na Figura 9.7, são apresentados as tensões e correntes de entrada em cada fase e a tensão no barramento CC.

De acordo com os resultados, pode-se perceber que as correntes são senoidais e em fase com as tensões. As correntes apresentam oscilações de alta frequência, isto se dá devido ao chaveamento dos IGBTs, mas independente deste comportamento, a corrente de entrada segue a corrente de referência, como visto na Figura 9.7 c). O fator de potência para este caso foi de 0,999 e a $TDH_I = 1,07\%$. Observa-se que no circuito de controle tem-se um bloco responsável pela extração da componente de seqüência positiva das tensão de entrada em cada fase, cujo algoritmo e circuito simulado está representado na Figura 8.20. Como a tensão de alimentação neste caso é senoidal, a componente de seqüência positiva é a própria tensão de alimentação.



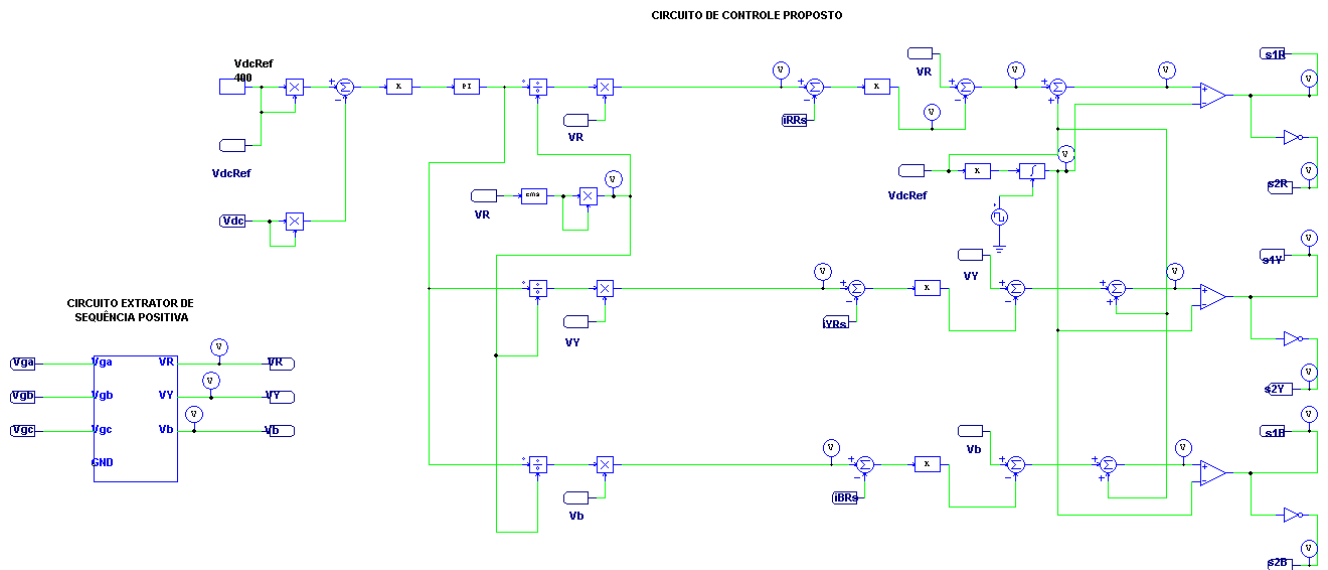
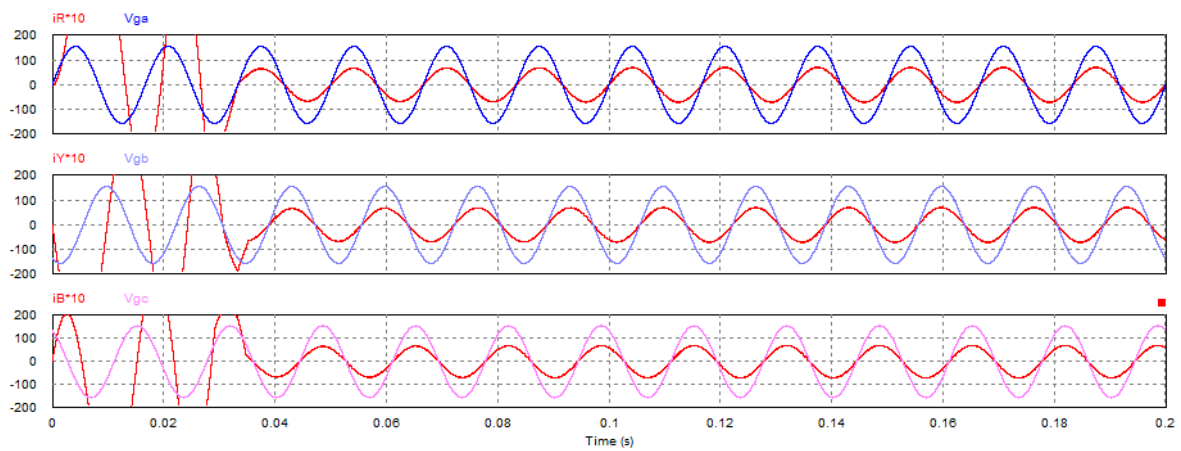
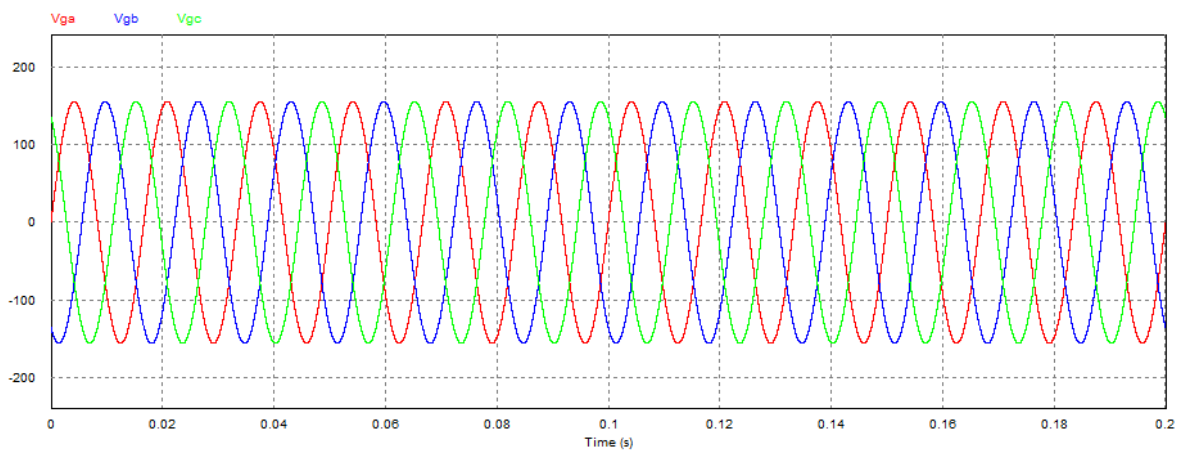
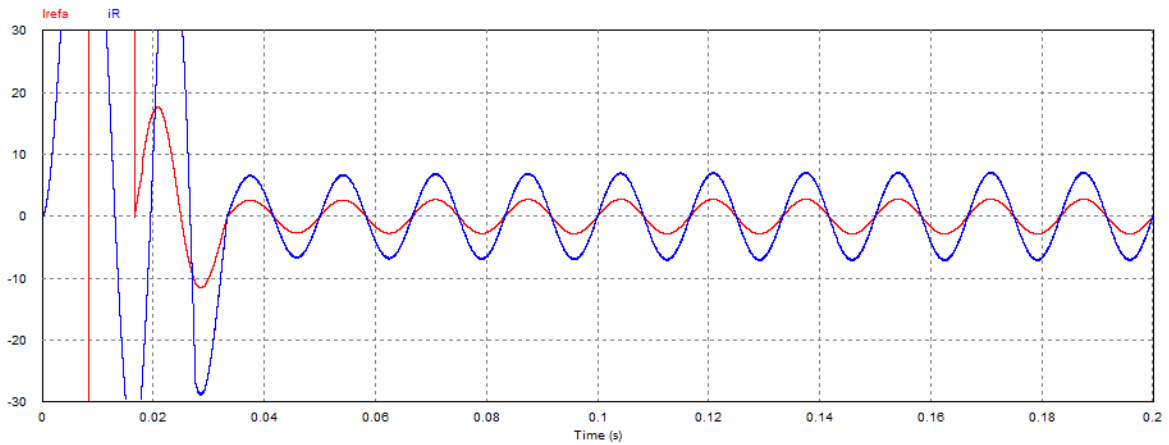
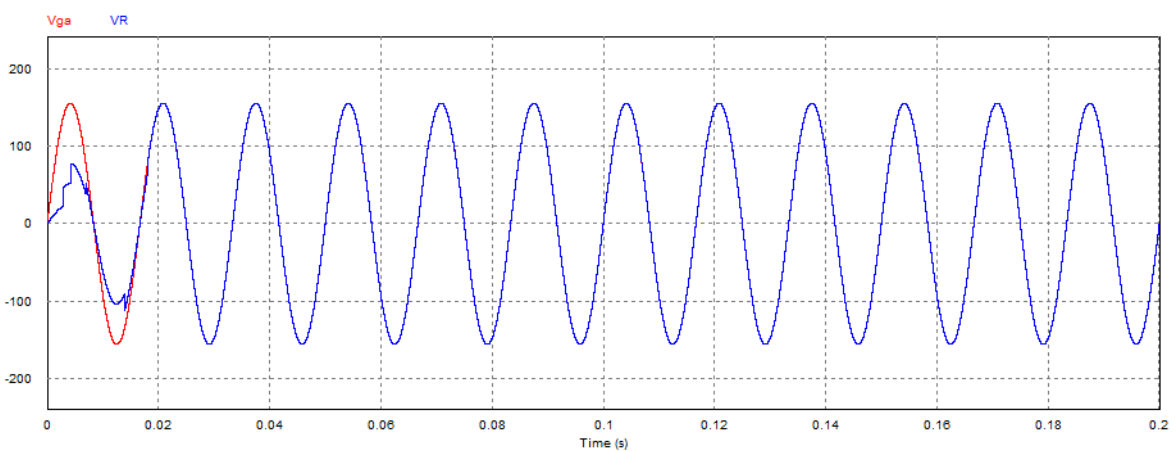


Figura 9.6 - Diagrama da simulação no PSIM 9.2 do retificador *boost* trifásico usando o novo controle proposto com tensão de entrada senoidal. a) Circuito de potência; b) circuito de controle.

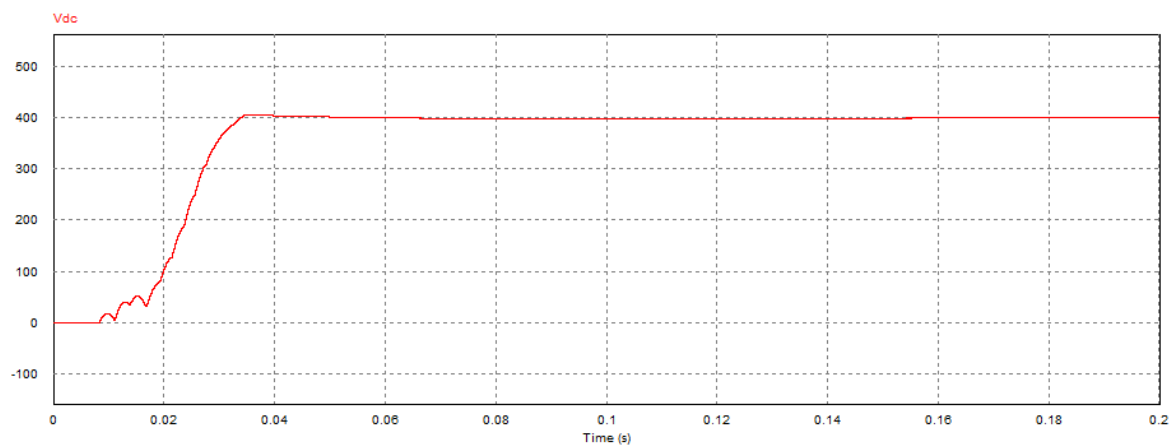




c)



d)



e)

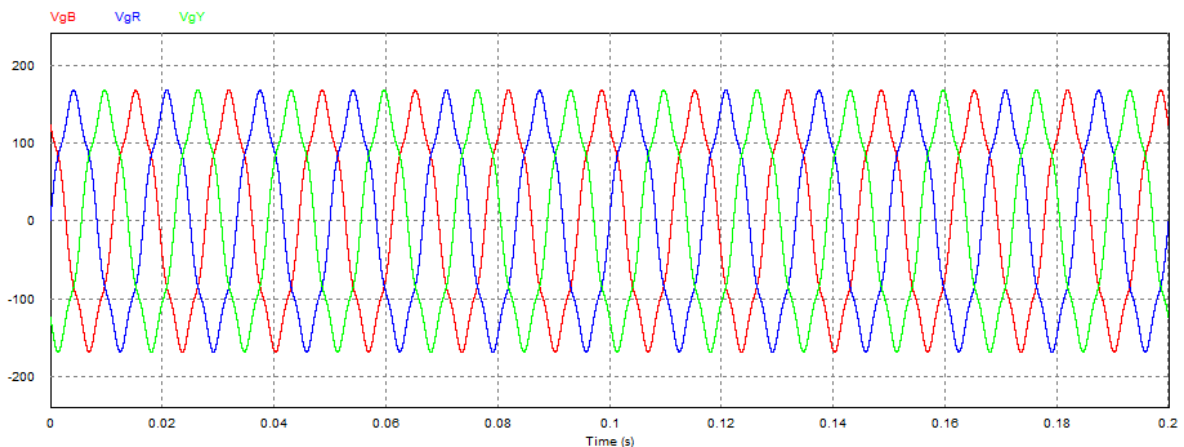
Figura 9.7 - Resultados da simulação no PSIM 9.2® do retificador trifásico usando o novo controle proposto com tensão de entrada senoidal. a) Tensões de entrada; b) Tensões e correntes de entrada em cada uma das fases; c) Corrente da fase R e sua respectiva corrente de referência; d) Tensão de alimentação e tensão de seqüência positiva; e) Tensão no barramento CC.

9.2.2.2 – Tensão de Entrada Distorcida ou Desequilibrada

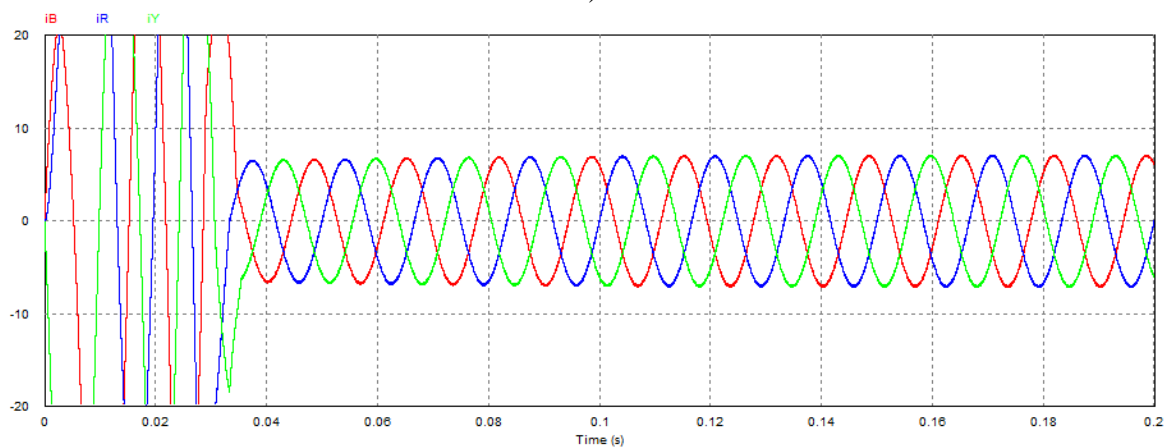
Caso 1

Também serão utilizados os circuitos de potência e controle da Figura 9.6. A tensão aplicada é distorcida e de acordo com o estabelecido para o caso 1, ou seja, tem-se 8% de harmônica de quinta ordem. O módulo de extração da componente de sequência positiva fornecerá este sinal para que o controle gere as correntes de referência a ser seguida pelo retificador. Os resultados da simulação são mostrados na Figura 9.8.

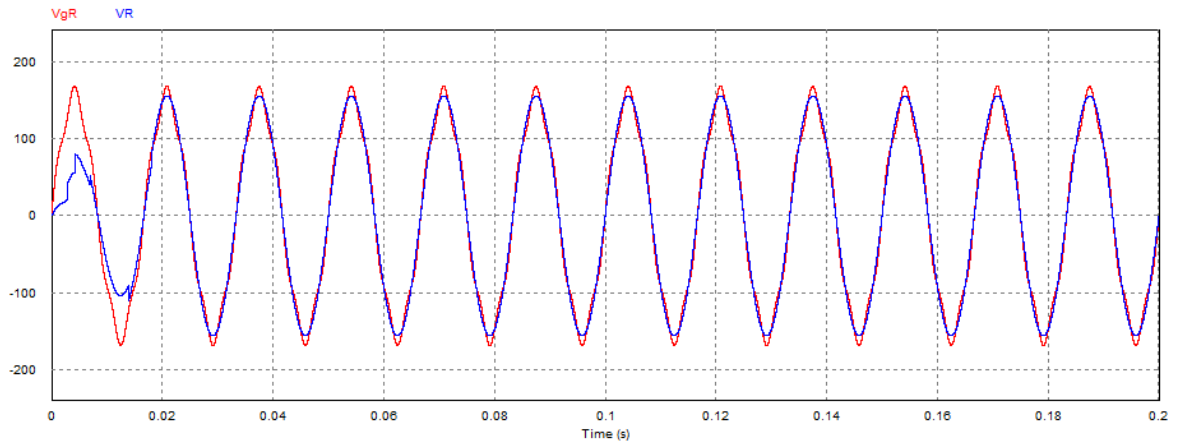
De acordo com os resultados apresentados, é possível perceber que a estratégia de controle proposta cumpre o seu objetivo de manter a corrente de entrada senoidal mesmo tendo a tensão de alimentação não-senoidal. O fator de potência para este caso ficou em 0,997 e a THD_I foi de 1,07%. A tensão no barramento CC foi controlada e se manteve igual ao valor de referência. Novamente, o controle proposto se mostrou eficiente e cumpriu com seus objetivos, diferentemente com o que ocorreu com a proposta apresentada em [9], cujos resultados foram apresentados na Figura 7.16.



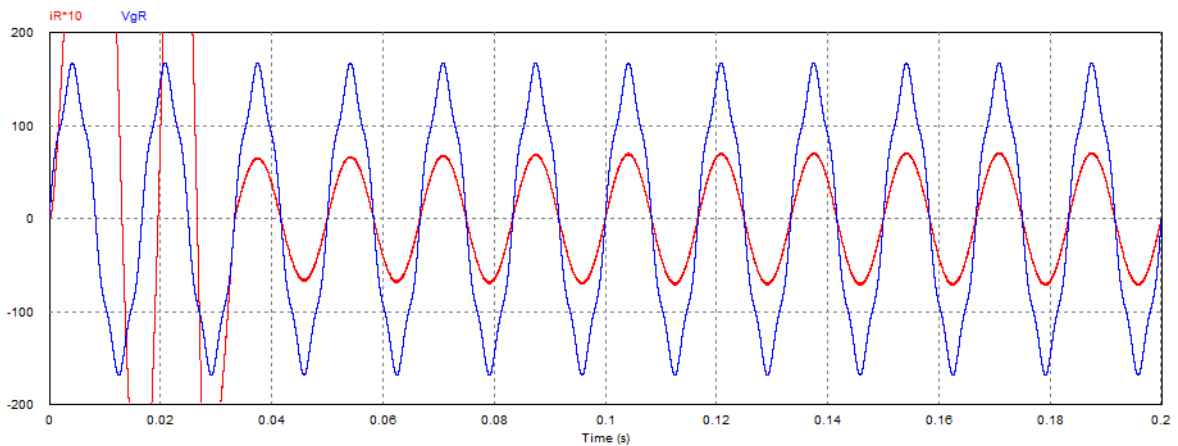
a)



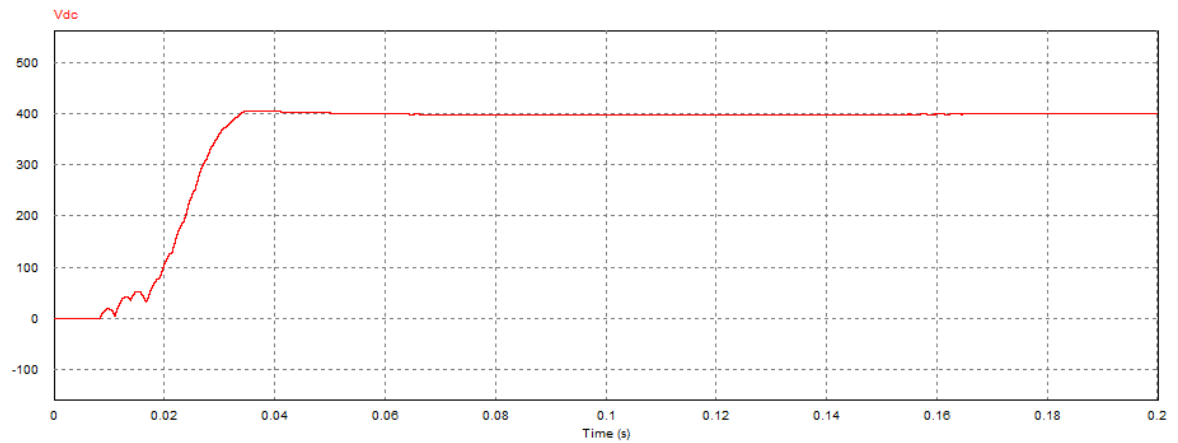
b)



c)



d)



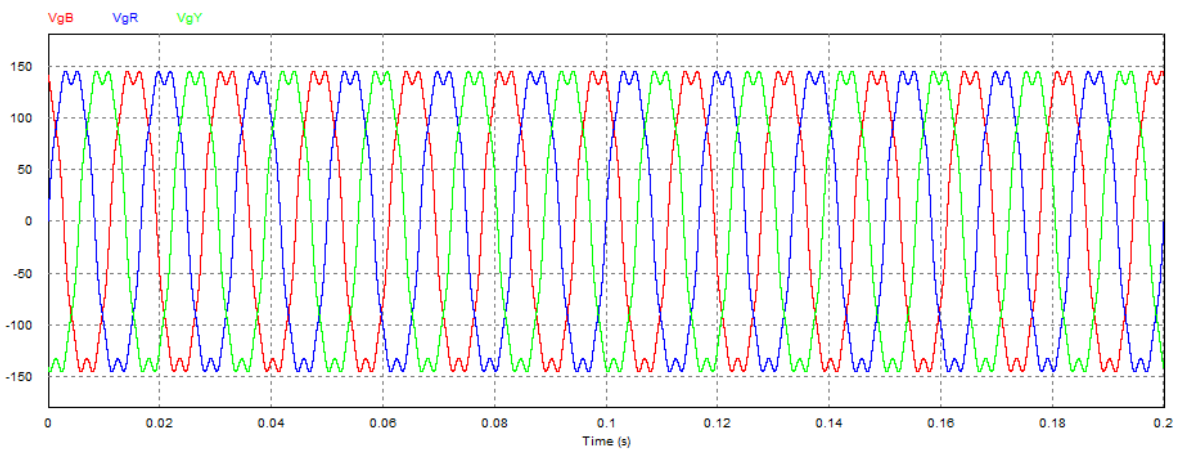
e)

Figura 9.8 - Resultados da simulação do retificador *boost* trifásico, utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 1. (a) Tensão de entrada; b) Correntes de entrada; c) Tensão de entrada distorcida e a componente de sequência positiva da fase “R”; d) Tensão e Corrente de entrada da fase “R”; e) Tensão no barramento CC.

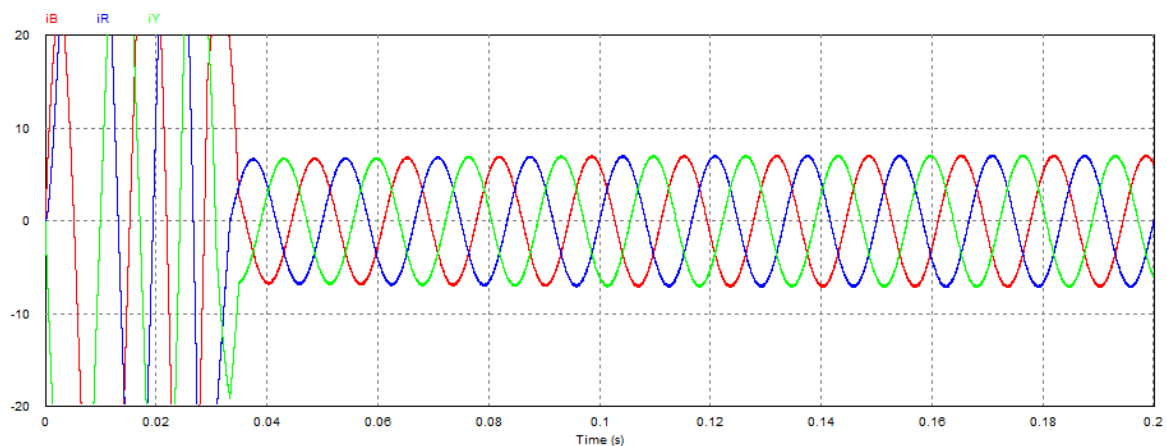
Caso 2

Neste estudo de caso a tensão aplicada ao circuito da Figura 9.6 possui distúrbio caracterizado por 10% de terceira harmônica e 5% de sétima harmônica. Nesta simulação será mantido o mesmo bloco responsável pela extração da componente de sequência positiva utilizado nos casos anteriores. Os resultados da simulação são mostrados na Figura 9.9 abaixo.

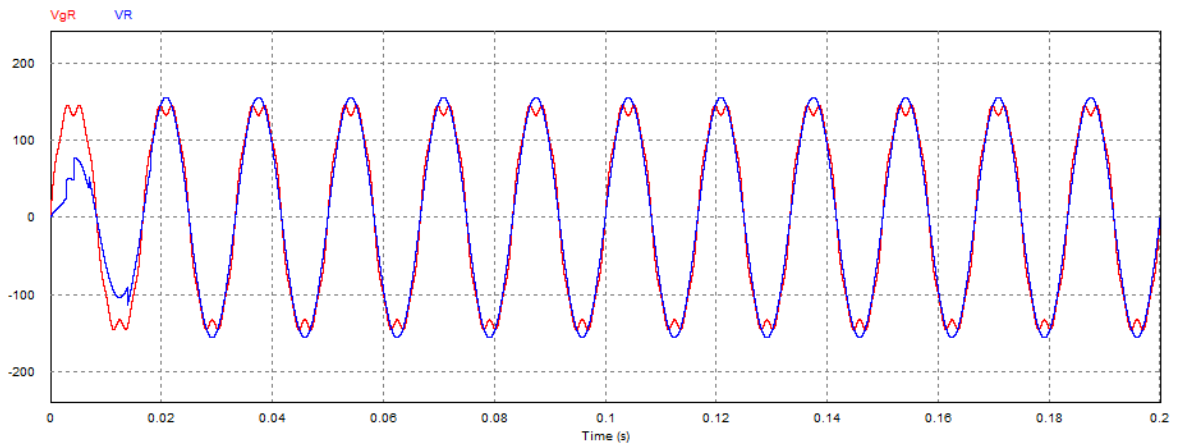
De acordo com os resultados apresentados, é possível perceber que a estratégia de controle proposta cumpre mais uma vez com seu objetivo de manter a corrente de entrada senoidal mesmo tendo a tensão de alimentação não-senoidal e elevado fator de potência. O fator de potência para este caso ficou em 0,994 e a THD_I foi de 1,07%. A tensão no barramento CC foi controlada e se manteve igual ao valor de referência.



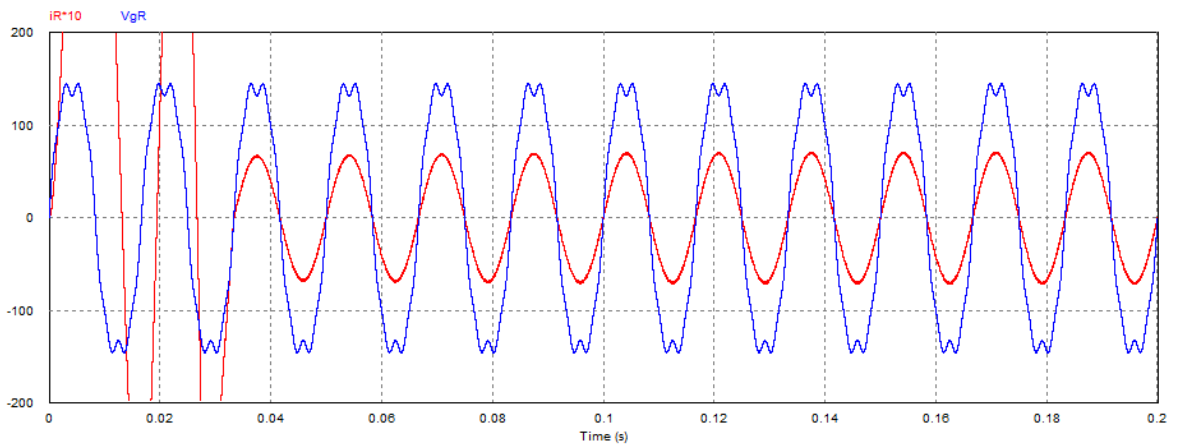
a)



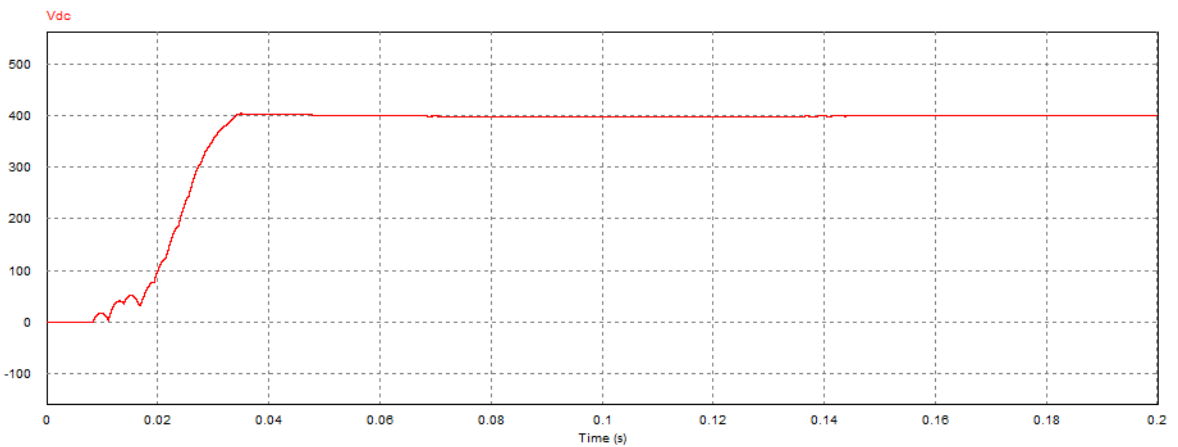
b)



c)



d)



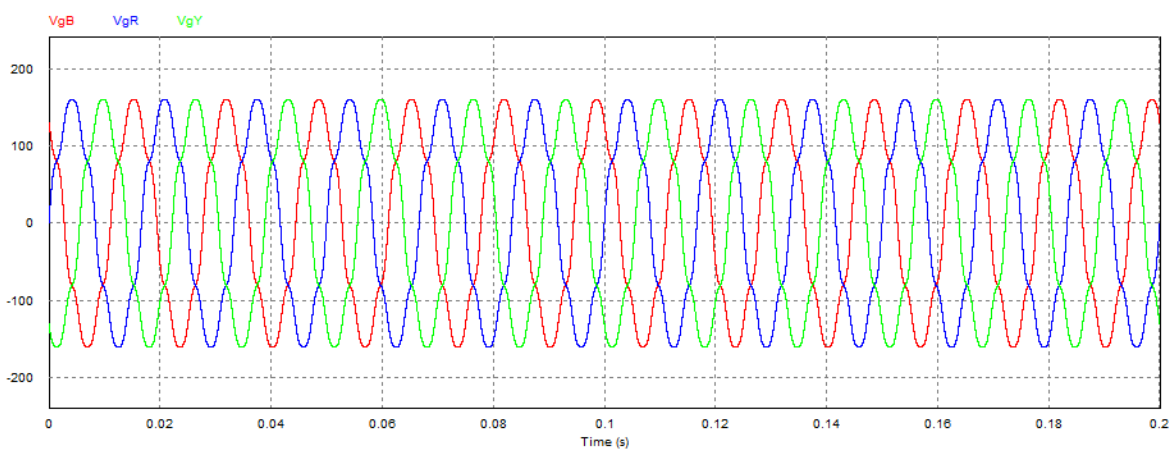
e)

Figura 9.9 - Resultados da simulação do retificador *boost* trifásico, utilizando o controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 2. a) Tensão de entrada distorcida; b) Correntes de entrada; c) Tensão de entrada distorcida e a respectiva componente de sequência positiva da fase “R” ; d) Tensão e corrente de entrada da fase “R”; e) Tensão no barramento CC.

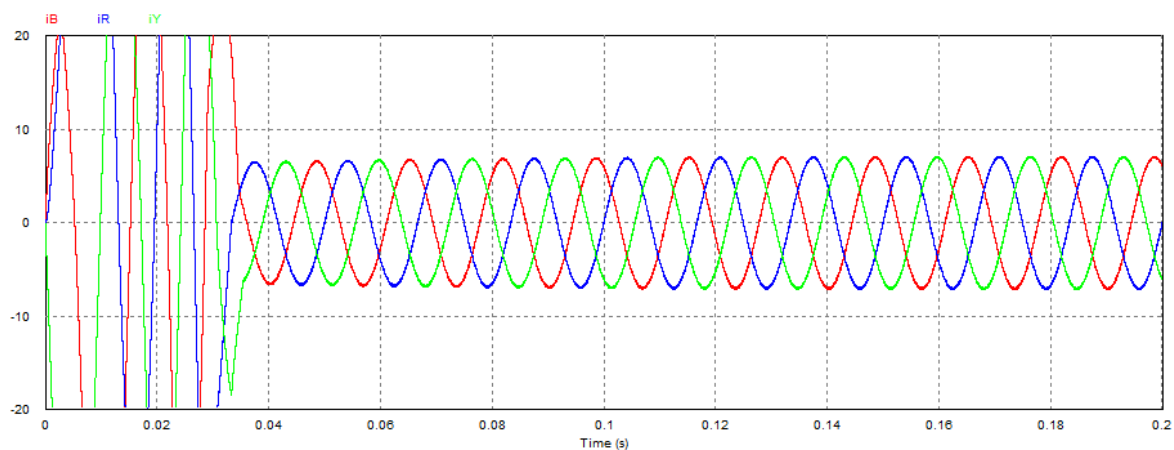
Caso 3

No caso 3, a tensão de alimentação apresenta-se bastante distorcida com 8% de 5ª harmônica e 5% de 7ª harmônica. Os resultados desta simulação são mostrados na Figura 9.10.

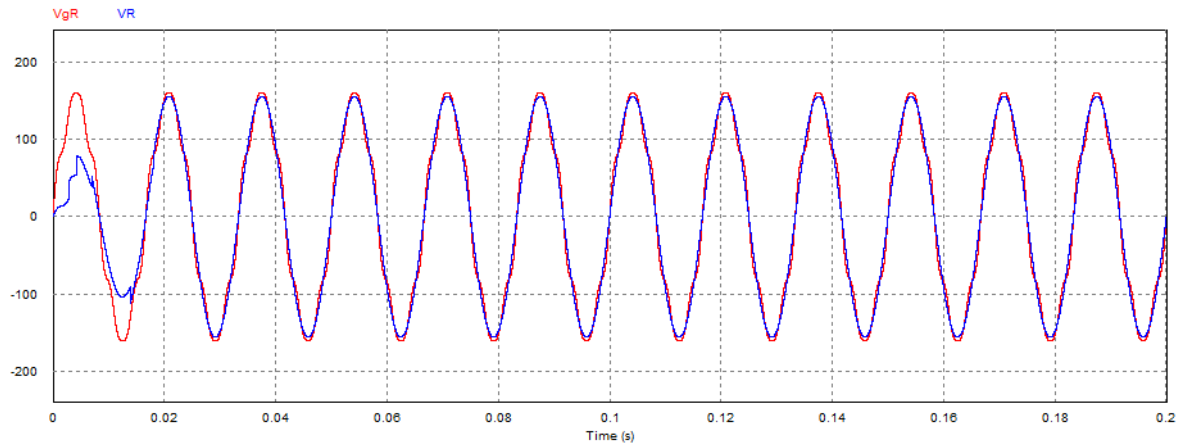
De acordo com os resultados apresentados, observa-se que a estratégia de controle proposta é robusta e cumpre o seu objetivo de manter a corrente de entrada senoidal mesmo tendo a tensão de alimentação não-senoidal. O fator de potência para este caso ficou em 0,995 e a TDH_I foi de 1,07% com $TDH_V = 9,43\%$. A tensão no barramento CC foi controlada e se manteve igual ao valor de referência.



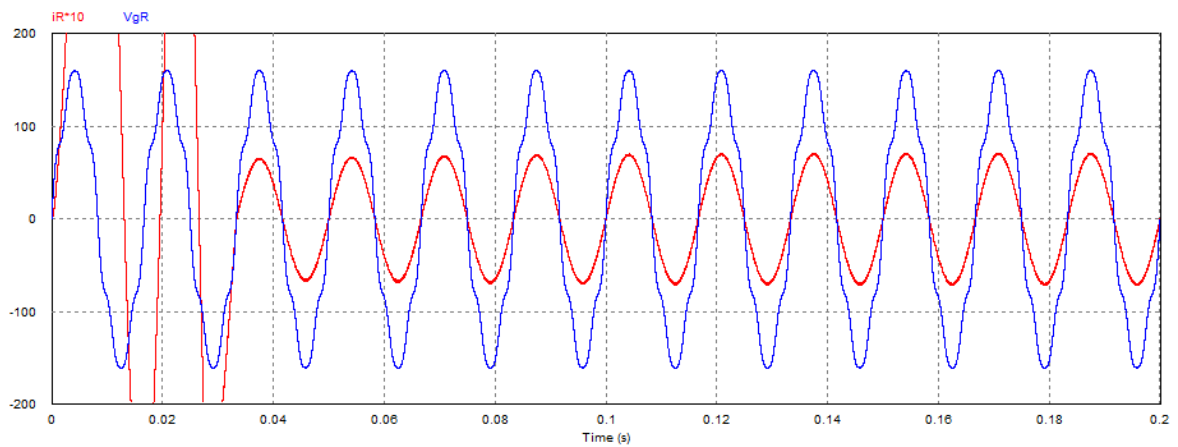
a)



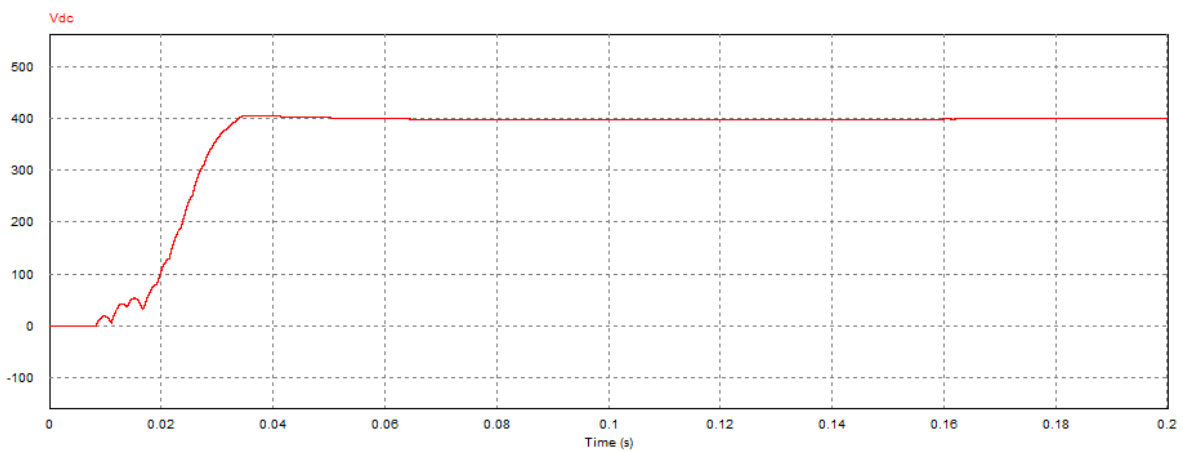
b)



c)



d)



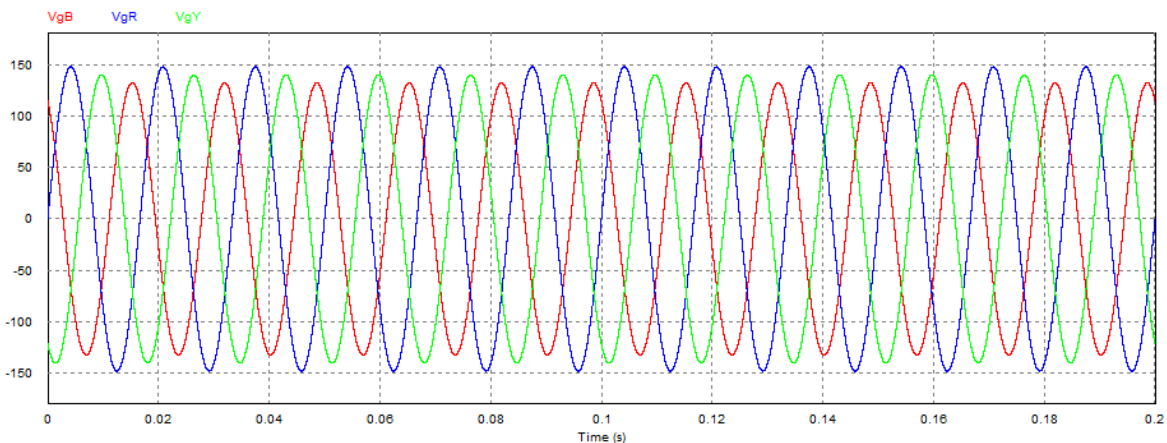
e)

Figura 9.10 - Resultados da simulação do retificador *boost* trifásico, utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 3. a) Tensão de entrada; b) Correntes de entrada; c) Tensão de entrada distorcida e a sua respectiva componente de sequência positiva relativo à fase “R” ; d) Tensão e Corrente de entrada da fase “R”; e) Tensão no barramento CC.

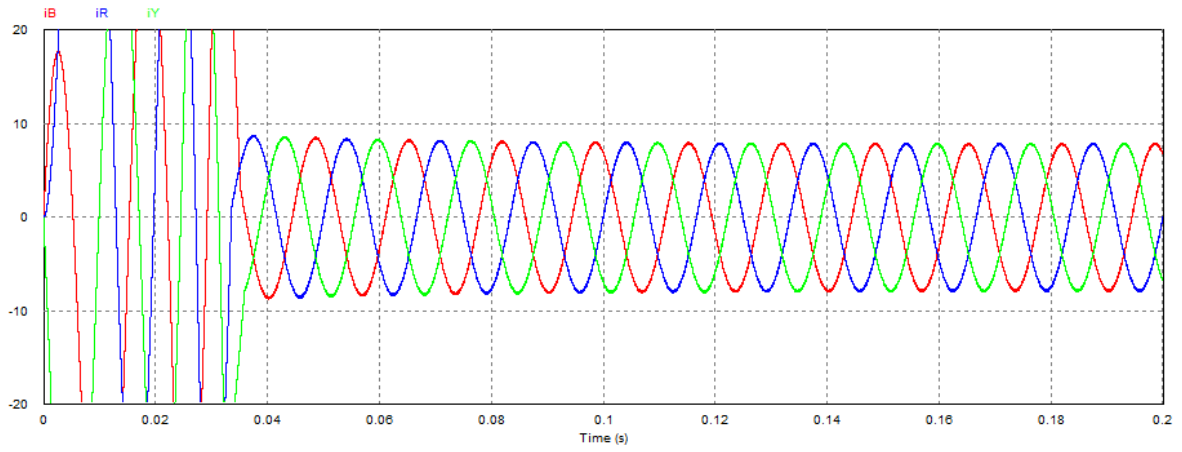
Caso 4

Diferentemente dos casos estudados anteriormente, aqui será aplicado ao retificador tensão de entrada desequilibrada, não haverá a presença de harmônicos, apenas os módulos das tensões em cada fase são diferentes, ou seja: mantém-se a defasagem de 120° entre elas e sequência positiva. As tensões utilizadas foram programadas para se ter um desequilíbrio trifásico de 3,21%, calculado segundo a formulação da CIGRÉ (vide apêndice B). Mantém-se no circuito de controle o bloco responsável pela extração da componente de sequência positiva da tensão de entrada a qual será utilizada para gerar as correntes de referência a ser seguida pelo retificador. Lembrando que, de acordo com a orientação da ONS (vide apêndice B) o grau de desequilíbrio máximo permitido é de 2% para sistemas de baixa tensão, também utilizando-se da formulação apresentada pela CIGRÉ (apêndice B). Assim, essa simulação é mais severa na medida em que o desequilíbrio imposto pela tensão de alimentação é superior ao recomendado pelas normas vigentes (apêndice B).

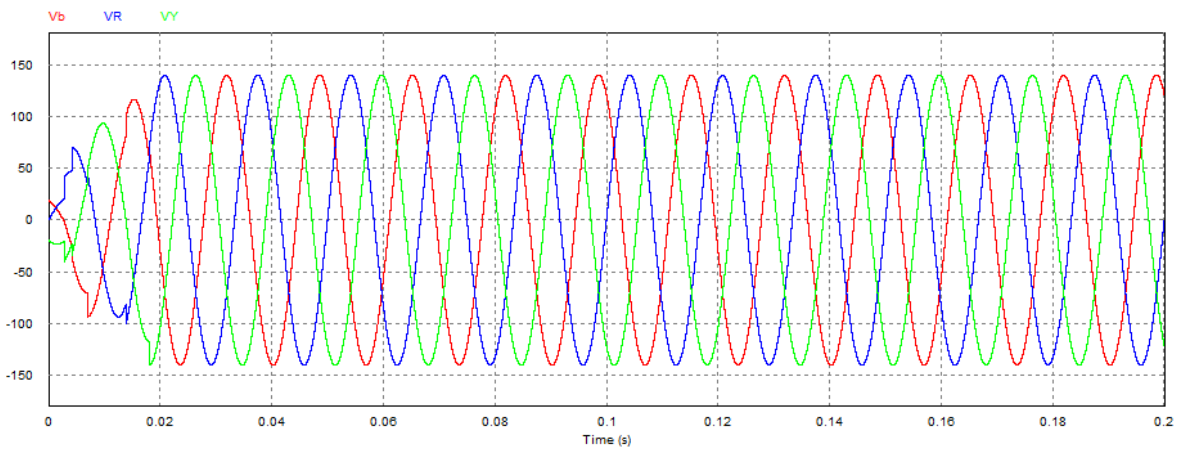
De acordo com os resultados apresentados na Figura 9.11, é possível perceber que a estratégia de controle proposta cumpre o seu objetivo de manter a corrente de entrada senoidal, mesmo tendo a tensão de alimentação não-senoidal. O fator de potência para este caso ficou em 0,999 e a TDH_I foi de 0,96%. A tensão no barramento CC foi controlada e se manteve igual ao valor de referência de 400 V. Outra característica importante é que a corrente de entrada não “acompanha” a tensão de entrada, pois, as correntes apresentam o mesmo valor em cada uma das fases e estão defasadas de 120° , estando portanto equilibradas.



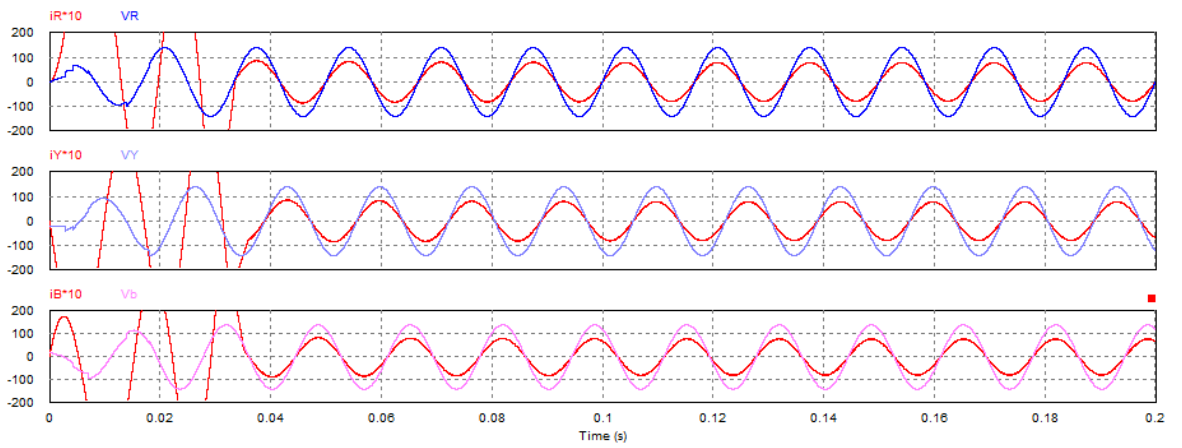
a)



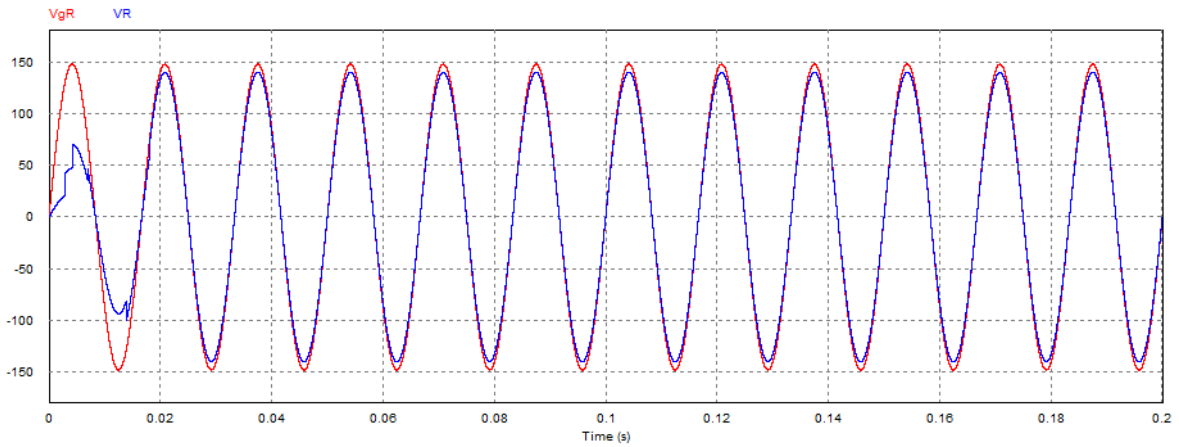
b)



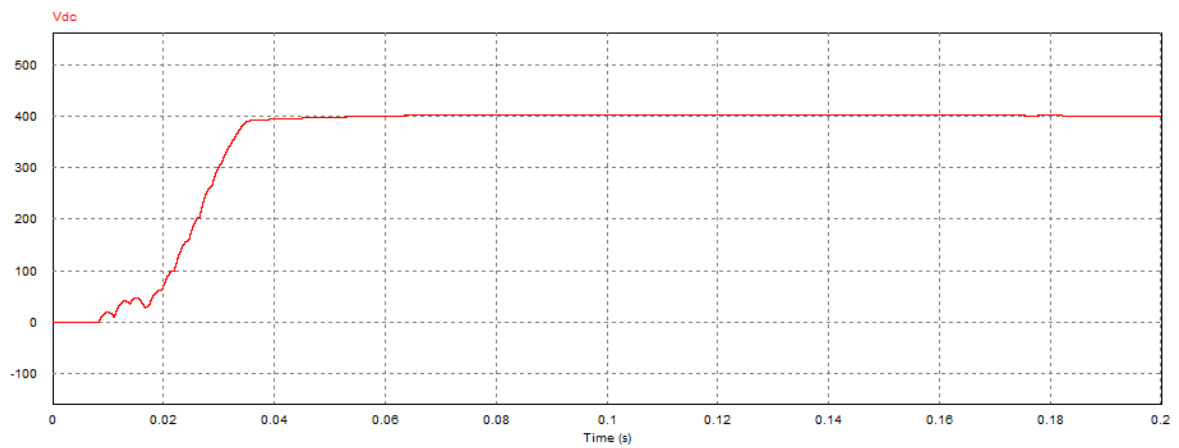
c)



d)



e)



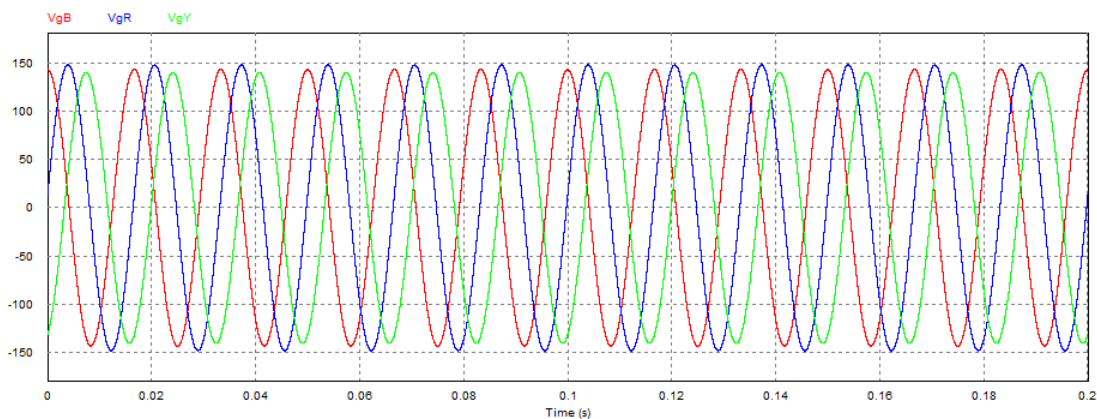
f)

Figura 9.11 - Resultados da simulação do retificador *boost* trifásico, utilizando o novo controle proposto com tensão de entrada de acordo com o caso 4. a) Tensão de entrada desequilibrada em módulo; b) Corrente de entrada das três fases; c) Tensão de seqüência positiva; d) Tensão e corrente de entrada em cada fase; e) Tensão de entrada desequilibrada e a sua respectiva componente de seqüência positiva relativo à fase “R” ; f) Tensão no barramento CC.

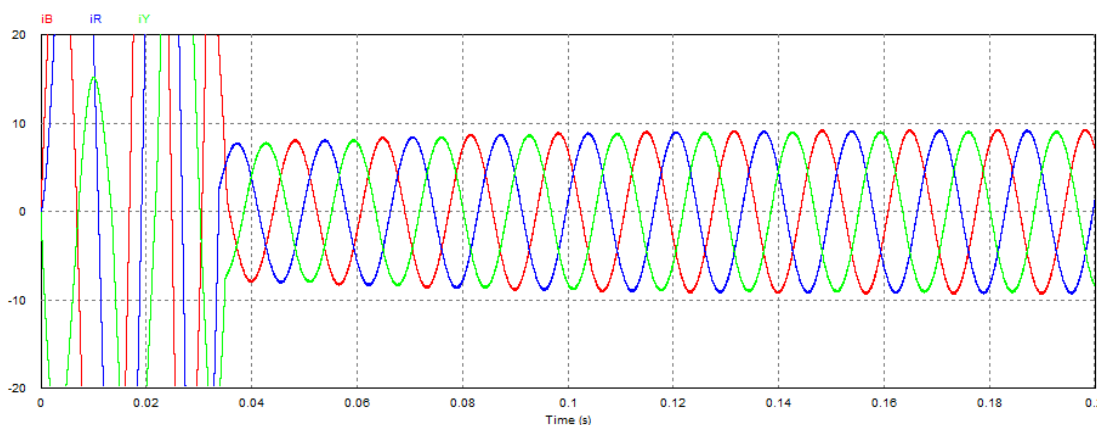
Caso 5

Nesta simulação mantém-se os mesmos circuitos de potência e controle proposto apresentados na Figura 9.6. A tensão de entrada especificada para este estudo é aquela onde a tensão da fase “R” tem redução de 5% e deslocamento angular de fase de 0° , a tensão da fase “Y” tem redução de 10% e deslocamento angular de fase de -70° e a tensão da fase “B” tem redução de 8% e deslocamento de fase de 90° . Este cenário é severo e corresponde a um grau de desequilíbrio trifásico de 34%.

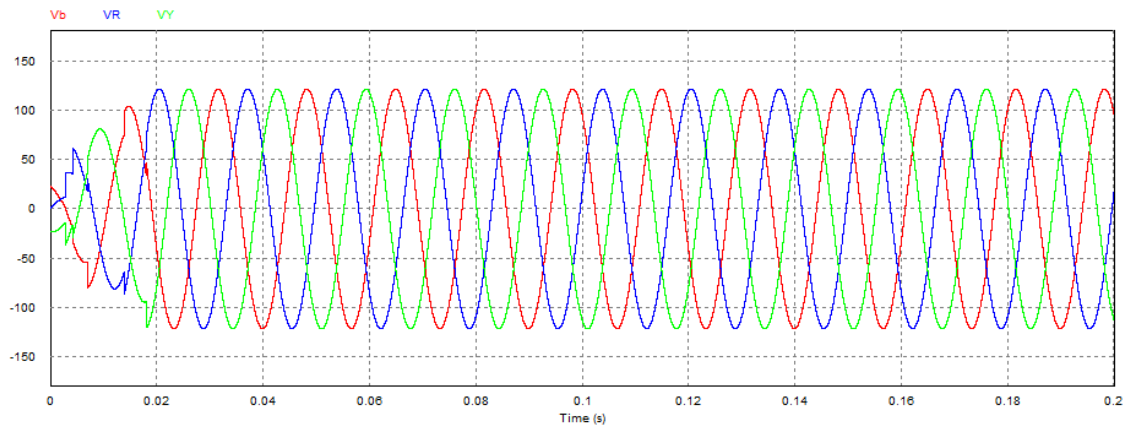
Obteve-se também aqui neste estudo, conforme mostra a Figura 9.12 que a estratégia de controle proposto juntamente com a nova metodologia de extração de componente de sequência positiva conforme [10], é bastante robusta, já que as correntes de entrada são todas senoidais equilibradas com $TDH_1 = 1,03\%$ em média. O fator de potência se manteve elevado apenas na fase ”R” com 0,999 e nas demais fases teve seu valor reduzido para 0,75 em média. Esse valor baixo para o fator de potência não é tão ruim se considerarmos que a condição da tensão de alimentação é muito severa e mesmo assim a tensão no barramento CC se manteve em 400V.



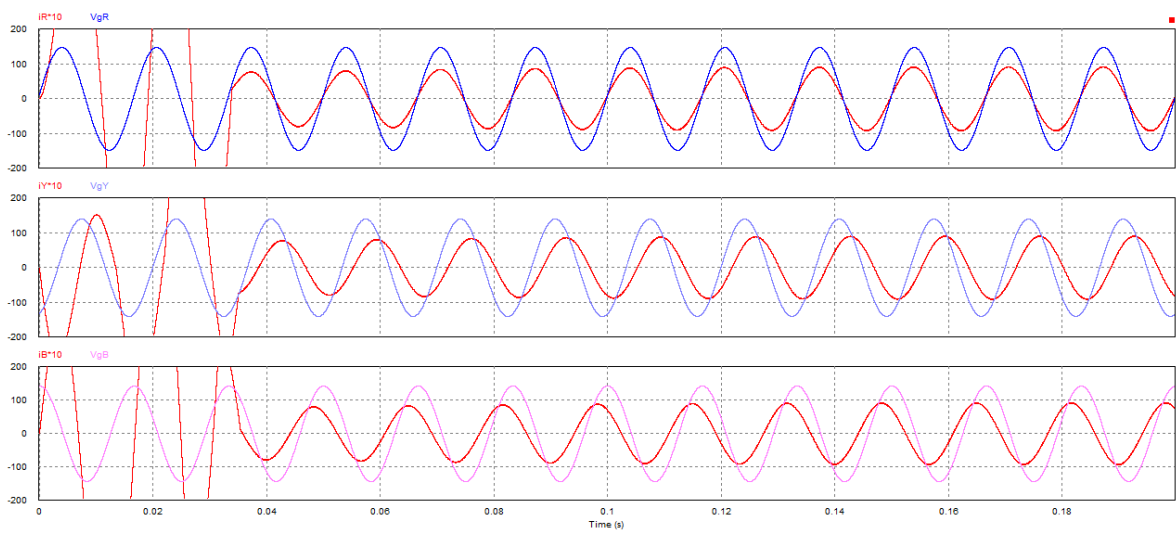
a)



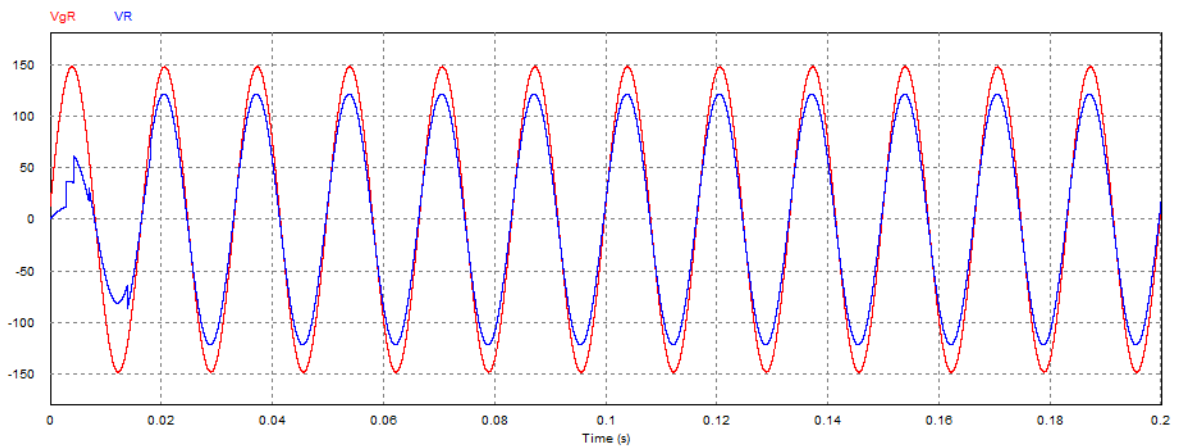
b)



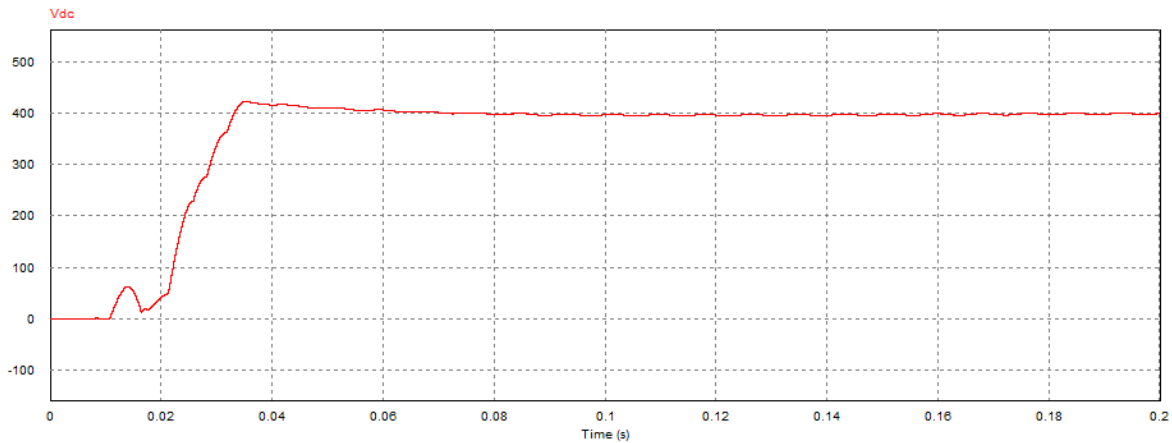
c)



d)



e)



f)

Figura 9.12 - Resultados da simulação no PSIM 9.2® do retificador trifásico usando o novo controle proposto com tensão de entrada desequilibrada – Caso 5. a) Tensão de entrada desequilibrada (módulo e ângulo de fase); b) Corrente de entrada das três fases; c) Tensão de sequência positiva; d) Tensão e corrente de entrada em cada fase; e) Tensão de entrada desequilibrada e a sua respectiva componente de sequência positiva relativo à fase “R”; f) Tensão no barramento CC.

9.3 - Discussão dos Resultados

Os resultados apresentados foram esclarecedores quanto à eficácia do novo sistema de controle proposto apresentado no capítulo VIII, ou seja, o controle cumpriu seus objetivos no que se refere a manter as correntes de entrada senoidais, o fator de potência próximo à unidade (exceto no caso 5) e a tensão do barramento CC controlada e no valor da referência adotado. Salienta-se ainda que as correntes se mantiveram equilibradas mesmo nos casos onde a tensão de entrada era distorcida ou desequilibrada.

Na Tabela 9.1 fica evidenciado a melhoria que se obteve com o novo controle proposto em relação aos controles originais sugerido por [3], [5] e [9]. Em todos os casos foram obtidos valores de fator de potência bem próximo à unidade e as distorções harmônicas das correntes tiveram valores aceitáveis menores que 5% nos casos do retificador monofásico e menores do que 1,07% nos casos do retificador trifásico. Chama a atenção os valores excepcionais obtidos nos casos 4 e 5 onde muito embora as tensões de alimentação do retificador trifásico estivessem com grau de desequilíbrio trifásico bem superiores aos valores aceitáveis por norma, as correntes de entrada foram senoidais e equilibradas. Em todos os casos as correntes de entrada foram multiplicadas por 10 (dez) para facilitar a visualização que se quer caracterizar.

Tabela 9.1 - Síntese dos resultados das simulações efetuadas nos capítulos VII e IX.

RETIFICADOR BOOST PWM BIDIRECIONAL MONOFÁSICO																				
CASOS	CONTROLE ORIGINAL						CONTROLE PROPOSTO													
	TDHv	Fator de Potência			TDHi			Corrente			TDHv	Fator de Potência			TDHi			Corrente		
SENOIDAL	0,00%	0,987			4,98%			6,73			0,00%	0,999			2,57%			7,31		
CASO 1	8,00%	0,983			8,79%			6,88			8,00%	0,996			4,08%			7,36		
CASO 2	11,17%	0,986			10,21%			6,62			11,17%	0,993			1,77%			7,37		
CASO 3	9,43%	0,984			9,40%			6,83			9,43%	0,995			2,53%			7,32		

RETIFICADOR BOOST PWM BIDIRECIONAL TRIFÁSICO																				
CASOS	CONTROLE ORIGINAL									CONTROLE PROPOSTO										
	TDHv	Fator de Potência			TDHi			Corrente			TDHv	Fator de Potência			TDHi			Corrente		
		R	Y	B	R	Y	B	R	Y	B		R	Y	B	R	Y	B	R	Y	B
SENOIDAL	0,00%	0,987	0,987	0,987	4,76%	4,76%	4,76%	5,04	5,04	5,04	0,00%	0,999	0,999%	0,999	1,07%	1,07%	1,07%	4,98	4,91	4,96
CASO 1	8,00%	0,986	0,986	0,986	8,05%	8,05%	8,06%	5,03	5,03	5,03	8,00%	0,997	0,997	0,997	1,07%	1,07%	1,07%	4,95	4,95	4,95
CASO 2	11,17%	0,986	0,986	0,986	11,50%	11,50%	11,50%	5,01	5,01	5,01	11,17%	0,994	0,994	0,994	1,07%	1,07%	1,07%	4,96	4,96	4,96
CASO 3	9,43%	0,985	0,985	0,985	8,68%	8,68%	8,70%	5,02	5,02	5,02	9,43%	0,995	0,995	0,995	1,07%	0,94%	1,07%	4,95	4,95	4,96
CASO 4	(A)	0,985	0,978	0,977	4,16%	4,60%	4,82%	6,06	5,56	5,42	(A)	0,999	0,999	0,999	0,96%	0,96%	0,97%	5,53	5,56	5,61
CASO 5	(B)	0,996	0,968	0,997	4,88%	6,73%	3,52%	5,2	3,97	7,19	(B)	0,999	0,742	0,792	1,03%	1,04%	1,01%	6,40	6,36	6,47

(A) - Grau de Desequilíbrio Trifásico de 3,21%

(B) - Grau de Desequilíbrio Trifásico de 34,00%

CAPÍTULO X - CONCLUSÕES GERAIS

O foco principal deste trabalho foi o de estudar os principais conceitos e a modelagem, propor estratégias de controle, analisar as características e os limites de operação dos Conversores CA-CC *Boost* PWM Bidirecionais Monofásicos e Trifásicos com neutro, os quais foram denominados de Retificadores *Boost* PWM Bidirecionais.

Identificou-se na literatura duas propostas de controle, uma delas aplicada a retificador *boost* PWM bidirecional monofásico [3] e a outra a retificador *boost* PWM bidirecional trifásico a quatro fios [9], as quais produzem elevados fatores de potência (próximo à unidade) e correntes de entrada com distorções harmônicas inferiores a 5%. Porém, os autores utilizaram essas topologias e controles em cenários onde a tensão de alimentação era senoidal. Mostrou-se no capítulo VII que essas topologias e controles se submetidos a cenários onde a tensão de alimentação era distorcida ou desequilibrada, os resultados eram ruins quanto às correntes de entrada, pois, elas reproduziam os desequilíbrios e as distorções das tensões de alimentação mesmo quando as cargas dos retificadores eram resistivas. Esta característica não é desejável, uma vez que a drenagem de corrente pulsada ajuda a piorar a condição do PAC no que tange à qualidade de energia elétrica (vide capítulo I).

Assim, no capítulo VIII apresentou-se uma nova proposta de controle mais robusta que teve por base [5] e que incorpora na topologia monofásica um bloco de estimação da componente fundamental utilizando o algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) baseado no método de decimação em frequência/radix-2 (vide apêndice - D). Para a topologia trifásica incorporou-se um bloco de extração de componente de sequência positiva que se utiliza do método baseado na teoria da decomposição em sequência negativa, positiva e zero, conforme detalhado na seção 8.4.2 e [10]. A incorporação na estratégia de controle desses novos blocos os quais são diferentes daqueles apresentados em [5], trouxe excelentes resultados (vide Tabela 9.1), pois, obteve-se fatores de potência próximo à unidade (0,999), correntes de entrada no retificador com taxas de distorção harmônica (TDH₁) inferiores a 5% para os retificadores *boost* PWM bidirecionais monofásicos e inferior a 1,07% para os retificadores *boost* PWM bidirecionais trifásicos, além de controle de tensão no barramento CC, mesmo em cenários agressivos onde as tensões de alimentação apresentavam distorções e desequilíbrios muito além dos limites estabelecidos por norma (vide apêndices A e B).

Sobre a nova proposta de controle mostrada no capítulo VIII e diferentemente do apresentado por [3] e [9], ela é formada por um laço de controle da tensão do barramento CC, que faz uso de um controlador PI para minimizar o erro entre a tensão medida e a tensão de referência. E um laço de controle de corrente, que faz uso apenas de um controlador P que determina a tensão no indutor de entrada do retificador a partir da condutância equivalente de entrada e , conseqüentemente, a corrente que circula sobre ele, de forma a manter a corrente senoidal na entrada do retificador e com fator de potência unitário. Dessa forma, essa estratégia juntamente com os blocos de estimação da componente fundamental (retificador monofásico) e extração da componente de sequência positiva (retificador trifásico), dentro de certos limites, tornam o retificador praticamente imune às distorções e desequilíbrios na tensão de alimentação. Quando se ultrapassa exageradamente os limites estabelecidos em norma para desequilíbrios e distorções o controle proposto pode não cumprir com sua missão em uma ou outra característica, como o que ocorreu no caso 5 cujos resultados foram apresentados na Figura 9.12 onde se constatou uma excelente performance de regulação na tensão de saída, manutenção da corrente de entrada senoidal, equilíbrio no valor rms das correntes de entrada, mas o fator de potência nas fases “Y” e “B” ficou bastante reduzido a um valor médio de 0.75. Mesmo assim podemos validar a robustez do controle apresentado, já que o cenário relativo ao caso 5 é extremamente severo e não representa a realidade dos PAC’s.

Finalmente, tem-se a acrescentar que a nova proposta de controle para retificadores PWM apresentada nesse trabalho de dissertação é robusta não só pelo cumprimento dos seus objetivos quanto à qualidade de energia, mas também pelo fato de poder ser utilizada na regeneração de energia, conforme foi visto no capítulo V, tornando-se uma alternativa bastante interessante como parte de sistemas de acionamento gerando muito pouco ruído no PAC.

Para futuros trabalhos propõe-se:

- 1- Validação das simulações efetuadas através da construção de protótipo e utilizando-se dos controles aqui propostos implementados em DSP;
- 2- Efetuar estudos do comportamento das topologias e controles apresentados para cargas não lineares;
- 3- Efetuar estudos para otimização dos controles, redução dos esforços e perdas no chaveamento para aplicação em sistemas de potência de maior potência.
- 4- Aprofundar os estudos nas propostas de controle apresentadas simulando os circuitos apresentados onde a tensão de alimentação apresenta simultaneamente desequilíbrios em módulo e fase e distúrbios harmônicos.

APÊNDICE A

NORMAS E RECOMENDAÇÕES

A preocupação com o comportamento dos dispositivos e equipamentos elétricos ligados ao sistema de potência com problemas de qualidade da energia é crescente e está no centro das atenções dos pesquisadores que buscam de forma incansável a melhoria dos equipamentos que serão incorporados à rede de distribuição.

Até o ano 2000 estimava-se que de toda energia elétrica gerada, 60% era totalmente processada de algum modo através de métodos de estado-sólido. Esse cenário não mudou e muito pelo contrário intensificou-se o uso de equipamentos e/ou de cargas de estado-sólido. Isso se deve em particular pelo fato desses equipamentos incorporarem quesitos superiores de conservação de energia, e controle se comparados com os equipamentos mais tradicionais. Porém, equipamentos de estado-sólido têm uma natureza não-linear inerente à carga sendo inevitável num primeiro momento a injeção de harmônicos no sistema elétrico de potência. Por isso torna-se essencial a criação de meios para controlar esses conteúdos harmônicos.

Normas e recomendações geralmente destinam-se ao controle da tensão e da frequência, uma vez que essas grandezas representam a qualidade da energia fornecida. As normas estabelecem níveis dentro dos limites aceitáveis por consumidor e concessionário distribuidor. Observa-se, no entanto, que os padrões de desempenho estabelecidos aplicam-se a novas instalações da rede básica, e os requisitos mínimos não se aplicam diretamente às instalações preexistentes. Em função das restrições impostas pelas normas para as aplicações monofásicas e trifásicas em baixa potência, foi feito um trabalho especializado nos Estados Unidos que recomenda limites de tensão e correntes harmônicas. Esse trabalho foi disponibilizado pelo IEEE em maio de 1992. Preparado por peritos no Grupo de Aplicações da Indústria é um valioso documento de referência e provavelmente será considerado por outros comitês de padronização ao redor do mundo. Em [2] está a norma que é aplicada a todos os tipos de conversores de potência estáticos usados na indústria, comércio e sistemas de potência. Nela se estabelece procedimentos para o controle de harmônicas em sistemas de potência, juntamente com os limites recomendados para injeções de corrente harmônica de distorção que afetam os equipamentos, sistema de distribuição e telecomunicações. Espera-se que o sistema de energia elétrica seja suficientemente livre de distúrbios para ser uma fonte de potência para todos os usuários de eletricidade.

No Brasil, os órgãos regulamentadores têm-se empenhado na busca de soluções e propostas destinadas a atingir uma regulamentação nacional, tanto que em fevereiro de 1993 foi emitido um documento “Critérios e Procedimentos para o Atendimento a Consumidores com Cargas Especiais”, de autoria do Grupo Coordenador para Operação Interligada – GCOI e Grupo Coordenador para Proteção do Sistema – GCPS, onde foram estabelecidos critérios e procedimentos para o planejamento e a operação dos sistemas elétricos de potência. Tais diretrizes dizem respeito à avaliação e o controle das perturbações causadas por cargas não-lineares, intermitentes ou desequilibradas. Em novembro de 1997, este documento foi complementado por outro, denominado “Procedimentos de Medição para Aferição da Qualidade da Onda de Tensão Quanto ao Aspecto de Conformidade (Distorção Harmônica, Flutuação e Desequilíbrio de Tensão)”.

O ONS define os padrões de desempenho da rede básica e os requisitos mínimos para suas instalações. O desempenho sistêmico da rede básica de transmissão é quantificado a partir da avaliação de um conjunto de quesitos que traduzem a qualidade da operação da mesma. Entre estes quesitos estão, por exemplo, a tensão, a frequência, e o nível de harmônicas entre outros. Pode-se estabelecer um ou mais indicadores que devem ser monitorados de forma a caracterizar o desempenho da rede básica referente a cada quesito. Nas tabelas a seguir estão os níveis e limites recomendados de distorção harmônica para os parâmetros de tensão e corrente em cada uma das aplicações classificadas apresentadas em [2].

Tabela A.1 - Níveis de tensões harmônicas para sistemas de potência de baixa e média tensão (expressos como porcentagem da tensão nominal).

Harmônicos ímpares não múltiplos de 3		Harmônicos ímpares múltiplos de 3		Harmônicos pares	
Ordem h	Tensão Harmônica (%)	Ordem h	Tensão Harmônica (%)	Ordem h	Tensão Harmônica (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	0,2+1,3 x (25/h)	>21	0,2	10	0,5
NOTA - DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL (DHT): 8%					

Tabela A.2 - Limites de distorção harmônica de tensão em % da nominal [2].

TENSÃO NOMINAL DO PAC	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL DE TENSÃO - DHT_{Vn} (%)
$V_n \leq 69\text{kV}$	3%
$69\text{ kV} < V_n \leq 161\text{ KV}$	5%
$V_n \leq 161\text{ kV}$	10%

Os documentos do IEEE são organizados segundo uma hierarquia que vai desde “Manuais” e “Práticas Recomendadas” os quais possuem um caráter instrutivo até os regulamentadores, que são as “Normas”. Em particular [2] se enquadra em um documento de “Práticas Recomendadas”, sendo utilizada para orientar projetos de sistemas elétricos, com destaque ao suprimento de cargas não-lineares. Além disso, são também empregados limites para a definição da adequabilidade operacional de instalações, ressaltando-se o seu funcionamento em regime permanente.

A responsabilidade de manter a qualidade da tensão em todo o sistema fica atribuída à concessionária. Nesse sentido, a tabela A.2 apresenta os limites de distorção de tensão estabelecidos para diferentes níveis de tensão.

Tabela A.3 - Classificação e Limites de Distorção de Tensão Para Consumidores Individuais (Sistemas de Baixa Tensão).

CLASSE DE SISTEMA	DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL (DHT)
Aplicações Especial	3%
Sistema Geral	5%
Sistema Dedicado	10%

Tabela A.4 - Limites de distorção harmônica de corrente (I_h) em % de I_L.

V_n ≤ 69 KV						
I _{SC} /I _L	h < 11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	35 ≤ h	TDD (%)
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
69 kV < V_n ≤ 161 KV						
<20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50-100	5,0	2,25	2,0	1,25	0,35	6,0
100-1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0
V_n > 161 kV						
<50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0

Tabela A.5 - Base para determinação dos limites de distorção harmônica de corrente.

PAC	Máxima Distorção Harmônica de Tensão Individual (%)	Considerações Relacionadas
10	2,5 - 3,0	Sistema dedicado
20	2,0 - 2,5	1 - 2 Grandes consumidores
50	1,0 - 1,5	Poucos consumidores Relativamente grandes
100	0,5 - 1,0	5 - 20 Consumidores Médios
1000	0,05 - 0,1	Muitos consumidores pequenos

Tabela A.6 - Limites da IEC-61000-3-4 – Distorção harmônica de corrente.

Ordem Harmônica n	Corrente Harmônica Admissível (I_n/I₁) (%)	Ordem Harmônica n	Corrente Harmônica Admissível (I_n/I₁) (%)
3	21,5	21	≤
5	10,7	23	0,9
7	7,2	25	0,8
9	3,8	27	≤0,6
11	3,1	29	0,7
13	2	31	0,7
15	0,7	>31	0,6
17	1,2		
19	1,1	par	≤8/n ou ≤ 0,6

APÊNDICE B

MÉTODOS PARA CÁLCULO DO FATOR DE DESEQUILÍBRIO

B.1 - Introdução

Apresenta-se neste item algumas formas alternativas para determinação do fator de desequilíbrio. O objetivo destas formulações é definir valores numéricos que possam traduzir a intensidade do desequilíbrio através de cálculos simplificados que não envolvam grandeza vetoriais.

Objetivando a simplicidade de cálculo, principalmente no que se refere ao uso de grandezas que possam ser obtidas por medição, apresenta-se a seguir algumas propostas alternativas bem como o estudo comparativo dos índices gerados.

1 - NEMA: Esta norma faz uso do máximo desvio das tensões em relação à tensão média e da média aritmética dos módulos das tensões trifásicas para expressar o fator desequilíbrio de tensão. Para isso, toma-se como referência às tensões de linha. Sua expressão é a seguinte:

$$D_{\text{NEMA}} = \frac{\Delta V_{\text{máx}}}{V_{\text{médio}}} \cdot 100 \quad (\text{B.1})$$

Sendo: $\Delta V_{\text{máx}}$ - Máximo desvio das tensões em relação a $V_{\text{médio}}$;

$V_{\text{médio}}$ - Média aritmética dos módulos das tensões trifásicas.

2 - CIGRÉ: Para representar o fator de desequilíbrio, o CIGRÉ (*Congress Internationale desGrand Réseaux Électriques a Haute Tension*) utiliza uma grandeza adimensional que correlaciona as tensões fase-fase. Calcula-se o desequilíbrio da seguinte forma:

$$D_{\text{CIGRÉ}} = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6\gamma}}{1 + \sqrt{3 - 6\gamma}}} \cdot 100 \quad (\text{B.2})$$

$$\text{Sendo: } \gamma = \frac{|V_{ab}|^4 + |V_{bc}|^4 + |V_{ca}|^4}{\left(|V_{ab}|^2 + |V_{bc}|^2 + |V_{ca}|^2\right)^2} \quad (\text{B.3})$$

V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} - Módulo das tensões fase-fase

3 - IEEE: Uma relação que expressa a maior diferença entre as tensões medidas e o somatório das mesmas, é utilizada pelo IEEE para expressar o grau de desequilíbrio. O cálculo para o desequilíbrio é feito da seguinte maneira:

$$D_{IEEE} = \frac{3 \cdot (V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n})}{V_a + V_b + V_c} \cdot 100 \quad (B.4)$$

Sendo: $V_{m\acute{a}x}$ - Maior valor dentre os módulos das tensões trifásicas;

$V_{m\acute{i}n}$ - Menor valor dentre os módulos das tensões trifásicas; V_a, V_b, V_c - Módulo das tensões de fase;

A Figura B.1 apresenta um gráfico comparativo das formulações desenvolvidas para o cálculo dos índices de desequilíbrio de tensão. Observa-se que a formulação sugerida pelo CIGRÉ é a que mais se aproxima dos valores obtidos através da relação entre componentes negativa e positiva (V_2/V_1), ou seja, pela definição original, com uma vantagem de que em sua formulação o CIGRÉ utiliza apenas as amplitudes das tensões de linha.

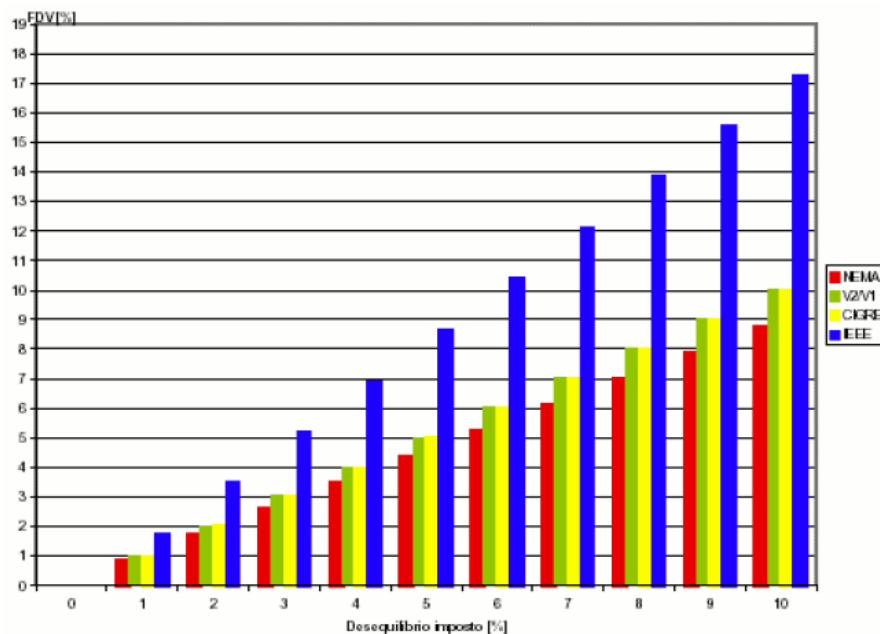


Figura B.1 - Índices de desequilíbrios calculados nas diferentes formulações.

B.2 - Limites e Recomendações

A crescente preocupação com os níveis de desequilíbrios nas redes elétricas e suas consequências sobre a operação dos equipamentos e sistemas têm motivado a proposição de índices de conformidade por parte das diferentes órgãos reguladores de diferentes países, entre os quais destacam-se:

a) *International Electrotechnical Commission - IEC*. Em uma extensão da norma IEC 555-2, sob a denominação IEC 1000-2-2 (1990) estão contidas as questões relacionadas com desequilíbrios nas redes elétricas. Esta recomendação sugere 2% como nível aceitável de desequilíbrio de sequência negativa em sistemas de baixa tensão.

b) Grupo Coordenador para Operação Interligada – *GCOI*. No documento denominado “Critérios e Procedimentos para o Atendimento a Consumidores com Cargas Especiais”, foram estabelecidos as diretrizes para o planejamento e a operação dos sistemas elétricos. Esta norma recomenda que o fator de desequilíbrio de tensão provocado pela operação conjunta de todos os consumidores deve ser menor ou igual a 2% em qualquer ponto do sistema. Quando provocado por um único consumidor, não deve ultrapassar 1,5%. Nestas condições o fator de desequilíbrio deve ser avaliado conforme proposto na definição, ou seja, pela relação entre as componentes de sequências negativa (V_2) e positiva (V_1), (V_2/V_1).

c) *European Committee Electrotechnical Standardization - CENELEC*. A norma europeia EN50160 surgiu em 1994, após um processo de revisão do documento EN61000-2-2 feito pelo CENELEC. Este documento dá as diretrizes para os padrões de qualidade para os países europeus e fornece as principais características a serem atendidas pela tensão nos terminais de suprimento dos consumidores, nos níveis de distribuição de baixa (< 1KV) e média tensão (1-35KV). Particularmente, a norma EN50065-1 refere-se aos desequilíbrios nas redes elétricas e estabelece que, sob condições normais de suprimento, durante o período de uma semana, 95% dos valores eficazes da componente de sequência negativa, devem estar na faixa de 0 a 2% da componente de sequência positiva. Tais valores eficazes consistem da média dos pontos medidos durante 10 (dez) minutos consecutivos. Esta norma admite desequilíbrios da ordem de até 3% para consumidores monofásicos ou bifásicos.

d) *National Electricity Regulator – NER*. Este órgão elaborou em 1996 a norma NRS 048 que tem como meta à regulamentação da qualidade de suprimento de energia elétrica. Para sistemas elétricos trifásicos o nível máximo de desequilíbrio de tensão deve ser de 2%, podendo, entretanto chegar a 3 % para consumidores monofásicos ou bifásicos.

e) *American National Standards Institute – ANSI*. Para estabelecer os valores nominais de tensão e tolerâncias operacionais de 110V a 230KV em 60Hz a ANSI desenvolveu a norma C84. 1 – 1995, a qual recomenda que os sistemas de suprimento elétrico devem ser projetados e operados de modo a limitar o máximo desequilíbrio de tensão em 3%, sob condições a vazio. Neste caso, recomenda-se que o fator de de desequilíbrio seja calculado através de (B.1), que leva em conta apenas os desvios em relação a uma média de tensões.

f) Operador Nacional do Sistema – *ONS*. Baseado em estudos comparativos envolvendo os diferentes limites recomendados nas diferentes normas bem como a forma de avaliação dos fatores de desequilíbrio de tensão, recentemente o *ONS* definiu os limites a serem observados nos pontos de suprimento de energia elétrica. Para a determinação do nível de desequilíbrio recomenda-se o uso da fórmula alternativa que produz resultados mais próximos daqueles preconizados na definição formal, ou seja a equação (B.2), proposta pelo *CIGRÉ*.

O limite máximo recomendado para o nível de desequilíbrio é 2%. Este índice resulta basicamente de um compromisso envolvendo fornecedores de energia e fabricantes de equipamentos. Por um lado, para se ter um desequilíbrio próximo de zero os equipamentos utilizados apresentam um alto custo para os fornecedores de energia na implantação dos sistemas elétricos. Já para os fabricantes de motores a flexibilização dos limites de desequilíbrio admissíveis representam altos custos na implantação de tecnologia de fabricação que garantam a manutenção do desempenho operacional. A Figura B.2 ilustra resultados qualitativos de estudos específicos nesta ótica de abordagem do problema, os quais sinalizam que um valor em torno de 3% de desequilíbrio proporciona o menor custo combinado. O valor de 2% adotado representa, portanto uma garantia de que equipamentos elétricos não terão sua operação comprometida.

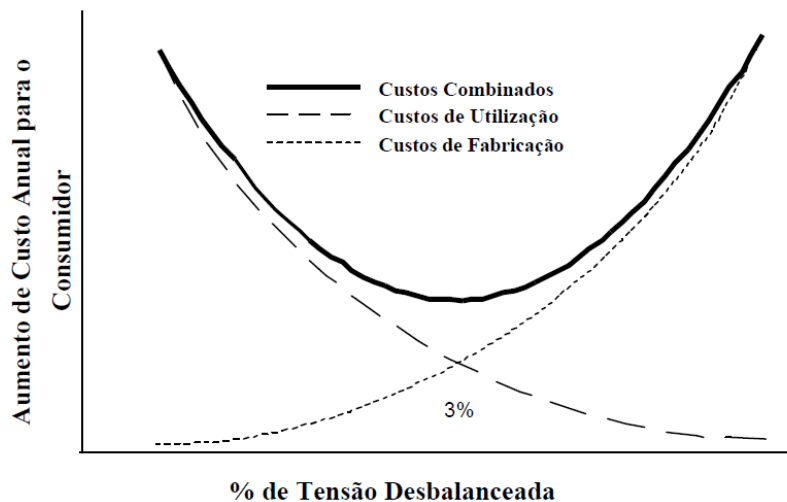


Figura B.2 - Custo anual em função % de desequilíbrio.

B.3 - Conclusões

Um sistema assimétrico ou desequilibrado é caracterizado pela presença simultânea de duas componentes sequenciais. Os desequilíbrios de tensão produzem reflexos imediatos nos custos operacionais dos equipamentos e sistemas elétricos podendo ocasionar grandes prejuízos financeiros. Neste contexto, destaca-se a acentuada queda de rendimento dos motores elétricos mediante alimentação desequilibrada.

O aumento da diversidade de cargas sensíveis a problema de qualidade da energia tornou o desequilíbrio de tensão um fator muito preocupante. Este aspecto tem sido frequentemente observado mediante ao aumento do número de reclamações por parte dos consumidores com respeito a má qualidade do fornecimento de energia elétrica em vários países industrializados. Considerando-se a dimensão do problema, os órgãos reguladores formalizaram recomendações e normas fixando-se limites máximos toleráveis para os desequilíbrios de tensão. Particularmente no Brasil, o Operador Nacional do Sistema (ONS) baseado na experiência internacional estabeleceu como limite um índice de desequilíbrio de tensão de 2%, calculado pela relação percentual entre as componentes de sequência negativa e positiva ou pela formula alternativa proposta pelo CIGRÉ.

APÊNDICE C

MÉTODOS DE COMPONENTES BASEADOS NA TEORIA DE VETORES ESPACIAIS

C.1 - Introdução

Segundo [10], a Teoria de Vetores Espaciais é adequada para o tratamento matemático de valores instantâneos de tensões e correntes em circuitos trifásicos. Um terno de sinais instantâneos $s_r(t)$, $s_s(t)$, $s_t(t)$, de um sistema trifásico a três fios pode ser associado a um vetor espacial \vec{S} no plano $\alpha\beta$ (Figura C.1). O vetor \vec{S} pode ser escrito tanto como uma combinação linear dos vetores \vec{r} , \vec{s} , \vec{t} como dos vetores $\vec{\alpha}$, $\vec{\beta}$. Os vetores \vec{r} , \vec{s} , \vec{t} são igualmente defasados de 120° e não constituem uma base.

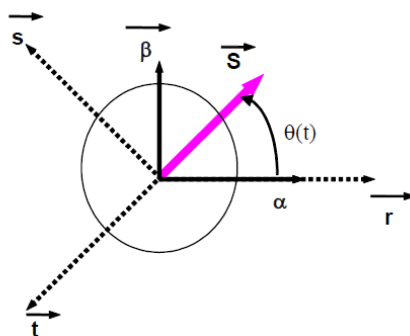


Figura C.1 - Vetor espacial \vec{S} , e os sistemas de coordenadas rst e $\alpha\beta$.

$$\vec{S} = \frac{2}{3} \cdot (s_r(t) \cdot \vec{r} + s_s(t) \cdot \vec{s} + s_t(t) \cdot \vec{t}) = s_\alpha(t) \cdot \vec{\alpha} + s_\beta(t) \cdot \vec{\beta} \quad (C.1)$$

Não serão consideradas as componentes de sequência zero dos sinais, assim a soma dos sinais instantâneos é dada por:

$$s_r(t) + s_s(t) + s_t(t) \quad (C.2)$$

A transformação de coordenadas do sistema rst ($s_r(t)$, $s_s(t)$, $s_t(t)$), para o sistema $\alpha\beta$ ($s_\alpha(t)$, $s_\beta(t)$), também conhecida como transformada de Clarke, é uma transformação algébrica de um sistema trifásico em um sistema de referência estacionário onde se passa a trabalhar apenas com duas variáveis (sistema $\alpha\beta$), o que proporciona menor complexidade no tratamento das variáveis do sistema. Em (C.3) tem-se os coeficientes de transformação entre os sistemas $s_\alpha(t)$, $s_\beta(t)$ e $s_r(t)$, $s_s(t)$, $s_t(t)$.

$$\begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

Mostra-se que $s_r(t) + s_\theta(t)$, $s_s(t) + s_\theta(t)$ e $s_t(t) + s_\theta(t)$ também representam o mesmo Vetor \vec{S} . Por este motivo, a anti-transformada possui infinitas soluções. Para o caso particular de (C.2), ou seja, sequência zero nula, a antitransformada é dada por (C.4).

$$\begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

O lugar geométrico do vetor \vec{S} gerado por um conjunto de sinais trifásicos senoidais e equilibrados com valor de pico S_p é um círculo com raio S_p . Adota-se que os sinais de sequência positiva produzem um vetor \vec{S} que gira no sentido anti-horário e os sinais de sequência negativa produzem um vetor no sentido oposto.

Além da notação vetorial, como apresentado, tem-se a notação complexa onde os eixos α e β correspondem aos eixos real e imaginário do plano complexo. O vetor \vec{S} passa a ser representado por (C.5).

$$\vec{S} = \frac{2}{3} \cdot (s_r(t) \cdot 1 + s_s(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_t(t) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = s_\alpha(t) + j \cdot s_\beta(t) = S(t) \cdot e^{j\theta(t)} = S(t) \overline{\theta(t)} \quad (C.5)$$

C.1.1 - Sistema de Referência Fixa (Método de detecção em tempo real através de vetores espaciais (DTRVE))

Em [64], para uma sinal genérico com harmônicos e desequilíbrios, associam-se os sinais $s_r(t)$, $s_s(t)$, $s_t(t)$ a um vetor espacial instantâneo $\vec{S}(t)$, em um sistema de referência fixo ($\alpha\beta$), utilizando-se (C.5). O vetor $\vec{S}(t)$, é descrito na notação complexa por $\vec{S}(t) = S(t) \overline{\theta(t)}$, com $S(t)$ e $\theta(t)$ variantes no tempo, de modo que $\vec{S}(t)$ percorra um percurso arbitrário, conforme mostrado a seguir na Figura C.2. Na notação complexa, o eixo α corresponde à parte real e o eixo β à parte imaginária.

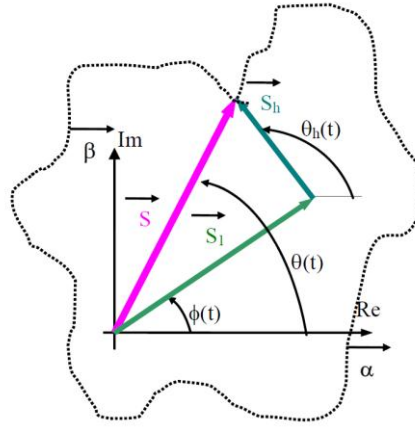


Figura C.2 - Vetor $\vec{S}(t)$ e sua trajetória (pontilhada).

O vetor $\vec{S}(t)$ pode ser decomposto em duas partes, $\vec{S}_1(t) = S_1(t) \overline{\phi(t)}$, correspondente aos componentes do sinal na frequência fundamental (Figura C.2 em verde), e $\vec{S}_h(t) = S_h(t) \overline{\phi_h(t)}$ que inclui todas as componentes harmônicas (Figura C.2 em azul).

O vetor $\vec{S}_1(t)$ pode ainda ser decomposto nas parcelas $\vec{S}_+(t)$ e $\vec{S}_-(t)$, correspondentes aos componentes de sequência positiva e negativa na frequência fundamental, de acordo com (C.6).

$$\vec{S}_1(t) = \vec{S}_+(t) + \vec{S}_-(t) = S_+(t) \overline{\phi^+(t)} + S_-(t) \overline{\phi^-(t)} \quad (C.6)$$

Onde

$$\phi^+(t) = \phi_0^+ + \omega.t$$

e

$$\phi^-(t) = \phi_0^- - \omega.t$$

Conforme mostrado em [64] é possível calcular-se $\vec{S}_+(t)$ e $\vec{S}_-(t)$, seguindo as etapas abaixo descritas. Calcula-se inicialmente o vetor $\vec{S}(t)$ a partir de (C.5), decompondo-o nas projeções $s_\alpha(t)$ e $s_\beta(t)$ (Figura C.3) conforme (C.7) e (C.8).

$$s_\alpha(t) = S(t) \cdot \cos(\theta(t)) = S_+(t) \cdot \cos(\phi^+(t)) + S_-(t) \cdot \cos(\phi^-(t)) + \sum_2^\infty S_h(t) \cdot \cos(\phi^h(t)) \quad (C.7)$$

$$s_\beta(t) = S(t) \cdot \text{sen}(\theta(t)) = S_+(t) \cdot \text{sen}(\phi^+(t)) + S_-(t) \cdot \text{sen}(\phi^-(t)) + \sum_2^\infty S_h(t) \cdot \text{sen}(\phi^h(t)) \quad (C.8)$$

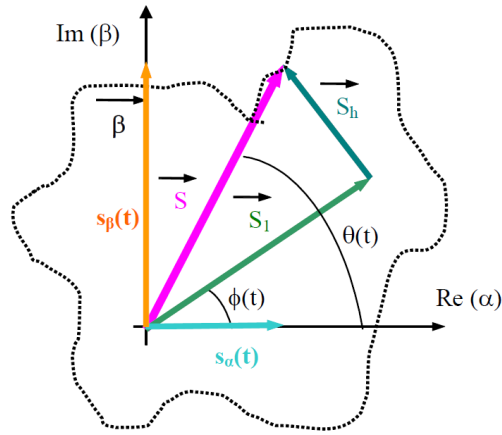


Figura C.3 - Vetor $\vec{S}(t)$ projetado no sistema $\alpha\beta$.

As parcelas $s_{\alpha}(t)$ e $s_{\beta}(t)$ são filtradas por dois filtros passa-baixas independentes (com ganho unitário (de modo a não alterar a amplitude dos sinais), e fase $(-\phi)$ na frequência fundamental) eliminando-se as componentes harmônicas e introduzindo uma defasagem $(-\phi)$ na componente do sinal de frequência fundamental conforme a Figura C.4. Após a filtragem, os componentes $s_{\alpha f}(t)$ (parte real) e $s_{\beta f}(t)$ (parte imaginária) que contêm as componentes das sequências positiva ($s_{\alpha f+}(t); s_{\beta f+}(t)$) e negativa ($s_{\alpha f-}(t); s_{\beta f-}(t)$) da frequência fundamental podem ser reescritas conforme (C.9) e (C.10) respectivamente.

$$s_{\alpha f}(t) = S_{+} \cdot \cos(\phi^{+}(t) - \varphi) + S_{-} \cdot \cos(\phi^{-}(t) - \varphi) = s_{\alpha f+}(t) + s_{\alpha f-}(t) \quad (C.9)$$

$$s_{\beta f}(t) = S_{+} \cdot \sin(\phi^{+}(t) - \varphi) - S_{-} \cdot \sin(\phi^{-}(t) - \varphi) = s_{\beta f+}(t) + s_{\beta f-}(t) \quad (C.10)$$

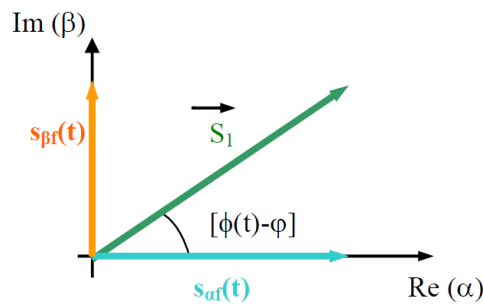


Figura C.4 - Projeção no sistema $\alpha\beta$ do vetor \vec{S}_{1f} após a filtragem.

Para separar as projeções das componentes de sequência positiva ($s_{\alpha f+}(t); s_{\beta f+}(t)$) e negativa ($s_{\alpha f-}(t); s_{\beta f-}(t)$) de $s_{\alpha f}(t)$ e $s_{\beta f}(t)$, é proposto em [64] criar-se um novo vetor ($s_{\alpha f90}(t); s_{\beta f90}(t)$), obtido a partir do vetor original ($s_{\alpha f}(t); s_{\beta f}(t)$), rotacionando-o de $-\pi/2$, o que resulta em (C.11) e (C.12) respectivamente.

$$s_{\alpha f 90}(t) = S_+ \cdot \cos(\phi^+(t) - \varphi - \frac{\pi}{2}) + S_- \cdot \cos(\phi^-(t) - \varphi - \frac{\pi}{2}) = S_+ \cdot \text{sen}(\phi^+(t) - \varphi) + S_- \cdot \text{sen}(\phi^-(t) - \varphi) \quad (\text{C.11})$$

$$s_{\beta f 90}(t) = S_+ \cdot \text{sen}(\phi^+(t) - \varphi - \frac{\pi}{2}) - S_- \cdot \text{sen}(\phi^-(t) - \varphi - \frac{\pi}{2}) = -S_+ \cdot \cos(\phi^+(t) - \varphi) + S_- \cdot \cos(\phi^-(t) - \varphi) \quad (\text{C.12})$$

Os componentes desejados de sequência positiva ($s_{\alpha f+}(t); s_{\beta f+}(t)$) e negativa ($s_{\alpha f-}(t); s_{\beta f-}(t)$) são obtidos a partir dos valores de ($s_{\alpha f}(t); s_{\beta f}(t); s_{\alpha f 90}(t); s_{\beta f 90}(t)$) utilizando-se de (C.13), (C.14), (C.15) e (C.16).

$$s_{\alpha f+}(t) = \frac{(s_{\alpha f}(t) - s_{\beta f 90}(t))}{2} \quad (\text{C.13})$$

$$s_{\alpha f-}(t) = \frac{(s_{\alpha f}(t) + s_{\beta f 90}(t))}{2} \quad (\text{C.14})$$

$$s_{\beta f+}(t) = \frac{(s_{\beta f}(t) + s_{\alpha f 90}(t))}{2} \quad (\text{C.15})$$

$$s_{\beta f-}(t) = \frac{(s_{\beta f}(t) - s_{\alpha f 90}(t))}{2} \quad (\text{C.16})$$

Agrupando-se (C.13), (C.14), (C.15) e (C.16) obtém-se (C.17).

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha f+}(t) \\ s_{\beta f+}(t) \\ s_{\alpha f-}(t) \\ s_{\beta f-}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{\alpha f 90}(t) \\ s_{\beta f 90}(t) \\ s_{\alpha f}(t) \\ s_{\beta f}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{C.17})$$

Para se corrigir o deslocamento da fase ($-\phi$) causado pelo filtro, é necessário rotacionar-se os vetores ($s_{\alpha f+}(t); s_{\beta f+}(t)$) e ($s_{\alpha f-}(t); s_{\beta f-}(t)$) de acordo com o deslocamento (ϕ), obtendo-se assim os valores dos componentes de sequência positiva e negativa ($s_{\alpha+}(t); s_{\beta+}(t); s_{\alpha-}(t); s_{\beta-}(t)$) respectivamente em (C.18) e (C.19).

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha+}(t) \\ s_{\beta+}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{\alpha f+}(t) \\ s_{\beta f+}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{C.18})$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha-}(t) \\ s_{\beta-}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_{\alpha f-}(t) \\ s_{\beta f-}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{C.19})$$

Os sinais instantâneos de sequência positiva e/ou negativa ($s_{ref_r-}(t)$, $s_{ref_s-}(t)$, $s_{ref_t-}(t)$) são obtidos por (C.4), substituindo-se os valores de $s_{\alpha}(t)$ por $s_{\alpha+}(t)$ ($s_{\alpha-}(t)$) e $s_{\beta}(t)$ por $s_{\beta+}(t)$ ($s_{\beta-}(t)$). O diagrama de blocos do Método DTRVE mostrando a extração da sequência negativa é apresentado na Figura C.5.

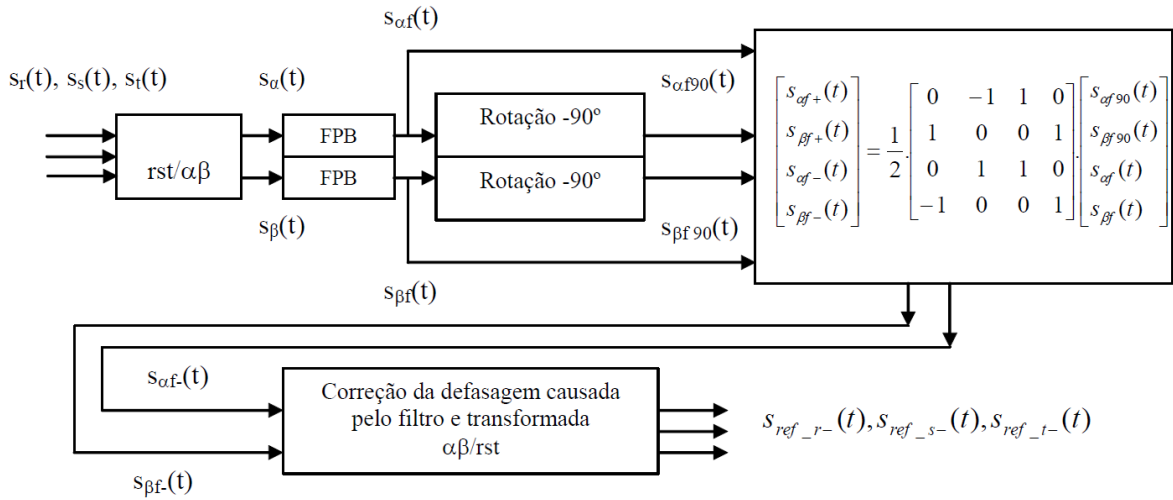


Figura C.5 - Diagrama de blocos do método DTRVE (extração de sequência negativa).

C.1.2 - Sistema de Referência Girante

O método de referência girante positiva requer a mudança do sistema de coordenadas fixo $\alpha\beta$ para o sistema de coordenadas girante dq . O sistema dq gira com velocidade ω de modo que o ângulo entre os eixos α e d (β e q) tenha valor (ωt) . A transformação das coordenadas do vetor do sinal no sistema $\alpha\beta$ (sistema de referência fixo) para o sistema dq (sistema girante), também chamada Transformada de Park [60],[62] e [63] é efetuada por (C.1) e (C.20) e observada na Figura C.6.

$$\begin{bmatrix} s_d(t) \\ s_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha}(t) \\ s_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (C.20)$$

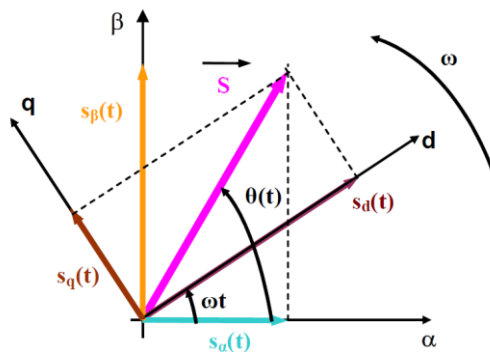


Figura C.6 - Vetores em um sistema girante de referência.

Esse sistema está sendo rotacionado a uma velocidade constante em sincronismo com uma referência ω que torna necessário um circuito de sincronismo do tipo PLL para a obtenção de (ωt) .

O vetor \vec{S} pode ser descrito pela soma das componentes fundamental \vec{S}_1 e harmônicos \vec{S}_h mostrado na Figura C.3. O vetor da componente fundamental do sinal analisado \vec{S}_1 pode ser descrito pela soma dos vetores \vec{S}_+ e \vec{S}_- correspondentes aos componentes de sequência positiva e negativa da fundamental do sinal. No sistema $\alpha\beta$, \vec{S}_+ tem velocidade angular ω , enquanto \vec{S}_- tem velocidade angular $-\omega$ conforme a Figura C.7.

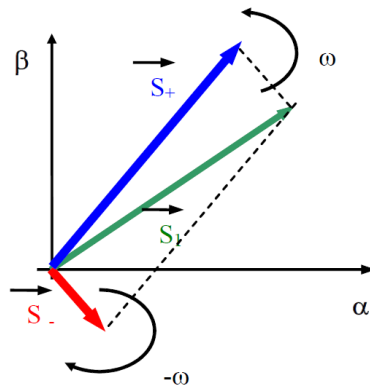


Figura C.7 - Vetores dos componentes fundamentais em um sistema fixo de Referência.

No sistema de referência girante o vetor \vec{S}_+ de sequência positiva permanece parado. Deste modo, as projeções de \vec{S}_+ nos eixos dq apresentam amplitude constante. No sistema dq o vetor \vec{S}_- gira com velocidade angular -2ω , fazendo com que suas projeções nos eixos dq apresentem frequência 2ω , conforme pode ser visto na Figura C.8. Harmônicos de sequência positiva de ordem h produzirão componentes no sistema dq com frequência $(h-1)\omega$, enquanto que os de sequência negativa terão frequência $(h+1)\omega$. Assim, a parte oscilatória das coordenadas do vetor \vec{S} no sistema dq é formada tanto por harmônicos como por componentes de sequência negativa.

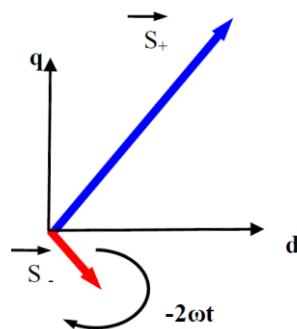


Figura C.8 - Vetores da componente fundamental representada em um sistema fixo e num sistema girante de referência.

Portanto, no sistema dq o componente fundamental de seqüência positiva pode ser filtrado utilizando-se um filtro passa-baixa. A parte oscilatória ($\tilde{s}_d(t)$, $\tilde{s}_q(t)$) corresponde aos harmônicos e seqüência negativa extraídos do sinal no sistema dq. A proximidade entre as freqüências da parcela associada à seqüência negativa (2ω) e das parcelas associadas aos harmônicos ($(h \pm 1)\omega$) nos sinais s_d e s_q , torna difícil sua separação pela filtragem. O diagrama de blocos do Método RSP mostrando a extração da seqüência negativa e harmônicos é apresentado na Figura C.9.

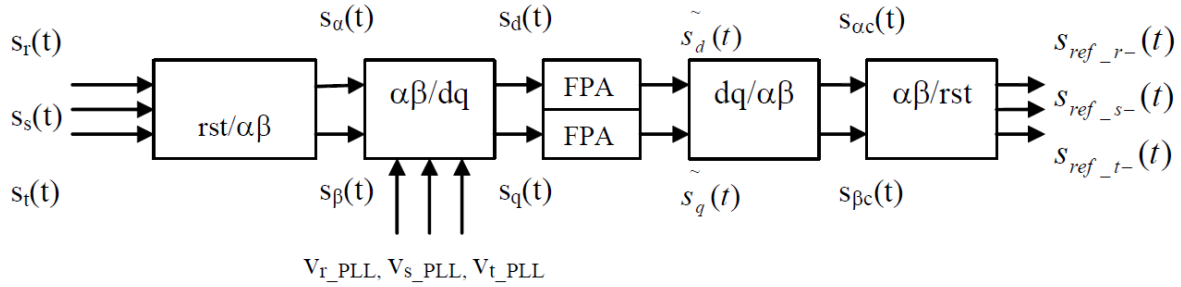


Figura C.9 - Diagrama de blocos do método RSP.

Em [60], [62] e [63] é utilizado uma estratégia semelhante à da referência girante positiva, para a extração da seqüência positiva de sinais distorcidos num método chamado de referência girante negativa (RSN). Neste método, após a extração do componente constante correspondente à seqüência positiva ($\bar{s}_d(t)$, $\bar{s}_q(t)$), representa-se o vetor associado às variáveis oscilantes ($\tilde{s}_d(t)$, $\tilde{s}_q(t)$) em um novo sistema $d'q'$, que gira no sentido horário, com velocidade -2ω com relação ao sistema dq original, utilizando (C.21).

$$\begin{bmatrix} s'_d(t) \\ s'_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) & \text{sen}(-2\omega t) \\ -\text{sen}(-2\omega t) & \cos(-2\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_d(t) \\ \tilde{s}_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{C.21})$$

No sistema $d'q'$, a componente de seqüência negativa da fundamental apresenta-se como um valor constante ($\bar{s}'_d(t)$, $\bar{s}'_q(t)$), que pode ser isolado via um filtro passa-baixa. Os sinais no sistema rst ($s_{\text{ref}_r}(t)$, $s_{\text{ref}_s}(t)$, $s_{\text{ref}_t}(t)$) são obtidos através da (C.21), (C.22) e (C.23) substituindo-se os valores de $\tilde{s}_d(t)$, por $\tilde{s}_{dn}(t)$, $\tilde{s}_q(t)$ por $\tilde{s}_{qn}(t)$, $s_\alpha(t)$ por $s_{ac}(t)$ e $s_\beta(t)$ por $s_{bc}(t)$.

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_{dn}(t) \\ \tilde{s}_{qn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) & -\text{sen}(-2\omega t) \\ \text{sen}(-2\omega t) & \cos(-2\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}'_d(t) \\ \bar{s}'_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{C.22})$$

$$\begin{bmatrix} s_{ac}(t) \\ s_{bc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\text{sen}(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_d(t) \\ \tilde{s}_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{C.23})$$

O diagrama de blocos do Método RNP mostrando a extração da sequência negativa é apresentado na Figura C.10.

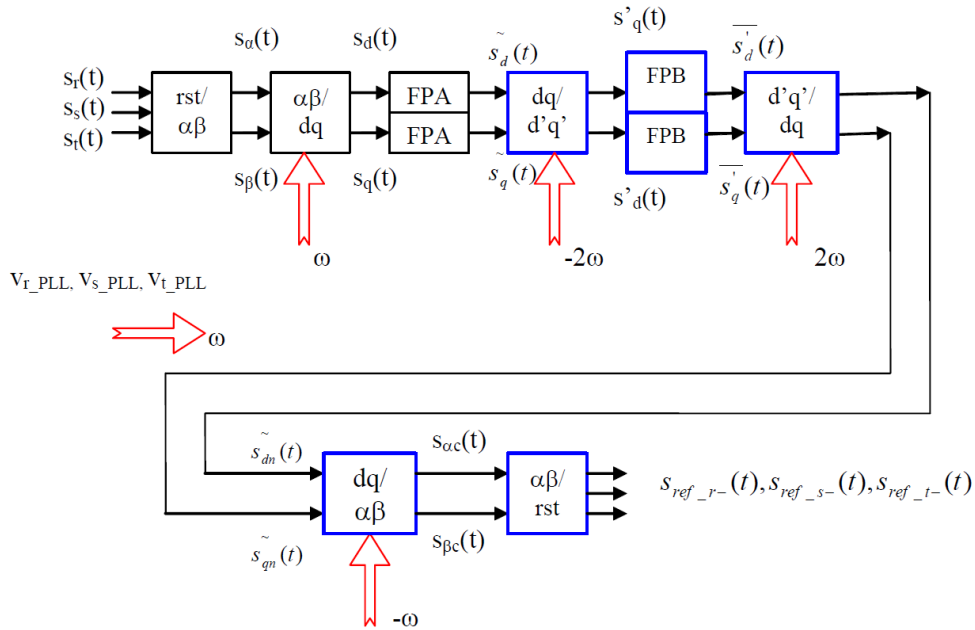


Figura C.10 - Diagrama de blocos do método RNP.

Uma variante do método de Referência Girante Positiva chamada de Referência Girante Positiva Modificada é apresentada em [73]. Nela, o ângulo de referência para rotação do sistema é calculado utilizando diretamente os sinais no sistema *rst*. Não necessitando assim de um circuito de sincronismo. A velocidade da referência girante pode não ser mais constante. Ela varia instantaneamente dependendo da forma de onda do sistema de tensão trifásico.

O ângulo de referência (ωt) é variável no tempo segundo (C.24), (C.25) e (C.26).

$$\begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} \quad (C.24)$$

$$\cos(\omega t) = \frac{s_\alpha(t)}{\sqrt{s_\alpha^2(t) + s_\beta^2(t)}} \quad (C.25)$$

$$\sin(\omega t) = \frac{s_\beta(t)}{\sqrt{s_\alpha^2(t) + s_\beta^2(t)}} \quad (C.26)$$

Em [73] é mostrado que o método Referência Girante Positiva Modificada apresenta um desempenho idêntico ao método de Referência Girante Positiva se os sinais forem equilibrados e simétricos, no entanto o desempenho piora quando for distorcido ou desbalanceado, o que remete a necessidade de um circuito PLL.

APÊNDICE D

TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER/MÉTODO RADIX-2

D.1 - Introdução

Neste apêndice descreve-se a Transformada Rápida de Fourier (FFT) e alguns algoritmos para seu processamento.

D.2 - Introdução à Transformada de Fourier

Formulada por Jean-Baptiste Joseph Fourier, a transformada de Fourier mostra que funções não periódicas podem ser expressas por integrais de funções senoidais de frequências diferentes, cada uma multiplicada por um coeficiente próprio, desde que a área sob a curva dessa função seja finita.

D.2.1 - Função Contínua

Para uma função contínua de uma variável $f(t)$, a transformada de Fourier $F(f)$ é definida por

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (D.1)$$

e sua inversa por

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(f)e^{j2\pi ft} df \quad (D.2)$$

Onde $e^{j\mu} = \cos(\mu) + j\sin(\mu)$ e $j = \sqrt{-1}$.

D.2.2 - Função Discreta

Seja uma série de números complexos $x(k)$ com N amostras, a transformada $X(n)$ é definida por

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)W_N^{kn}, \text{ para } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (D.3)$$

e sua inversa por

$$x(n) = 1/N \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W_N^{-kn}, \text{ para } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (D.4)$$

onde $W_N = e^{-j2\pi/N}$ (fator *twiddle*).

Podemos observar que para calcular $X(k)$ para um determinado valor de k , são necessárias N multiplicações complexas e $N-1$ somas complexas. Ou seja, são necessárias N^2 multiplicações complexas e $N(N-1)$ somas complexas para se obter os N valores da série transformada. Em termos de esforço computacional, a transformada discreta tem complexidade $O(N^2)$, o que a caracteriza como lenta e ineficaz para aplicações de alto desempenho.

D.3 - Transformada Rápida de Fourier

Para otimizar a resolução da transformada discreta foi proposto um método eficiente para esse cálculo: a Transformada Rápida de Fourier [74]. A Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*), também chamada de algoritmo Cooley-Tukey, tem como idéia básica dividir a transformada discreta em transformadas menores recursivamente, afim de diminuir o esforço computacional. Existem diversos algoritmos para o cálculo da FFT, entre eles, os *Radix-2* utilizado neste trabalho de dissertação, o qual será melhor detalhado na próxima seção.

D.3.1 - Algoritmos Radix-2

Esses algoritmos foram desenvolvidos por Cooley e Tukey em 1965 e necessitam que N se seja potência de 2, daí seu nome. Podem ser aplicados no domínio do tempo, chamado de decimação no tempo ou DIT (*decimation-in-time*) e no domínio da frequência, chamado de decimação na frequência ou DIF (*decimation-in-frequency*).

A equação da transformada discreta pode ser reescrita utilizando a operação chamada "borboleta" (Figuras D.1 e D.2), que é aplicada a dois pontos da série de cada vez. Essa operação consiste de uma multiplicação complexa e duas somas complexas. Para aplicar o algoritmo de decimação no tempo a entrada precisa ser rearranjada para a ordem bit-invertido de índices (vide Tabela D.1), onde os elementos são separados em dois grupos de acordo com o bit menos significativo na primeira separação, com o segundo bit menos significativo na segunda separação e assim sucessivamente. Depois de rearranjada, a série passa por $\log_2 N$ etapas onde $N/2$ borboletas (como a da Figura D.1) são aplicadas.

Na Figura D.3 tem-se o algoritmo aplicado a uma série de 8 amostras.

Tabela D.1 - Exemplo de ordenação por bit-invertido

Índice	0	1	2	3	4	5	6	7
Equivalente em binário	000	001	010	011	100	101	110	111
Binário em bit-invertido	000	100	010	110	001	101	011	111
Índice em bit-invertido	0	4	2	6	1	5	3	7

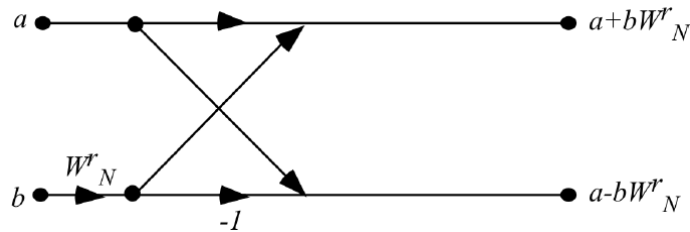


Figura D.1 - Operação de borboleta – DIT.

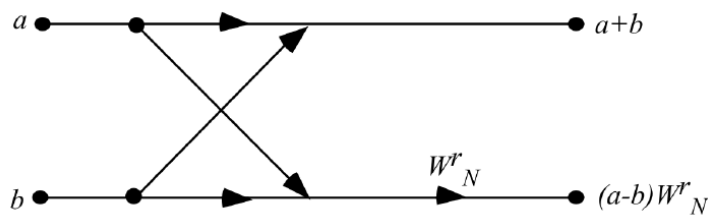


Figura D.2 - Operação de borboleta – DIF.

O algoritmo de decimação em frequência é ligeiramente diferente, tendo como entrada a série na ordem normal, mas seu resultado é ordenado em bit-invertido. Possui o mesmo número de etapas e borboletas (como a da Figura D.2), mas é aplicado conforme a Figura D.4.

Esses algoritmos aplicam um total de $(N/2)\log_2 N$ operações de borboleta, totalizando $(N/2)\log_2 N$ multiplicações complexas e $N\log_2 N$ somas complexas, o que em termos de esforço computacional significa uma complexidade de ordem $O(N\log_2 N)$.

D.3.2 - Outros Algoritmos

Os algoritmos *Radix-2* podem ser estendidos para *Radix-4*, *Radix-8*, *Radix-16*, que melhoram o desempenho por necessitarem de menos etapas e menos operações de borboleta por etapa, mas necessitam que o tamanho das séries sejam potências de 4, 8 e 16 respectivamente.

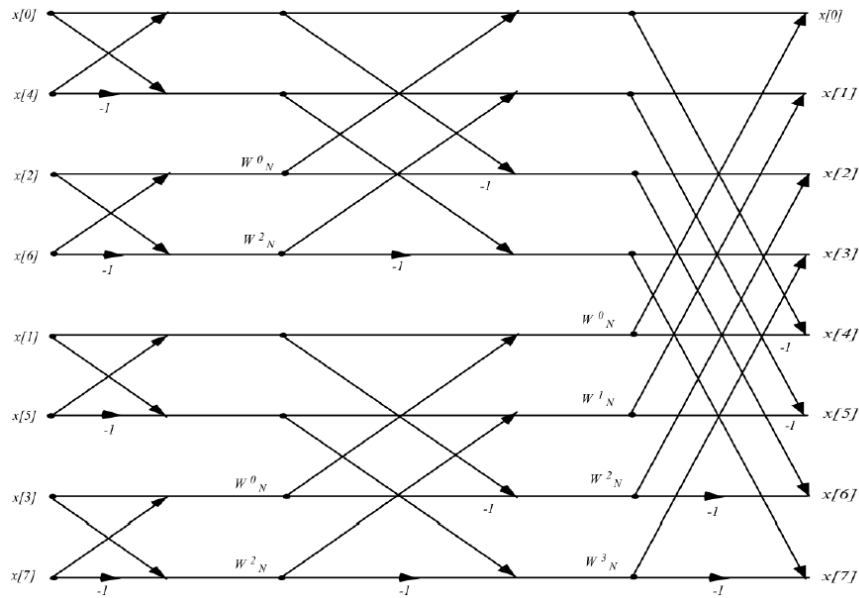


Figura D.3 - Grafo do algoritmo *radix-2* por decimação no tempo.

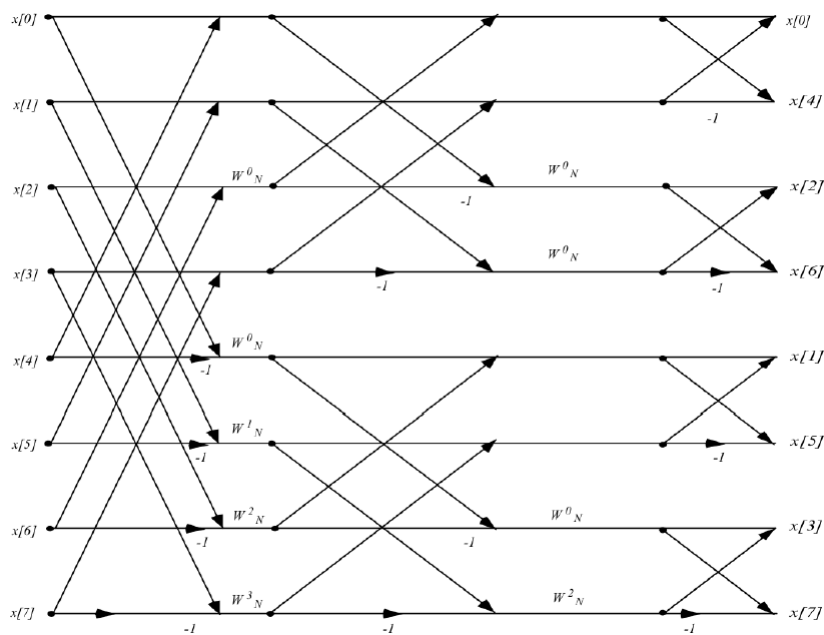


Figura D.4 - Grafo do algoritmo *radix-2* por decimação na frequência (estratégia adotada).

Existem outras tentativas de melhorar o desempenho da FFT, como o algoritmo *splitradix* proposto por [75], que mescla borboletas de 2 e 4 entradas para diminuir o número total de operações aritméticas. Na sua forma original também possui a desvantagem de necessitar que o tamanho da série seja de potência de 4, mas pode ser combinado com qualquer outro algoritmo de FFT para suprir essa desvantagem.

A seguir apresenta-se o arquivo (.m) usado em ambiente MatLab® para efetuar o Radix-2 com decimação em frequência.

Arquivo .m

```
% Radix 2 Decimação em Frequência
% Entrada : Ordem Normal, Matriz de comprimento N
% Saída : Bits invertido - X[k]
function radix2(x);
xcheck=x;
p=nextpow2(length(x));
x=[x zeros(1,(2^p)-length(x))];
N=length(x);
M=N/2;
for stage=1:log2(N); % Número de decimações
    for index=0:(N/(2^(stage-1))):(N-1); % Ajuste do índice de variação da borboleta para cada estágio
        for n=0:M-1;
            a=x(n+index+1)+ x(n+index+M+1);
            b=(x(n+index+1)- x(n+index+M+1)).*exp((-j*(2*pi)/N)*(2^(stage-1))*(n));
            x(n+1+index)=a;
            x(n+M+1+index)=b;
        end;
    end;
M=M/2;
end;
X=bitrevorder(x)
Ycheck=fft(xcheck,N)
```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] IEC 61000-3-2; “*Amendments for Equipment with AC Mains Power: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq 16A$ per Phase)*”, 1995.
- [2] IEEE 519-1992; “*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*”. IEEE / 01-May- 1992 - ISBN: 1559372397
- [3] GHOSH, R., NARAYANAN, G.; “*A Simple Analog Controller for Single-Phase Half-Bridge Rectifier*”. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 22, n. 1, p. 186-198, jan. 2007.
- [4] QIAO, C.; SMEDLEY, K. M.; “*Unified Constant-Frequency Integration Control of Three-Phase Standard Bridge Boost Rectifiers With Power-factor Correction*”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 50, n. 1, p. 100-107, feb. 2003.
- [5] MEDEIROS, KALINA PEREIRA.; “*Estratégia de Controle para Retificadores Boost PWM Bidirecionais Monofásicos e Trifásicos*”. Dissertação (Programa de Mestrado em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica). UFCG – Campina Grande, PB, set.2010.
- [6] RAYCIK, J. CÉSAR.; “*Projeto de um Retificador de Corrente Reversível com Alto Fator de Potência e Controle Digital Implementado em DSP*”. Dissertação (Mestrado em Automação Industrial). UDESC - Joinville, SC. fev. 2005.
- [7] ILLA FONT, C. H.; “*Retificadores Trifásicos Híbridos Bidirecionais com Fator de Potência Unitário*”. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, out. 2009.
- [8] BORGONOVO, D.; “*Análise Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos*”. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, jun. 2005.
- [9] GHOSH, R.; NARAYANAN, G.; “*Control of Three-Phase, Four-Wire PWM Rectifier*”. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 23, n. 1, p. 96 - 106, jan. 2008.

[10] CUTRI, R.; “*Método de Extração em Tempo Real de Sequência Positiva, Negativa e/ou Harmônicos*”. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica).Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2008.

[11] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL; “*Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST “. Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*. Brasília, 2010 (Resolução Normativa nº 395/2009).

[12] MOHAN, N., UNDELAND T., ROBBINS, W.; “*Power Electronics: Converters Applications and Design*”. Wiley Text Books, Third Edition, 2002, ISBN: 0471226939.

[13] ARRILLAGA, J., WATSON, N.; “*Power System Harmonics*”. John Wiley & Sons. Inc, Second Edition, 2003, ISBN: 0470851295.

[14] AKAGI, H.;TSUKAMOTO, Y.; NABAE, A.; “*Analysis and Design of an Active Power Filter Quad-Series Voltage Source PWM Converters*”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 26, No 1, pp. 93-98, Feb. 1990.

[15] SINGH, B.; CHANDRA, A.; AL-HADAD, K.;PANDEY, A.; KOTHARI, D.; “*A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters*”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No 5, pp. 962-981, Oct. 2003.

[16] KOLAR, J.; ZACH, F.; “*A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules*”. *Record of the 16th IEEE International Telecommunications Energy Conference*, Vancouver, Canada, pp. 367-374, Oct. 30-Nov. 3 1994.

[17] KOLAR, J.; DROFENIK, U.; ZACH, F.; “*Space Vector Based Analysis of the Variation and Control of the Neutral Point Potential of Hysteresis Current Controlled Three-Phase/Switch/Level PWM Rectifier System*”. *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Singapore, Vol. 1, pp.22-33, Feb.21-24 1995.

[18] STIHI, O.; OOI, B.; “*A Single-Phase Controlled-Current PWM Rectifier*”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, N 4, pp. 453-459, Oct. 1988.

-
- [19] RODRÍGUEZ, J.; MORAN, L.; PONTT, J.; HERNANDEZ, J.; SILVA, L.; SILVA, C.; LEZANA, P.; “*High-Voltage Multilevel Converter With Regeneration Capability*”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No 4, pp. 839-846, Aug. 2002.
- [20] LO, Y.; SONG, T.; CHIU, H.; “*Analysis and Elimination of Voltage Imbalance Between the Split Capacitors in Half-Bridge Boost Rectifier*”. *Letters to Editor, IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 49, No 5, Oct. 2002.
- [21] DIXON, J. W.; “*Three-Phase Controlled Rectifiers*”. *Handbook of Power Electronics*, Chapter 12, M. H. Rashid, Editor in Chief, Academic Press, pp-599-627, 2001.
- [22] OOI, B. T.; DIXON, J. W.; KULKARNI, A. B.; NISHIMOTO, M.; “*An integrated AC Drive System Using a Controlled-Current PWM Rectifier/Inverter Link*”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, N°1, pp. 64-71, Jan. 1988.
- [23] DIXON, J.W.; OOI, B. T.; “*Indirect Current Control of a Unity Power Factor Senoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier*”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 35, N 4, pp.508-515, Nov. 1988.
- [24] BOOST, M. A.; ZIOGAS, P.; “*State-of-the-Art PWM Techniques, a Critical Evaluation*”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, N 2, pp. 271-280, Mar. 1988.
- [25] RODRÍGUEZ, J. ; MORAN, L. ; PONTT, J.; OSORIO, R.; KOURO, S.; “*Modeling and Analysis of Common-Mode Voltages Generated in Medium Voltage PWM-CSI Drives*”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, No 3, pp. 873-879, May. 2003.
- [26] ESPINOZA, J.; JOOS, G.; “*Current Source Converter On-Line Pattern Generator Switching Frequency Minimization*”. *IEEE Transactions Industrial Electronics*, vol. 44, No 2, pp. 198-206, Apr. 1997.
- [27] KARSHENAS, H.; KOJORI, H.; DEWAN, S.; “*Generalized techniques of selective harmonic elimination and current control in current source inverters/converters*”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, No 5, pp. 566-573, Sept. 1995.

-
- [28] SHARON, D.; FUCHS, F. W.; "Switched Link PWM Current Source Converters with Harmonic Elimination at the Mains" *.IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, No 2, pp. 231-241, Mar. 2000.
- [29] ESPINOZA, J.; JOOS, G.; GUZMAN, J.; MORAN, L.; BURGOS, R.; "Selective Harmonic Elimination and Current/Voltage Control in Current/Voltage Source Topologies: A Unified Approach". *IEEE Transactions Industrial Electronics*, vol. 48, No 1, pp. 71-81, Feb. 2001.
- [30] ENJETI, P.; ZIOGAS, P.; LINDSAY, J.; "Programmed PWM Technique to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation". *IEEE Transactions Industrial Applications*, vol. 26, No 2, pp. 302-316, Mar. 1990.
- [31] IMAIE, K.; TSUKAMOTO, O.; NAGAI, Y.; "Control Strategies for Multiple Parallel Current-Source Converters of SMES System". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, No 2, pp. 377-385, March 2000.
- [32] GUZMAN J.; ESPINOZA, J.; PÉREZ, M.; "Improved Performance of Multipulse Current and Voltage Source Converters by Means of a Modified SHE Modulation Technique" *.In Conference Records IECON'02*.
- [33] SALO, M.; TUUSA, H.; "A Vector Controlled Current-Source PWM Rectifier with a Novel Current Damping Method". *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, No 3, pp. 464-470, May. 2000.
- [34] HIRACHI, K.; YAMAMOTO, H.; MATSUI, T.; WATANABE, S.; NAKAOKA, M.; "Cost-Effective Practical Developments of High-Performance 1kVA UPS with New System Configurations and their Specific Control Implementations". *European Conference on Power Electronics EPE 95*, Spain 1995, pp. 2035-2040.
- [35] HUCKELHEIM, K.; MANGOLD, CH.; "Novel 4-Quadrant Converter Control Method". *European Conference on Power Electronics EPE 89*, Germany 1989, pp. 573-576.
- [36] OHMAE, T.; NAKAMURA, K.; "Hitachi's Role in the Area of Power Electronics for Transportation". *Proceedings of the IECON'93*. Hawaii, pp. 714-718, Nov. 1993.
-

-
- [37] JACOBINA, C.; BELTRAO, M.; CABRAL, E.; NOGUEIRA, A.; “*Induction Motor Drive System for Low-Power Applications*”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No 1. pp. 52-60, Jan/Feb 1999.
- [38] UEMATSU, T.; IKEDA, T.; HIRAO, N.; TOTSUKA, S.; NINOMIYA, T.; KAWAMOTO, H.; “*A Study of the High Performance Single Phase UPS*”. *Record of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’98*, Fukuoka, Japan, pp. 1872-1878.
- [39] DRAOU, A.; BENGHANEM, M.; TAHRI, A.; “*Multilevel Converters and VAR Compensation*”. Chapter 25, *Handbook of Power Electronics*, M. H. Rashid, Editor in Chief, Academic Press, pp-599-627, 2001.
- [40] KOYAMA, M.; SHIMOMURA, Y.; YAMAGUCHI, H.; MUKUNOKI, M.; OKAYAMA, H.; MIZOGUCHI, S.; “*Large capacity High Efficiency Three-Level GCT Inverter System for Steel Rolling Mill Drivers*”. *Proceedings of the 9th European Conference on Power Electronics, EPE 2001*, Austria, CDROM.
- [41] RODRÍGUEZ, J.; PONTT, J.; BECKER, N.; WEINSTEIN, A.; “*Regenerative Drivers in the Megawatt Range for High-Performance Downhill Conveyors*”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No 1, pp. 203-210, Jan/Feb 2002.
- [42] BATSCHAUER, A. L.; CHELAB NETO, A. C.; PETRY, C. A.; “*Conversor Boost operando em condução contínua aplicado à correção de fator de potência empregando controle da corrente de entrada por valores médios instantâneos*”. Estudo para Mestrado, UFSC, Florianópolis, SC, 2001.
- [43] BORGONOVO, D.; “*Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park*”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [44] KOLAR, J. W.; ERTL, H.; “*Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains*”. In: INTELEC 1999 – INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE. *Proceedings*. Copenhagen, Dinamarca, 1999. p. 14-1.

-
- [45] MALINOWSKI, M.; “*Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*”. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Institute of Control and Industrial Electronics, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology, Varsóvia, 2001.
- [46] RODRÍGUEZ, J. R.; DIXON, J. W.; ESPINOZA, J. R.; PONTT, J.; “*PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art*”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, USA, vol. 52, no. 1, p. 5-22, Fev/2005.
- [47] - SIEBERT, A.; TROEDSON, A.; EBNER, S.; “*AC to DC Power Conversion Now and in the Future*”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, p. 934-940, Jul/Ago/2002.
- [48] SINGH, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; “*A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters*”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, USA, vol. 51, no. 3, p. 641-660, Jun/2004.
- [49] BARNES, M.; “*Practical Variable Speed Drives and Power Electronics*”. Oxford, Reino Unido: Elsevier, 2003.
- [50] KOLAR, J. W.; ERTL, H.; ZACH, F. C.; BLASKO, V.; “*A Novel Concept for Regenerative Braking of PWM-VSI Drives Employing a Loss-Free Braking Resistor*”. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. *Proceedings*. 1997, p. 297-305.
- [51] BLASKO, V.; “*Power Conditions and Control of a Regenerative Brake*”. In: IEEE Industry Applications Conference. *Proceedings*. 1998. vol. 2, p. 1504-1510.
- [52] PAN, C. T.; LIAO, Y. H.; “*Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers*”. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, p. 825-838, Abr/2007.
- [53] XING, K.; MAZUMDER, S.; YE, Z.; LEE, F. C.; “*The Circulating Current in Paralleled Three-phase Boost PFC Rectifiers*”. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference. *Proceedings*. 1998, vol. 1, p. 783-789.
- [54] WATANABE, E. H.; AREDES. M.; “*Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações- Filtros Ativos e FACTs*”. XII Congresso Brasileiro de Automática – 3, Vol. I, pp. 81-102 – 1998.
-

-
- [55] ALVES, ANTONIO C. BALEEIRO.; SANTOS, EULER. B.; “*Cálculo de potências aparente, ativa, não ativa e indicadores de distorção e desbalanço, e fator de potência segundo Buchholz-Goodhue e IEEE Standard 1459-2010*”. CELG Distribuição S/A. – Goiânia, Brasil, nov/2010.
- [56] SMEDLEY, K. M.; CUK, S.; “*One-Cycle Control of Switching Converters*”. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 10, n. 6, p. 625 - 633, Nov. 1995.
- [57] CZARNECKI, L. S.; “*New power theory of 3-phase non-linear assymetrical circuits supplied from nonsinusoidal voltage sources*”. IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS' 88., Espoo, Finland, v. 2, p. 1627-1630, jun 1988.
- [58] CZARNECKI, L. S.; “*Comparison of Power Definitions for Circuits with Nonsinusoidal Waveforms*”. IEEE Tutorial Course 90EH0327-7-PWR, Louisiana, p. 43-50, 1990.
- [59] ROBBIA, J.; “*Introdução a Sistemas Elétricos de Potência*”. 2ed. São Paulo:Edgard Blucher, 1996.
- [60] SENINI, S.; WOLFS, P.; Hybrid Active Filter for Harmonically Unbalanced Three Phase Three Wire Railway Traction Loads. IEEE Transactions on Power Electronics, v.15, n.4, July. 2000.
- [61] CUTRI, R.; MATAKAS JR.,L.; “*A new instantaneous method for harmonics, positive and negative sequence detection for compensation of distorted currents with static converters using pulse width modulation*”. In: 11° ICHQP 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power 2004, Lake Placid, New York, September, 2004.
- [62] CHOI, S.; LEE,W.; HYUN,D.; LEE, T.; “*The Control system of the Active Power Filter Considering Power Factor in Unbalanced Load*”. In:Industry Applications Conference, Oct.2000. **Anais eletrônicos.** v.4. p.2123-2128.
- [63] HAFNER, J.; AREDES, M.; HEUMANN, K.; “*A shunt active filter applied to high voltage distribution lines*”. IEEE Trans. Power Delivery, vol. 12, pp. 266–272, Jan. 1997.
- [64] ZHANG, G.; XU, Z.; “*A New Real-time Negative and Positive Sequence Componentes Detecting Method Based on Space Vector*”. In:POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING 2001,Jan.-Feb.2001. **Anais eletrônicos.** IEEE, v.1. p.275-280
-

[65] CUTRI, R.; “*Compensação de desequilíbrios de carga empregando conversor estático operando com modulação em largura de pulso*”. 2004. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo.

[66] DECKMANN, S. M.; MARAFAO, F.P.; “*Time based decompositions of voltage, current and power functions - Harmonics and Quality of Power, 2000*”. Proceedings. Ninth International Conference on Volume 1, Issue , 2000 Page(s):289 - 294 vol.1.

[67] CUTRI, R.; MATAKAS JR.,L.; “*Reference Currents Determination Techniques For Load Unbalance Compensation*”. In:7º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP’03, Fortaleza, Set.2003.

[68] CUTRI, R.; MATAKAS JR.,L.; “*A generalized instantaneous method for harmonics, positive and negative sequence detection/extraction*”. In: PESC 2007 (IEEE Power Electronics Specialists Conference) – Junho 17-21, Orlando, Flórida/USA.

[69] MARAFÃO F. P.; DECKMANN S.M.; POMILIO J.A.; MACHADO R.Q.; “*A Software- Based PLL Model: Analysis And Applications*”. CBA 2004 - XV Congresso Brasileiro de Automática. Gramado-Rio Grande do Sul. .Setembro 2004.

[70] MATAKAS JR.,L.; MARTINZ F.O.; GIARETTA A.R.; GALASSI M.; KOMATSU W.; “*Uma Abordagem Gráfica Para Um Algoritmo De Pll Baseado Em Sequência Positiva*”.CBA2006 – 16º Congresso Brasileiro de Automática, Bahia, Outubro 2006.

[71] SANTANU, S.; MAHARANA, P. K. AND AGARWAL, V. K.; “*Phase-Locked Loop Design for Flexible Mode Tracking Control System Group*”. ISRO SATELLITE CENTRE, Baogalorc. India. Anais eletrônicos IEEE XPLORE 2003.

[72] ONS – Operador Nacional do Sistema Submódulo 2.2 – Padrões de desempenho da Rede Básica – (24/12/2002) Resolução nº 791/02 – ANEEL – (Internet: <http://www.ons.org.br>).

[73] MARQUES, G. D.; “*A Comparison of Active Filters Control Methods in Unbalanced and Non-sinusoidal Conditions*”. In:Industrial Electronics Society – IECON’98 Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, Aug.Sep.1998. **Anais eletrônicos**. v.1. p.444- 449. Acesso restrito disponível em:<periódicos IEEE-Capes>.

[74] COOLEY, J. W.; TUKEY, J. W.; "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series. *Mathematics of Computation*". [S.l.], v.19, n.90, p.297–301, 1965.

[75] R. Yavne, "An economical method for calculating the discrete Fourier transform," in *Proc. AFIPS Fall Joint Computer Conf.* **33**, 115–125 (1968)