

SÉRGIO VIDAL GARCIA OLIVEIRA

**CONVERTOR CC-CC ELEVADOR TRIFÁSICO COM
ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA**

**FLORIANÓPOLIS
2006**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONVERTOR CC-CC ELEVADOR TRIFÁSICO COM
ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi - Orientador

FLORIANÓPOLIS
2006

CONVERSOR CC-CC ELEVADOR TRIFÁSICO COM ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA

Sérgio Vidal Garcia Oliveira

'Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Sistemas de energia*, e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa

Catarina.'



Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.

Orientador

Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing

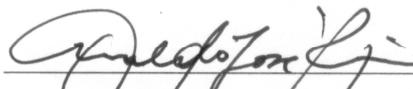
Presidente



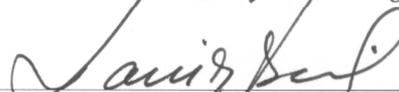
Wilson C. P. Aragão Filho, Dr.



Prof. Ivan Eidt Colling, Dr.



Prof. Arnaldo José Ferin, Dr. Ing



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

*Todos esses que aí estão
Atravancando meu caminho,
Eles passarão...
Eu passarinho!*

Poeminho do Contra
(Mario Quintana)

*A mente que se abre a uma nova idéia jamais volta
ao seu tamanho original.*
(Albert Einstein)

A minha amada Drica, minha fonte de amor, sensibilidade, respeito e cumplicidade. Te amo demais!

*Eu queria trazer-te uns versos muito lindos
colhidos no mais íntimo de mim...
Tuas palavras seriam as mais simples do mundo,
porém não sei que luz as iluminaria
que terias de fechar teus olhos para os ouvir...
Sim! Uma luz que viria de dentro delas,
como essa que acende inesperadas cores
nas lanternas chinesas de papel.
Trago-te palavras, apenas... e que estão escritas
do lado de fora do papel...
Não sei, eu nunca soube o que dizer-te
e este poema vai morrendo, ardente de puro, ao vento da Poesia...
como uma pobre lanterna que incendiou!*

Eu queria trazer-te uns versos
(Mário Quintana)

Aos meus pais Emílio e Senira, aos meus irmãos José Tadeu, Rosilene, Rosineide e Maria Ceioi, aos meus sobrinhos e sobrinhas, aos meus cunhados e cunhadas, por serem justamente quem são. Vocês são mais que a minha família: são a minha essência! Amo vocês.

Ao povo de Lages, SC, e a todas as pessoas que têm fé e coragem.

*Me chamam de boca braba
Não sabem me analisar
De gênio eu sou uma cachaça
Mas de alma, um guaraná
Só não me péla com a unha
Quem pretende me pelar
E depois que eu fico brabo
Não adianta me adular*

*Eu sei que é em mim que deságua
Quase que cento por cento
De todo o ressentimento
Desta gente que tem mágoa
É porque não bebo água
Nas orelhas dessa gente
Que adora mostrar os dentes
Por não terem fé no taco
Ficam grudado no saco
Dos políticos influentes*

*Me chamam de boca braba
Mas eu nem brabo fico
Não desfaço quem é pobre
Nem adulo quem é rico
Quando eu gosto, elogio
Quando não gosto, critico
E onde tem galo cantando
Eu vou lá e quebro-lhe o bico*

*O meu jeito há! há!
O meu jeito conforme já tenho dito
Pra uns é muito bonito
Pra outros, o meu defeito
Mas talvez seja o meu jeito
Que me troque de invernada
Cada um tem sua estrada
Seu lugar, seu parador
A abelha gosta da flor
A sarna, da cachorrada*

*Me chamam de boca braba
Esta gente tá enganada
Eu tenho é boca de homem
E tenho opinião formada
Sei qual é a boca que explora
Sei qual é a boca explorada
E é melhor ser boca braba
Que não ter boca pra nada.*

As Razões do Boca Braba

(João de Almeida Neto)

AGRADECIMENTOS

Aos professores Alexandre Ferrari, Denizar, Perin, Kassick, Hari, Fagundes, Daniel Pagano, Julio e Edson De Pieri, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, pela transmissão dos seus conhecimentos durante os seis anos de mestrado e doutorado.

Ao professor Ivo Barbi, por todos os seus ensinamentos, pela oportunidade de trabalharmos juntos, pelos exemplos de disciplina, profissionalismo, empenho e amor, pela ciência. Sinto-me um privilegiado por ter sido seu orientando e, principalmente, por ter a sua amizade.

A todos os amigos, amigos dos amigos, colegas e colegas dos colegas com os quais tive a oportunidade de conviver. No Instituto de Eletrônica de Potência, vivi seis anos de grandes emoções, crescimento profissional e humano. Tenho certeza de que isso só ocorreu porque, cada um ao seu modo, me ensinou um pouco de tudo. Entre tantas pessoas fantásticas, não poderia deixar de nominar algumas delas, correndo o risco de ser relapso. Meu muito obrigado ao Rafael Carpes, ao Pacheco, ao Coelho, a Patrícia, a Dulcemar, a Mariana, a dona Elisabete, ao Abraão, ao Gabriel, ao Carlos Marcussi, ao Carlos E. Ramos ao Clóvis Petry, ao Kefas, ao José Augusto, ao Yales, ao Tomaselli, ao Mauro Peraça, ao Carlos Henrique, ao Samir Ahmad Mussa, ao Deivis Borgonovo, ao Alceu Badin, ao Luis Sérgio, ao Sandro Wuergers, ao Alan Baraúna, ao Leonardo Serpa, ao Eduardo Inácio, ao Dirk Lindeke, ao Flávio Alberto, ao Douglas Pereira da Silva, ao Anderson André, ao Eduard L. F. Vidal, ao Domingos, ao Falcondes, ao Grover, ao René, ao Marcelo Lobo, a Fabiana Cavalcante, ao Alessandro Batschauer, ao Wail M. P. Filho, a Denise Gerardi, ao Felipe B. Cunha, ao Anderson Alves, ao Marcelo Mezzaroba, a Fabiana Pötter, ao Enio Ribeiro, ao Rogers Demonti, ao Anis, ao Jair Urbanetz, *to my English teacher and friend* Stephanie K. T. Miller, ao Cesário, ao João Buttendorff, ao Demercil, ao Ricardo F. P. Filho, ao Ramirez Vedovatto, ao Fabiano F. Andrade, ao José Paulo Remor, ao Geraldo Sincero, ao Joabel Moia, ao Mateus F. Schonardie, ao André L. Fuerback, ao Paulo Mário, ao Antônio Holdefer, ao Ricardo L. Alves, ao Marlos G. Bottarelli, ao Fernando Gerent, ao João Américo, ao Diego Greff, ao Claudinor B. do Nascimento e a tantos outros amigos fabulosos que muito me incentivaram na superação dos desafios diários. Muito obrigado a todos!

A todos os amigos e colegas de trabalho do Departamento de Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Regional de Blumenau (DEET/FURB), pelo excelente ambiente de trabalho e profissionalismo. Em especial, ao muito amigo Thair Ibrahim Abdel Hamid Mustafa, por todo o apoio, diversão e amizade.

A todos os amigos do futebol das quintas-feiras, pela amizade e alegria desses encontros, em especial ao Rafael Takasaki, ao Rafael Araújo, ao Alexandre Zucarato e ao Pablo Carena.

A todos os grandes amigos de Lages e de Blumenau que, mesmo distantes fisicamente, sempre se mantiveram próximos e queridos nos meus sentimentos.

À professora Marcilda Regina Cunha da Rosa, pela sua presteza, suas dicas e correções de Língua Portuguesa neste manuscrito.

Não poderia deixar de agradecer muitíssimo ao pessoal da secretaria da pós, que nunca se furtou em me auxiliar em todos os trâmites da pós, demonstrando sempre presteza e amizade. Em especial, agradeço ao Wilson, ao Marcos e ao Marcelo.

Resumo da tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

CONVERSOR CC-CC ELEVADOR TRIFÁSICO COM ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA

Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Maio/2006

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Sistemas de energia.

Palavras-chave: Conversores CC-CC trifásicos, conversor elevador de tensão, transformadores em alta frequência, controle por valores médios instantâneos.

Número de Páginas: 224

RESUMO: Este trabalho apresenta um novo conversor CC-CC, elevador de tensão, com isolamento em alta frequência, em malha fechada, controlado por valores médios instantâneos de corrente. O referido foi desenvolvido para aplicações industriais que apresentam tensão de entrada contínua e menor que a tensão de saída desejada, como também para aplicações alimentadas por baterias, células a combustível e painéis de células fotovoltaicas. Este novo conversor apresenta como principais características: reduzida ondulação de corrente drenada da fonte, isolamento em alta frequência, reduzida ondulação da tensão, pois o capacitor é projetado para frequência igual a três vezes a frequência de comutação, somente três interruptores ativos conectados à mesma referência (o que é uma das suas principais vantagens). Por meio da modulação adotada, o conversor apresenta duas regiões distintas de operação. Esta tese apresenta, ainda, a modelagem por valores médios instantâneos e uma estratégia de controle da corrente de entrada e da tensão de saída, bem como o equacionamento completo do conversor e os resultados experimentais para um protótipo de 6,2 kW e outro de 3,4 kW.

Abstract of thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

THREE-PHASE STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH A HIGH-FREQUENCY ISOLATION TRANSFORMER

Sérgio Vidal Garcia Oliveira

May/2006

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Energy Systems.

Keywords: Three-phase DC-DC converters, step-up DC-DC- converters, high-frequency transformers, average current-mode control.

Number of Pages: 224

ABSTRACT: This paper presents a new three-phase step-up DC-DC converter with a high-frequency isolation transformer in an average current-mode controlled closed loop. This converter was developed for industrial applications where the dc input voltage is lower than the output voltage, for instance in installations fed by battery units, photovoltaic arrays or fuel cell systems. The converter's main characteristics are: reduced input ripple current, step-up voltage, high frequency isolating transformer, reduced output voltage ripple due to three pulsed output current and the presence of only three active switches connected at the same reference, this being a main advantage of this converter. By means of a specific switch modulation, the converter allows two operational regions. An average current-mode control strategy is applied to both input current and output voltage regulation. Theoretical expressions and experimental results are presented for both 6.2 kW and 3.4kW prototypes.

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
\tilde{d}	Perturbação na razão cíclica	
\vec{B}	Densidade de fluxo magnético	Tesla
\vec{E}	Campo elétrico	N/C
\bar{I}_o	Corrente de saída normalizada em relação a f_s , V_o e L	-
$\tilde{\alpha}$	Perturbação de pequenos sinais em uma grandeza α qualquer	
$\hat{\alpha}$	Valor médio instantâneo de uma grandeza α qualquer	
$\bar{\alpha}$	Valor estático de uma grandeza α qualquer no ponto de operação	
$\frac{d_\alpha}{dt}$	Derivada de primeira ordem de uma grandeza α qualquer em função do tempo	
\dot{x}_α	Representação no espaço de estados da derivada de primeira ordem de uma grandeza α qualquer	
η	Rendimento	
$\eta_{\text{teórico}}$	Rendimento teórico esperado do conversor	
η_{simula}	Rendimento obtido por simulações esperado do conversor	
λ	Função de comutação que representa se um interruptor está em condução ou bloqueado	
π	3,141592654	
ω	Frequência angular	rad/s
α	Coefficiente de temperatura do cobre	$^{\circ}\text{C}^{-1}$
$\Delta\Phi_A$	Varição do fluxo magnético durante as etapas de acumulação de energia	Tesla
$\Delta\Phi_T$	Varição do fluxo magnético durante as etapas de transferência de energia	Tesla
ΔB	Varição da densidade do fluxo magnético	Tesla
$\rho_{\text{C}20^{\circ}\text{C}}$	Resistividade do cobre a 20°C	$\Omega.\text{cm}$
$\rho_{\text{Cobre(Te)}}$	Resistividade do cobre para a temperatura no ponto mais quente do enrolamento	$\Omega.\text{cm}$
Θ_{fita}	Seção transversal da fita de cobre	cm^2
μ_i	Permeabilidade inicial	H/m
ΔI	Varição de corrente	A
$\varepsilon_i(\text{s})$	Erro na saída do compensador de corrente	A
ΔI_L	Varição da corrente no indutor	A
μ_o	Permeabilidade magnética do ar	H/m
ω_o	Frequência angular de corte de um sistema de 2ª ordem	rad/s
ω_p	Frequência angular de um pólo	rad/s
Θ_{pri}	Seção transversal do condutor do primário	cm^2
μ_r	Permeabilidade relativa do material não-ferromagnético	
ΔT	Elevação de temperatura	$^{\circ}\text{C}$
Δt	Intervalo de tempo	s
$\Delta t_1, \dots, \Delta t_9$	Intervalo de duração das etapas de funcionamento do conversor em um período de comutação	s
Δt_a	Intervalo de tempo de magnetização de um indutor	s
Δt_d	Intervalo de tempo de desmagnetização de um indutor	s
$\varepsilon_v(\text{s})$	Erro na saída do compensador de tensão	V
ΔV_o	Ondulação de tensão na saída	V
ω_z	Frequência angular de um zero	rad/s

Ace	Seção de cobre do condutor elementar	
A_{Cu}	Seção de cobre	cm^2
Ae	Área efetiva da seção transversal da perna central do núcleo	cm^2
$A_{p,s}$	Seção de cobre necessária dos enrolamentos primários, secundários	
Aw	Área da janela do núcleo	cm^2
$C_{i(s)}$	Compensador de corrente	
$C_{v(s)}$	Compensador de tensão	
d	Diâmetro do condutor	cm
D	Razão cíclica no ponto de operação do conversor	
$D_{1,...,D_{16}}$	Diodos retificadores	
dB	Decibel	
dce	Diâmetro do condutor elementar	cm
dco	Diâmetro da corda de condutores	cm
E	Tensão de entrada do conversor CC-CC	V
fc	Frequência de cruzamento por zero da FTLA	Hz
F_{oc}	Fator de ocupação do núcleo	
f_s	Frequência de comutação	Hz
FTLA	Função de transferência de Laço Aberto em um diagrama de controle	
$G_i(s)$	Função de transferência, no modelo não-conservativo, da corrente drenada da fonte em relação à saída do compensador de corrente	A
$G_{ic}(S)$	Função de transferência, no modelo conservativo, da corrente drenada da fonte em relação à saída do compensador de corrente	A
$G_{is}(S)$	Função de transferência simplificada da corrente drenada da fonte em relação à saída do compensador de corrente	A
Gp	Ganho de uma função de transferência	
$G_{v(s)}$	Função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica	
H	Intensidade de campo magnético	A/m
$H_i(S)$	Ganho do sensor da corrente drenada da fonte de entrada	
h_{PCr}	Altura da perna central do carretel	cm
$H_v(S)$	Ganho do sensor da tensão de saída	
I	Corrente elétrica através de um componente	A
I_{aN}, I_{bN}, I_{cN}	Correntes instantâneas dos enrolamentos primários do transformador	A
I_E	Corrente drenada da fonte de entrada no ponto de operação	A
I_o	Corrente de saída	A
I_{ref}	Tensão de referência da malha de corrente	V
I_S	Corrente elétrica que circula através de um interruptor controlado	A
$J_{p,s}$	Densidade de corrente no enrolamento primário, no secundário	A/cm^2
K	Ganho	
Ki	Ganho do compensador de corrente	
K_p	Fator de utilização do primário.	
K_f	Fator de topologia.	
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo	
Kv	Ganho do compensador de tensão	
L	Indutância ou indutor	H
$L_1, ..., L_3$	Indutores ou indutâncias de entrada do conversor CC-CC	H
L_{dp}	Indutância de dispersão	H
l_e	Comprimento magnético efetivo	cm
MCC	Modo de condução contínuo	
MCCr	Modo de condução crítico	
MCD	Modo de condução descontínuo	
MLT	Comprimento médio de uma espira (Medium Length of Turn)	cm
n	Relação entre as espiras do transformador	

n_{ce}	Número de condutores elementares	
N_p	Número de espiras do primário	Espiras
N_s	Número de espiras do secundário	Espiras
P_{pN}, P_{sN}	Potência aparente dos enrolamentos do primário e do secundário, respectivamente, de uma das fases do transformador	VA
P_{Cobre}	Perdas no cobre	W
P_{mag}	Perdas totais no elemento magnético	W
$P_{núcleo}$	Perdas no núcleo	W
P_o	Potência de saída	W
P_{TN}	Potência aparente processada por uma das fases do transformador	VA
P_T	Potência aparente total do transformador trifásico	VA
P_{Tr}	Perdas totais nos transformadores do conversor	W
P_V	Densidade de perdas volumétricas	kW/m ³
q	Relação de ganho entre a tensão de saída e a tensão de entrada	-
Q	Fator de qualidade de um sistema de 2ª ordem	
R	Resistência de carga	Ω
r_c	Resistência equivalente em série do capacitor de saída	Ω
R_{DSon}	Resistência em condução do interruptor MOSFET	Ω
r_L	Resistência série de um indutor de entrada	Ω
R_{th}	Resistência térmica	$^{\circ}C/W$
S	Plano de representação de uma grandeza no domínio da frequência	
T	Temperatura	$^{\circ}C$
t	Tempo	s
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
t_{on}	Intervalo de tempo em que um interruptor está em condução	s
t_{off}	Intervalo de tempo em que um interruptor está bloqueado	s
Tr	Transformador	
T_S	Período de comutação	s
V	Tensão sobre o componente	V
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensões instantâneas nos enrolamentos primários do transformador	V
V_C	Tensão de controle	V
V_{Cobre}	Volume de enrolamento de cobre	cm ³
V_e	Volume efetivo do núcleo	cm ³
V_{iHall}	Tensão de saída de um sensor de efeito Hall usado para medir a corrente de entrada do conversor	V
$v_L(t)$	Tensão instantânea sobre um indutor ou indutância	V
V_m	Tensão magnetizante de um elemento magnético	V
V_o	Tensão de saída	V
V_o'	Tensão de saída referida para o enrolamento primário	V
V_{ref}	Tensão de referência da malha de tensão	V
V_S	Tensão sobre os terminais do interruptor	V
V_T	Amplitude da forma de onda dente de serra	V
V_{vHall}	Tensão de saída de um sensor de efeito Hall usado para medir a tensão de saída do conversor	V
x_1, x_2, x_3	Representação das correntes através dos indutores de entrada no espaço de estados	A
x_C	Representação no espaço de estados da tensão no capacitor de saída	V
x_E	Representação no espaço de estados da corrente da fonte de entrada	A
Y	Tensão de saída na representação pelo espaço de estados	V
$Z_o(S)$	Função de transferência da tensão de saída pela corrente de entrada e também a impedância do filtro capacitivo na saída do conversor	Ω
Z_p	Impedância teórica de um enrolamento primário do transformador	Ω

Símbolos usados nos diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C, Cs	Capacitor
D, D _i e D _s	Diodos retificadores, do grupo inferior (D _i), do grupo superior (D _s)
L, L _p , L _{dp}	Indutor ou valor de indutância
M, S	Interruptores controlados
R, R _g	Resistor

Acrônimos e abreviaturas

Símbolo	Significado
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FTMF	Função de Transferência em Malha Fechada
IGBT	Transistor Bipolar de Gate Isolado (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MLT	Comprimento médio de uma espira (MLT)
MOSFET	Transistor de efeito de campo a semicondutor de óxido e metal (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
PFC	Correção de Fator de Potência (<i>Power Factor Correction</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
FM	Modulação por Frequência (<i>Frequency Modulation</i>)
MCC	Modo de Operação em Condução Contínua
MCD	Modo de Operação em Condução Descontínua
MCCr	Modo de Operação em Condução Crítica
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

Subíndices empregados

Símbolo	Significado
máx	Máximo valor da grandeza
mín	Mínimo valor da grandeza
ef	Valor eficaz da grandeza
méd	Valor médio da grandeza
p-p	Valor de pico a pico da grandeza
pri	Grandeza referente ao enrolamento primário do transformador
sec	Grandeza referente ao enrolamento secundário do transformador

SUMÁRIO

<i>Introdução geral</i>	21
CAPÍTULO 1	24
<i>Conversão trifásica de energia sob corrente contínua em altas frequências</i>	24
1.1 Conversão CC-CC trifásica	24
1.2 Conversor CC-CC PWM trifásico com comutação dissipativa	26
1.3 Conversores CC-CC tipo forward trifásicos	27
1.4 Conversores CC-CC trifásicos com comutação suave	28
1.5 Conversor CC-CC trifásico bidirecional com comutação suave	30
1.6 Conversores CC-CC trifásicos com comutação suave e comando assimétrico	31
1.7 Novo conversor CC-CC elevador de tensão trifásico com isolamento em alta frequência .32	
1.7.1 Apresentação	32
1.7.2 Estrutura proposta e principais características	32
1.8 Conclusão	35
CAPÍTULO 2	36
<i>Análise do conversor CC-CC elevador trifásico operando na região R_2</i>	36
2.1 Introdução	36
2.2 Conversor CC-CC elevador trifásico não-isolado	36
2.2.1 Regiões de operação.....	36
2.2.2 Definição da razão cíclica	37
2.2.3 Etapas de funcionamento	38
2.3 Modo de condução contínuo	39
2.3.1 Etapas de funcionamento para o conversor operando na região R_2 e no MCC	39
2.3.2 Duração das etapas.....	43
2.3.3 Determinação do ganho estático	44
2.4 Modo de condução descontínuo	45
2.4.1 Etapas de funcionamento para o conversor operando em MCD na região R_2	46
2.4.2 Duração das etapas.....	51
2.4.3 Determinação do ganho estático	52
2.5 Modo de condução crítico	54
2.6 Característica estática de saída	55
2.7 Conclusão	57
CAPÍTULO 3	58
<i>Análise do conversor CC-CC elevador trifásico operando na região R_3</i>	58
3.1 Introdução	58
3.2 Modo de condução contínuo	58
3.2.1 Etapas de funcionamento para o conversor operando na região R_3 e no MCC	58
3.2.2 Duração das etapas.....	62
3.2.3 Determinação do ganho estático	63
3.3 Modo de condução descontínuo	64

3.3.1	Etapas de funcionamento para o conversor operando na região R_3 e no MCD.....	64
3.3.2	Duração das etapas.....	69
3.3.3	Determinação do ganho estático.....	71
3.4	Modo de condução crítico.....	72
3.5	Característica estática de saída.....	73
3.6	Conclusão.....	74
<i>CAPÍTULO 4.....</i>		<i>76</i>
<i>Dimensionamento do conversor CC-CC elevador trifásico operando no MCC.....</i>		<i>76</i>
4.1	Introdução.....	76
4.2	Ondulação de corrente nos indutores e indutância crítica.....	76
4.2.1	Ondulação da corrente dos indutores de entrada.....	76
4.2.2	Indutância crítica.....	78
4.3	Ondulação de corrente drenada da fonte de entrada.....	78
4.3.1	Região R_2	78
4.3.2	Região R_3	81
4.4	Ondulação da tensão de saída.....	84
4.4.1	Determinação do capacitor de saída para R_2 no MCC.....	84
4.4.2	Determinação do capacitor de saída para R_3 no MCC.....	85
4.5	Esforços nos semicondutores e elementos passivos.....	85
4.5.1	Esforços nos interruptores.....	88
	Esforços nos diodos de saída do grupo superior.....	89
4.5.3	Esforços nos diodos de saída do grupo inferior.....	90
4.5.4	Indutores de entrada.....	91
4.5.5	Capacitor de saída.....	91
4.6	Verificação por simulação.....	92
4.6.1	Especificações dos projetos.....	92
4.6.2	Circuito de simulação do conversor na região R_2	93
4.6.3	Circuito de simulação do conversor na região R_3	93
4.6.4	Formas de onda nos interruptores.....	96
4.6.5	Formas de onda nos diodos do grupo superior.....	96
4.6.6	Formas de onda nos diodos do grupo inferior.....	96
4.6.7	Formas de onda nos indutores de entrada.....	97
	Formas de onda da corrente na fonte.....	98
4.6.8	98	
4.6.9	Formas de onda de corrente no capacitor de saída.....	99
4.6.10	Formas de onda da tensão de saída.....	99
4.7	Limitação do ganho de tensão.....	100
4.8	Conclusão.....	103
<i>CAPÍTULO 5.....</i>		<i>104</i>
<i>Análise do transformador de alta frequência.....</i>		<i>104</i>
5.1	Introdução.....	104
5.2	Análise teórica simplificada.....	104
5.3	Análise do transformador na região R_2.....	105
5.3.1	Circuitos equivalentes para a primeira etapa ($S_1=S_3=1$, $S_2=0$).....	105
5.3.2	Circuitos equivalentes para a segunda etapa ($S_1=1$; $S_2=S_3=0$).....	106
5.3.3	Circuitos equivalentes para a terceira etapa ($S_1=S_2=1$; $S_3=0$).....	107

5.3.4	Circuitos equivalentes para a quarta etapa ($S_1 = S_3 = 0; S_2 = 1$)	108
5.3.5	Circuitos equivalentes para a quinta etapa ($S_1 = 0; S_2 = S_3 = 1$)	109
5.3.6	Circuitos equivalentes para a sexta etapa ($S_1 = S_2 = 0; S_3 = 1$)	109
5.3.7	Formas de onda para região R_2 de operação	110
5.3.8	Esforços de tensão nos enrolamentos do transformador	110
5.4	Análise do transformador na região R_3	113
5.4.1	Circuitos equivalentes para a segunda etapa ($S_2 = 0; S_1 = S_3 = 1$)	114
5.4.2	Circuitos equivalentes para a quarta etapa ($S_3 = 0; S_1 = S_2 = 1$)	114
5.4.3	Circuitos equivalentes para a sexta etapa ($S_1 = 0; S_1 = S_3 = 1$)	115
5.4.4	Formas de onda para região R_3 de operação	116
	Esforços de tensão nos enrolamentos do transformador	117
5.4.5	117	
5.4.6	Quadro de resumo dos esforços no transformador	118
5.5	Verificação por simulação dos esforços no transformador	119
5.5.1	Valores teóricos esperados	119
5.5.2	Simulações para R_2	119
5.5.3	Potência aparente em um enrolamento primário	120
5.5.4	Simulações para R_3	121
5.6	Projeto do transformador	121
5.6.1	Determinação do produto de áreas	122
5.6.2	Tensão magnetizante	122
5.6.3	Excursão do fluxo magnético	124
5.6.4	Área efetiva do núcleo	125
5.6.5	Área da janela	125
5.6.6	Fator de utilização da janela	126
5.7	Conclusão	126
CAPÍTULO 6		127
Modelagem do conversor elevador CC-CC trifásico operando no modo de condução contínuo		127
6.1	Introdução	127
6.2	Circuito equivalente do conversor	127
6.2.1	Estados topológicos	127
6.2.2	Definição das variáveis de estado	129
6.3	Etapas de funcionamento	130
6.3.1	Etapas de armazenagem de energia	130
6.3.2	Etapas de transferência de energia	131
6.4	Modelo instantâneo não-conservativo do conversor	131
6.4.1	Modelo pela média temporal local	132
6.4.2	Modelo linearizado	133
6.4.3	Pontos de equilíbrio	133
6.4.4	Modelagem do sistema de controle	134
6.4.5	Modelo conservativo de pequenos sinais	135
6.4.6	Modelo simplificado	136
6.4.7	Resposta dinâmica da malha de corrente	136
6.5	Estratégia de controle	139
6.5.1	Diagrama de blocos do controle	139
6.6	Características das malhas de controle	141
6.6.1	Malha de corrente	141
6.6.2	Malha de tensão	143

6.7 Conclusão.....	145
<i>CAPÍTULO 7.....</i>	146
<i>Procedimentos de projeto</i>	146
7.1 Diagrama completo do circuito de potência para projeto.....	146
7.2 Especificações Gerais.....	146
7.3 Circuitos auxiliares de proteção	147
7.3.1 Circuito de auxílio à comutação.....	147
7.3.2 Circuito de proteção contra bloqueio dos interruptores.....	148
7.3.3	149
7.3.4 Circuito de proteção contra falta da fonte de alimentação	150
7.4 Projeto físico do transformador.....	150
7.4.1 Relação de transformação	151
7.4.2 Densidade máxima de corrente	151
7.4.3 Máxima excursão do fluxo magnético	151
7.4.4 Fator de ocupação da janela	151
7.4.5 Fator de topologia	152
7.4.6 Escolha do núcleo	152
7.4.7 Montagem dos enrolamentos	152
7.4.8 Número de espiras.....	153
7.4.9 Especificação dos condutores.....	154
7.4.10 Especificações do carretel.....	155
7.4.11 Cálculo das perdas no transformador.....	156
7.4.12 Elevação de temperatura	158
7.5 Ensaios dos transformadores	159
7.5.1 Ensaio de circuito aberto.....	160
7.5.2 Ensaio de curto-circuito	162
7.6 Especificação dos interruptores ativos controláveis	163
7.6.1 Correntes	163
7.6.2 Tensão de bloqueio	163
7.6.3 Cálculo das perdas nos interruptores.....	163
7.7 Diodos do grupo superior	164
7.7.1 Correntes	165
7.7.2 Tensão reversa máxima.....	165
7.8 Diodos do grupo inferior	165
7.8.1 Correntes	165
7.8.2 Tensão reversa máxima.....	166
7.8.3 Cálculo das perdas nos diodos retificadores.....	166
7.9 Capacitor de saída.....	167
7.10 Indutores de entrada.....	167
7.10.1 Valor das indutâncias	168
7.10.2 Esforços de corrente.....	168
7.10.3 Escolha do núcleo de ferrite.....	168
7.11 Cálculo do rendimento	173
7.11.1 Rendimento teórico	173
7.11.2 Rendimento por simulação.....	173
7.12 Circuito de geração dos pulsos de comando	174
7.12.1 Fluxograma de geração dos pulsos de comando	175
7.13 Circuito de comando dos interruptores	176

7.14 Circuito de controle	177
7.14.1 Utilização do ambiente <i>RLTool</i>	177
7.14.2 Malhas de corrente e de tensão do conversor.....	177
7.14.3 Implementação prática dos compensadores	184
7.14.4 Resultados de simulações no Orcad	186
7.15 Conclusão.....	186
<i>CAPÍTULO 8</i>.....	187
<i>Resultados experimentais</i>.....	187
8.1 Introdução	187
8.2 Resultados para o conversor operando em R_2.....	187
8.2.1 Formas de onda nos interruptores	188
8.2.2 Curva de rendimento do conversor	192
8.3 Resultados para o conversor operando em R_3.....	192
8.3.1 Comutação dos interruptores controlados	193
8.4 Resultados experimentais do circuito de controle.....	196
8.4.1 Regulação estática.....	196
8.5 Regulação dinâmica	197
8.6 Montagem do protótipo.....	199
8.7 Conclusão.....	202
<i>Conclusão geral</i>.....	203
<i>Referências</i>.....	205
<i>APÊNDICE 1</i>.....	208
<i>Planilha de projeto do conversor para R_2 e R_3</i>.....	208
<i>APÊNDICE 2</i>.....	214
<i>Projeto dos controladores no programa Matlab</i>.....	214
<i>APÊNDICE 3</i>.....	220
<i>Diagramas Esquemáticos dos circuitos de simulação e da placa de controle no programa Orcad</i>.....	220

INTRODUÇÃO GERAL

A eletrônica de potência moderna como ciência aplicada teve o seu início basicamente com a invenção do primeiro tiristor em meados do século passado. Desde então, a eletrônica industrial, como também é chamada, está melhorando e sendo melhorada pelo avanço no processo de fabricação de novos semicondutores de potência. O desenvolvimento de componentes com maior capacidade de processamento de potência viabiliza a diminuição no tamanho e no peso dos mais variados equipamentos eletroeletrônicos. De certo modo, à corrida espacial pode ser atribuída a cultura do desenvolvimento de equipamentos com maior capacidade de processamento eletrônico de energia com tamanho e volume reduzidos.

O dilema no desenvolvimento de soluções que agreguem elevada densidade de potência com dimensões e pesos reduzidos está em equacionar como produzir, transmitir ou armazenar maiores parcelas de energia em tempos cada vez menores utilizando pouca massa. Se, por um lado, o processamento eletrônico com elevadas frequências proporciona uma natural redução dos componentes armazenadores de energia, por outro, aumenta a quantidade de calor interno gerado durante os ciclos de trabalho dos semicondutores, demonstrando, dessa forma, a existência de um compromisso entre a rapidez de acionamento dos dispositivos semicondutores e a redução dos elementos passivos proporcionada pelo aumento da frequência de comutação.

A eletrônica de potência como um todo tem buscado desenvolver conversores com elevado rendimento. Nesta direção, os conversores CC-CC desempenham papel fundamental. Essencialmente, um conversor CC-CC é um dispositivo pelo qual fontes de energia de natureza contínua, como baterias, painéis fotovoltaicos e células a combustível, tornam-se capazes de fornecer energia adaptada aos requisitos da carga, fazendo-o de forma mais contínua e constante possível. Existem, ainda, na eletrônica de potência, outras topologias distintas de conversores: os conversores CA-CC, os CC-CA e os CA-CA, mais conhecidos como retificadores, inversores e conversores diretos de frequência, respectivamente.

A conversão CC-CC trifásica teve início na década de 1980 e tem como característica o processamento de energia em altas frequências de comutação, acima de 20 kHz. Na sua grande maioria, os conversores apresentam um estágio de isolamento promovido pela adição de um transformador projetado para operação em frequências elevadas.

Este trabalho apresenta uma nova topologia de processamento CC-CC trifásico com isolamento em alta frequência. Outra característica da topologia é a possibilidade de elevação da tensão de entrada que será entregue à carga. Essa característica é pouco trabalhada quando se fala de conversores CC-CC trifásicos isolados. A maioria das proposições já apresentadas está adaptada às aplicações cuja tensão de saída apresenta níveis menores que a tensão de entrada, como as do segmento de centrais de telecomunicações.

O conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência está bem adaptado para aplicações cuja alimentação provenha de, por exemplo, painéis fotovoltaicos, células a combustível ou baterias. Tais fontes de alimentação, com mercado em constante crescimento, apresentam como características comuns os baixos níveis de tensão, entre 12 e 48 volts, e a necessidade de que a corrente fornecida por elas seja consumida de forma mais constante possível, ou seja, com reduzida ondulação. Devido a sua característica de fonte de corrente na entrada, a corrente que a topologia proposta solicita da fonte é naturalmente contínua e, dependendo do valor das indutâncias, a ondulação da corrente que circulará através dos indutores de entrada será inferior a 2% do seu valor nominal.

A utilização do transformador, além do isolamento galvânico, possibilita que a relação entre a tensão de saída e a de entrada, ou ganho de tensão, seja elevada. No entanto, a melhor adaptação entre o conversor proposto e os objetivos de processamento de elevados níveis de potência (acima de 6 kW) está na relação entre a reduzida tensão aplicada nos interruptores de potência e a sua maior capacidade de condução de corrente. Nessas condições, sabe-se que, no caso de interruptores do tipo MOSFET, quanto menor a tensão de bloqueio que estes precisarem suportar, menor será a resistência do canal e, por conseguinte, maior será a sua capacidade de condução de corrente.

Este trabalho está organizado em oito capítulos. No capítulo 1, apresentam-se a revisão bibliográfica dos principais trabalhos desenvolvidos e, ao final, o conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência.

Nos capítulos 2 e 3, estuda-se o funcionamento do conversor proposto para duas regiões diferentes de operação, determinadas pela quantidade de interruptores ativos em condução simultânea.

No capítulo 4, apresenta-se o dimensionamento dos principais componentes do conversor elevador, sendo que se definem os principais fatores de mérito da topologia como ondulação da corrente de entrada, esforços nos semicondutores e dimensionamento dos elementos armazenadores de energia. No capítulo 5, dá-se ênfase ao projeto do

transformador em alta frequência do conversor. Projetam-se três transformadores monofásicos com dois enrolamentos cada, ligados em estrela, para 20 kHz, com núcleos de ferrite. Apresentam-se os ensaios dos transformadores visando a salientar a importância de um projeto bem executado, principalmente em relação à diminuição das suas indutâncias de dispersão.

No capítulo 6, apresenta-se a modelagem por valores médios instantâneos do conversor. O conversor apresenta características, do ponto de vista do controle, muito semelhantes às do conversor elevador CC-CC convencional. No circuito de controle, são implementadas duas malhas de controle: uma da corrente de entrada, que é instantaneamente a soma das correntes através dos três indutores de entrada, e uma da tensão de saída do conversor.

No capítulo 7, mostram-se os procedimentos completos do projeto do conversor em estudo. Adotam-se alguns circuitos de proteção, dimensionados via simulação, para garantir o perfeito e seguro funcionamento do conversor.

Buscando testar a topologia proposta, realizaram-se diversos ensaios do conversor, cujos resultados encontram-se no capítulo 8. Igualmente apresentam-se os resultados para o conversor operando em R_2 com 6,2 kW e em R_3 com 3,4 kW. Desse modo, pôde-se utilizar o mesmo protótipo para testar o conversor fornecendo a mesma tensão de 450 V de saída à carga, para dois valores diferentes de tensão de entrada: 47 volts quando em R_2 e 27 volts quando em R_3 .

No decorrer deste trabalho, revisam-se, de forma qualitativa, as principais topologias de conversores CC-CC trifásicos isolados apresentados nas referências, o que permite observar a impossibilidade de comparação entre o conversor proposto e os demais trabalhos publicados, dadas principalmente, as diferenças naturais entre as topologias. Mostram-se, também, os resultados experimentais para o conversor processando 6,2 kW de potência a 20 kHz de frequência de comutação, apresentando um rendimento de 85% com comutação dissipativa.

CAPÍTULO 1

CONVERSÃO TRIFÁSICA DE ENERGIA SOB CORRENTE CONTÍNUA EM ALTAS FREQUÊNCIAS

1.1 Conversão CC-CC trifásica

A Figura 1.1 representa, de forma generalizada, a arquitetura tradicional da conversão CC-CC trifásica. Os estágios de entrada e de saída podem apresentar características de fonte de tensão ou de fonte de corrente. Em geral, quando a entrada apresenta característica de fonte de tensão, a saída apresenta característica de fonte de corrente. Da mesma maneira, quando a entrada apresenta característica de fonte de corrente, a saída apresenta características de fonte de tensão.

A arquitetura com característica de fonte de tensão na entrada e fonte de corrente na saída representa a maioria dos conversores CC-CC trifásicos apresentados na literatura [1], [2], [3], [4]. Como características comuns, são todos abaixadores de tensão, sendo que o principal segmento que os emprega é o de carregadores de baterias para centrais de telecomunicações.

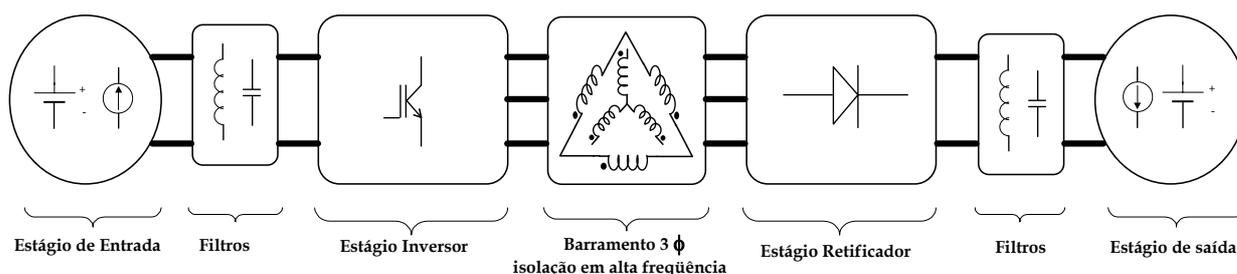


Figura 1.1 – Arquitetura típica da conversão CC-CC trifásica

Buscando atender à crescente demanda por equipamentos eletrônicos capacitados a processar mais energia com peso e volume reduzidos, PRAZAD, ZIOGAS e MANIAS, 1992[1] propõem a primeira estrutura trifásica em corrente contínua. Até então, vinham sendo utilizados conversores CC-CC monofásicos convencionais, modulados por largura de pulso (PWM) quando se desejava frequência de comutação constante, e conversores ressonantes, cuja modulação por variação da frequência de comutação (FM) possibilitava o

controle e a manutenção da tensão de saída regulada.

Inicialmente, as soluções ressonantes empregavam tiristores como interruptores, de modo que as vantagens da simplicidade de implementação e alta densidade de potência processada sucumbiam diante das elevadas perdas nas comutações, das grandes parcelas de reativos circulantes e dos elevados tempos de recuperação dos tiristores. O avanço na tecnologia de interruptores de potência influenciou a concepção de novas topologias de conversores ressonantes [5], possibilitando que estes processassem maiores quantidades de energia em frequências cada vez mais elevadas. Entretanto, embora elevada frequência de comutação fosse conseguida, o fato de se utilizar controle por ajuste de frequência impedia que os elementos passivos fossem projetados de forma compacta.

Tentando aproveitar o melhor das características dos conversores PWM convencionais, cuja comutação era do tipo forçada, as proposições apresentadas nas referências [6], [7] e [2] foram desenvolvidas. Possuíam pequenas etapas ressonantes, durante as quais se realizava a comutação suave dos interruptores. Em geral, topologias desta natureza apresentam as seguintes características:

- isolamento a partir de um transformador projetado para operar em alta frequência;
- frequência de comutação constante, possibilitando a redução global do volume de elementos passivos;
- componentes passivos (indutores e capacitores) de valor e dimensões reduzidos para a realização da comutação suave dos interruptores;
- fluxo de energia unidirecional;
- característica de fonte de tensão na entrada.

Conversores com características iguais às mencionadas norteiam o desenvolvimento da tecnologia de conversão CC-CC trifásica até os dias atuais. Nas seções seguintes, apresentar-se-ão algumas das principais topologias, com suas vantagens e desvantagens já investigadas na literatura.

A proposição de um conversor CC-CC trifásico com característica de elevação do nível da tensão de entrada, com transformador elevador em alta frequência, é inédito na literatura específica. Desse modo, comparações com trabalhos existentes até o momento, principalmente em função das diferenças na natureza da conversão destes e da topologia aqui proposta se tornam impossíveis. Assim, a revisão bibliográfica que segue não pretende

ser quantitativa, mas sim qualitativa. Um estudo comparativo entre algumas topologias de conversores CC-CC trifásicos é apresentado em [2].

1.2 Conversor CC-CC PWM trifásico com comutação dissipativa

Na vanguarda da conversão em corrente contínua trifásica, a topologia proposta em [1] e representada pela Figura 1.2 objetivava a conversão CC-CC de alta potência. Até então, esse tipo de conversão feita por meio dos convencionais conversores monofásicos esbarrava nos elevados esforços de corrente exigidos e na conseqüente redução do rendimento desses conversores. Assim, as principais características da estrutura proposta em [1] são:

- aumento da capacidade de processamento da energia em três vezes, admitindo-se que cada semicondutor da nova topologia esteja submetido aos mesmos esforços que os da topologia monofásica;
- isolamento por transformador de alta frequência;
- redução do volume dos componentes passivos em até seis vezes;
- comutação dissipativa dos interruptores, o que resulta em elevadas perdas por comutação;
- aumento do número de componentes e, conseqüentemente, da complexidade da implementação.

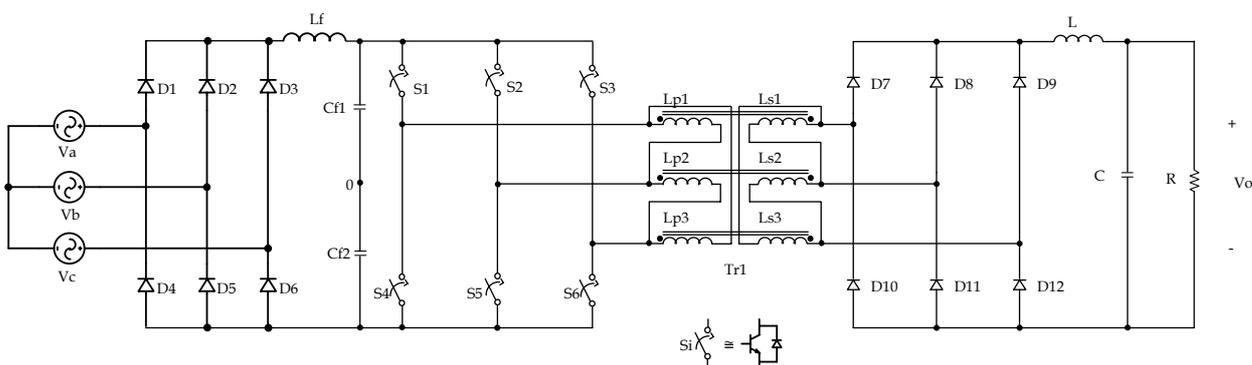


Figura 1.2 – Circuito esquemático do conversor CC-CC trifásico com isolamento em alta frequência [1].

A partir da topologia da Figura 1.2, as proposições seguintes se concentraram, quase que em sua totalidade, na obtenção do aumento do rendimento das estruturas. Nessa busca,

novas proposições de circuitos de auxílio à comutação, topologias com reduzido número de componentes e melhor utilização do núcleo do transformador foram o foco das escassas soluções propostas.

1.3 Conversores CC-CC tipo forward trifásicos

Na busca da redução do número de componentes empregados e da manutenção das características necessárias para aplicações em situações em que elevada densidade de potência e rendimento fossem requeridos, SALAZAR e ZIOGAS [3] propuseram duas topologias de conversores CC-CC trifásicos isolados em alta frequência derivadas do conversor *forward* que são mostradas na Figura 1.3. Ainda na Figura 1.3, se observa que as principais diferenças entre as topologias são a quantidade de semicondutores utilizados e o tipo de ligação do transformador.

Na topologia com seis interruptores, os seis diodos do lado primário de T_{r1} servem para possibilitar a desmagnetização do núcleo durante os intervalos de bloqueio dos interruptores, que são comandados a cada $1/3$ do período de comutação. A conexão do primário do transformador entre os interruptores de cada braço $L_{p1,2,3}$ possibilita que estes sejam comandados simultaneamente sem que ocorra curto-circuito de braço. Na topologia empregando três interruptores, a conexão em ziguezague do transformador proporciona a desmagnetização de um núcleo sempre que um interruptor é comandado a entrar em condução. No trabalho em questão, os autores apontam que comparações entre as duas topologias propostas e outras versões de topologias, monofásicas simples ou conectadas em paralelo, permitem observar as seguintes características:

- as versões trifásicas apresentam redução de até 25% no tamanho do núcleo do transformador;
- o filtro de saída é 31% menor que o de um conversor em ponte completa monofásico;
- os esforços de corrente eficaz nos interruptores são 17% menores;
- a melhor configuração para a topologia de seis interruptores é a utilização de uma ponte completa trifásica a diodos no estágio retificador, o que representa, entre outras características, a eliminação de qualquer componente contínua circulante pelo núcleo do transformador;

- a topologia com três interruptores apresenta o transformador com menor volume; no entanto, estes interruptores ficam sujeitos à tensão reversa equivalente a duas vezes a tensão de entrada.

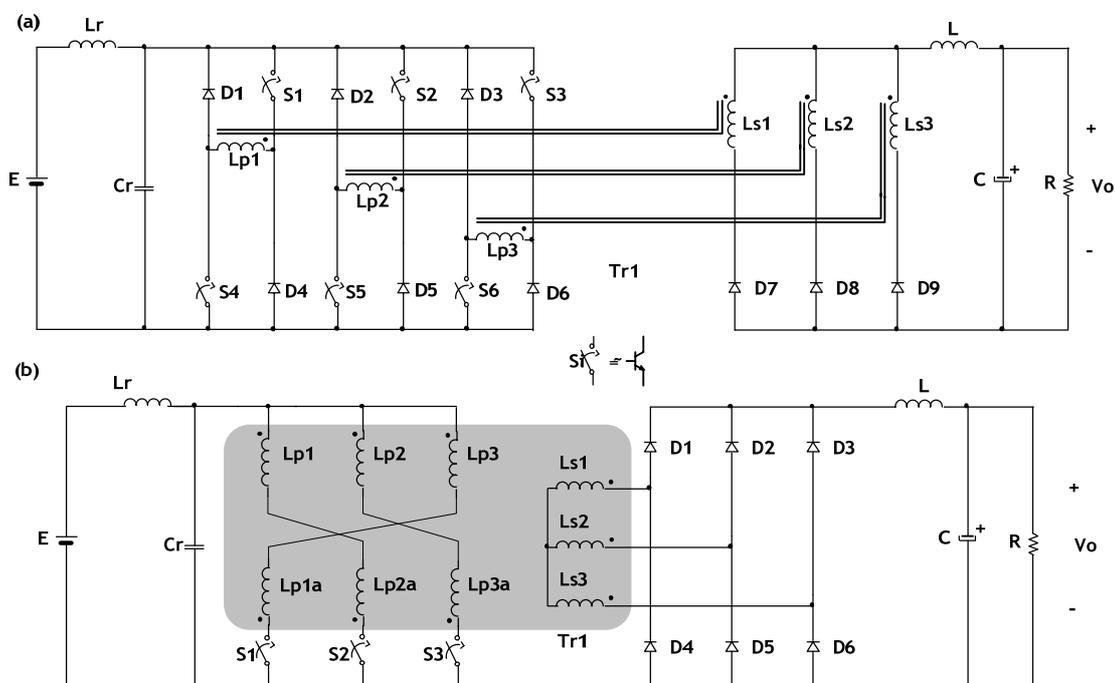


Figura 1.3 – Conversor CC-CC trifásico tipo “forward”: (a) conversor com seis interruptores, (b) com três interruptores

1.4 Conversores CC-CC trifásicos com comutação suave

Buscando aumentar o rendimento das estruturas CC-CC trifásicas, PRAZAD, ZIOGAS e MANIAS [6] propuseram a comutação suave de duas estruturas. Para tal, apresentaram dois conversores ressonantes CC-CC trifásicos e modulados por largura de pulso (Figura 1.4), sendo que:

- ambos apresentam comutação suave nos interruptores para o modo de condução contínuo (vide definição 2.3 na página 39), no modo descontínuo (vide definição 2.4 na página 45), a entrada em condução é naturalmente suave e semelhante a dos conversores convencionais modulados por largura de pulso;
- assim como apresentado em [2], a energia que o transformador deve processar para o fornecimento da potência nominal do conversor é, nas duas topologias ressonantes,

menor do que na topologia com comutação dissipativa;

- embora a comutação dos interruptores da estrutura com barramento ressonante CA seja suave, esta só é garantida para pequenas variações da corrente de carga, o que inviabiliza a solução em aplicações como nos carregadores de baterias de sistemas de telecomunicações onde tal variação é consideravelmente grande;
- a principal desvantagem para a topologia com barramento ressonante CA, mostrada na Figura 1.4.a, é a necessidade da inserção de componentes passivos (C_{r1} , C_{r2} e C_{r3}), para a realização da comutação suave [2]. Na topologia que emprega o barramento ressonante CC, é exigida a colocação de apenas um indutor e um capacitor para a realização da comutação suave;

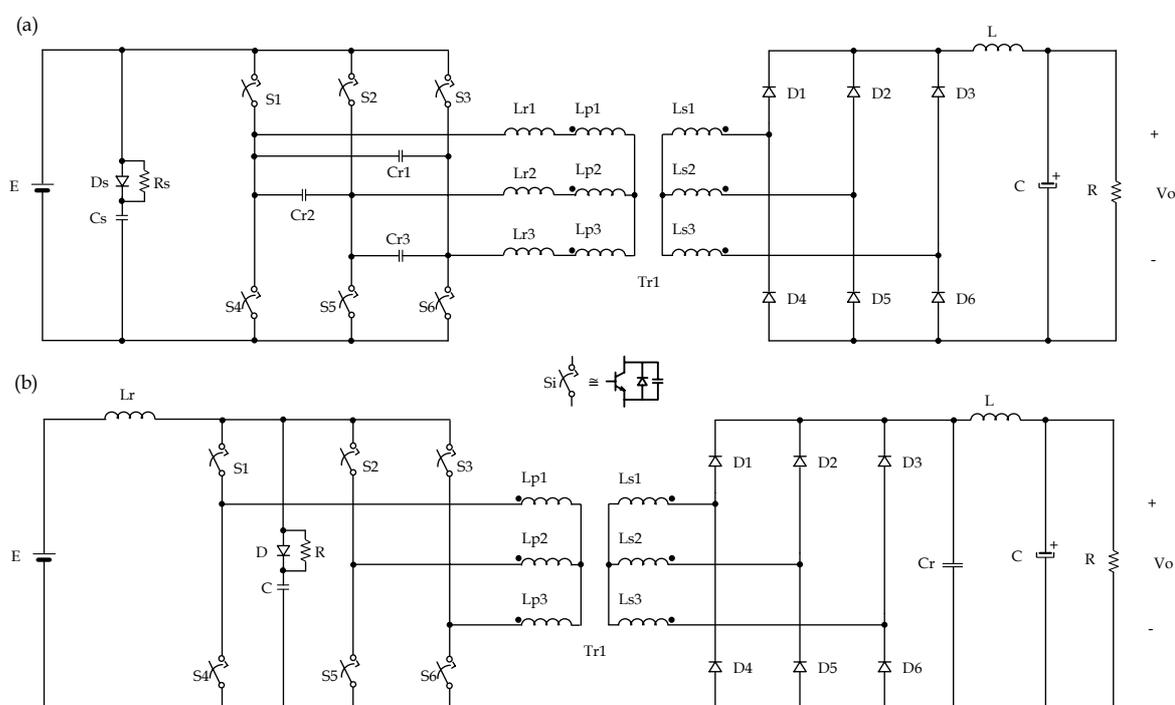


Figura 1.4 – Conversor CC-CC trifásico ressonante: (a) barramento CA, (b) barramento CC

- a topologia com o circuito ressonante no barramento CC, mostrada na Figura 1.4.b, apresenta menos componentes devido à integração dos componentes passivos. Além disso, os esforços de corrente eficaz são menores nos interruptores do estágio inversor, no indutor e no capacitor ressonantes. Esses componentes são dimensionados para uma frequência seis vezes superior à frequência de comutação do conversor, representando uma sensível redução no volume e no peso dos mesmos.

A topologia apresentada em [4] e mostrada na Figura 1.5 propõe, também, a comutação suave dos interruptores do estágio inversor, conseguida com a adição de seis capacitores e três indutores, formando, juntamente com o transformador, um barramento ressonante CA em alta frequência. A modulação é feita com razão cíclica constante e frequência de comutação ajustável. Como resultado, se obtém a comutação suave para uma larga faixa de ajuste de carga, de 10% a 100%, com ajuste na frequência de comutação em torno de 61%.

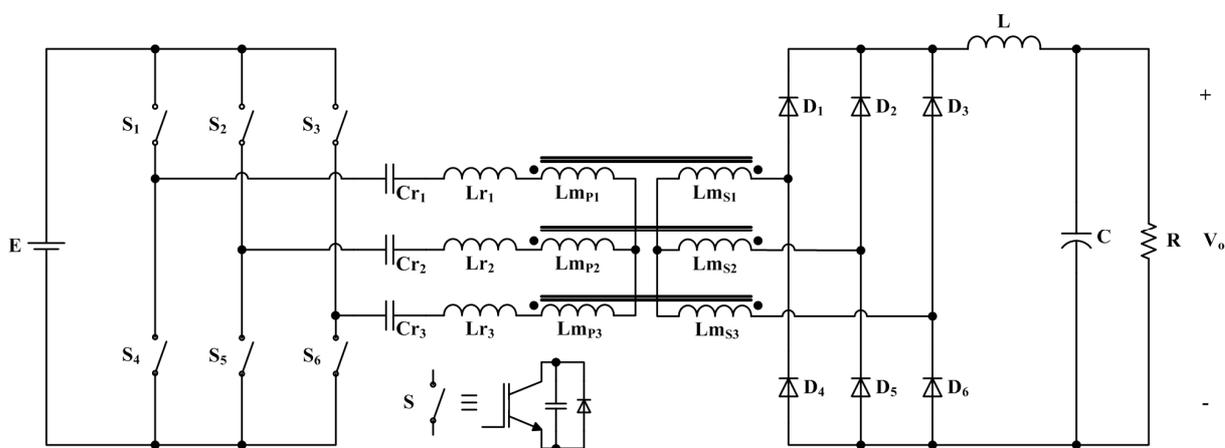


Figura 1.5 – Conversor CC-CC trifásico ressonante com frequência ajustável

1.5 Conversor CC-CC trifásico bidirecional com comutação suave

Em 1991, De DONCKER *et al* [7] propõem a substituição do estágio retificador a diodos, até então largamente empregado, por um estágio retificador controlado, possibilitando a bidirecionalidade do fluxo de energia. Essa topologia está representada na Figura 1.6, na qual se observa uma particularidade com respeito à sua natureza, qual seja, tanto o estágio de entrada quanto o de saída têm características de fonte de tensão. As indutâncias de dispersão do transformador T_{r1} são utilizadas para realizar a transferência de energia; este modo de transferência de energia agrega à topologia facilidades para o paralelismo de outras unidades. O conversor funciona com comutação suave em todos os interruptores, além de poder elevar ou reduzir os níveis de tensão. Uma desvantagem é o grande número de interruptores controlados e que requererão circuitos de comando e controle mais apurados.

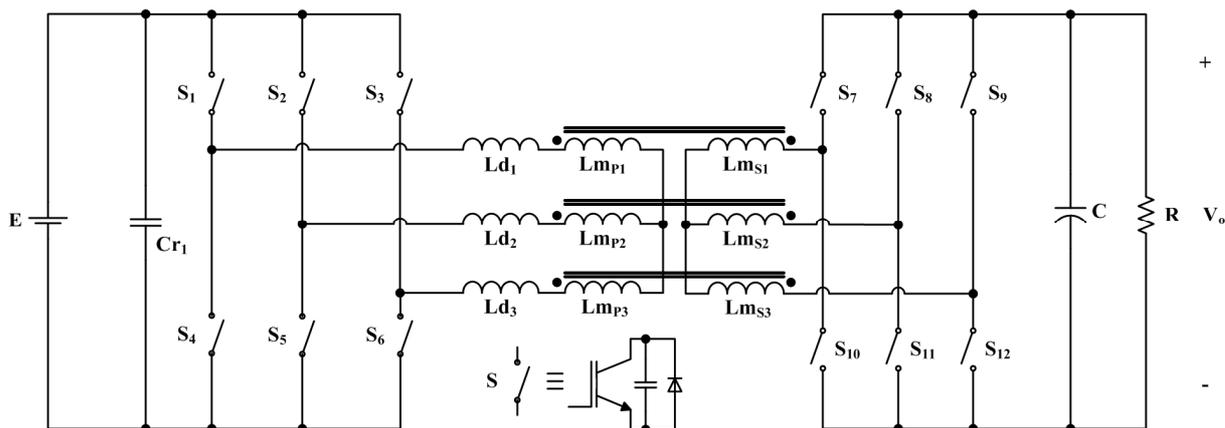


Figura 1.6 – Conversor CC-CC trifásico bidirecional [7]

1.6 Conversores CC-CC trifásicos com comutação suave e comando assimétrico

Em [2], encontra-se uma revisão completa das diversas topologias de conversores CC-CC trifásicos, enfocando a evolução destes, baseada principalmente na busca de técnicas que possibilitassem a comutação suave dos interruptores. Nesta linha, OLIVEIRA Jr. e BARBI, 2002 [2] propuseram o conversor CC-CC trifásico com comando assimétrico e comutação suave representado na Figura 1.7.

O comando assimétrico dos interruptores permite que o conversor opere com frequência de comutação menor sem que o volume e o peso dos elementos passivos aumentem. Por meio dessa estratégia, a comutação suave em todos os interruptores é conseguida para uma grande variação de carga.

O rendimento da estrutura foi aumentado adicionando elementos ressonantes de pequenos valores para propiciar a comutação suave. A combinação entre o comando complementar e o esquema de defasagem de 120° entre os interruptores inferiores resulta em três modos de operação: impedância característica mínima, impedância característica máxima e impedância característica variável. Esses modos de operação são definidos basicamente pelo tipo de associação entre as indutâncias de dispersão $L_{d1,2,3}$ [2].

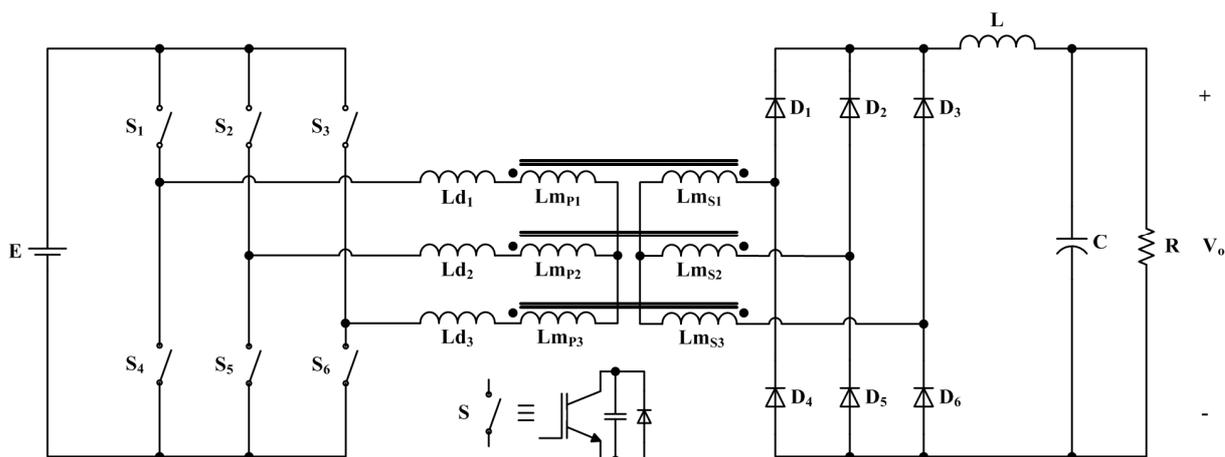


Figura 1.7 – Conversor CC-CC trifásico com comando assimétrico e comutação suave

1.7 Novo conversor CC-CC elevador de tensão trifásico com isolamento em alta frequência

Nesta seção, apresentam-se as características fundamentais do conversor CC-CC elevador de tensão trifásico com isolamento em alta frequência.

1.7.1 Apresentação

Este trabalho objetiva apresentar uma nova alternativa para o aumento da capacidade de processamento de energia a partir de uma fonte em corrente contínua.

O novo conversor CC-CC elevador de tensão trifásico com isolamento em alta frequência, representado pela Figura 1.8 e cujo nicho de aplicação está voltado, inicialmente, para aplicações cuja fonte de alimentação apresente baixos níveis de tensão, possibilita que o nível da tensão de entrada dessa fonte seja elevado e adaptado para, por exemplo, aplicações contendo um estágio inversor na saída.

1.7.2 Estrutura proposta e principais características

Compõem a topologia três indutores de entrada, três interruptores unidirecionais em corrente e em tensão e um transformador trifásico operando em alta frequência. No estágio de saída, há um retificador trifásico em ponte completa a diodos com filtro

capacitivo. Os indutores $L_{1,2,3}$, em conexão com a fonte de tensão E , conferem à entrada da estrutura a característica de fonte de corrente¹. O comando seqüencial, a cada $1/3$ do período de comutação dos interruptores $S_1, 2, 3$, define três regiões de operação do conversor que são detalhadas nos capítulos seguintes. O barramento CA-CA, por sua vez, contém o transformador Tr_1 projetado para operar em alta frequência. O estágio retificador é composto pelos diodos $D_{1,2,3,4,5,6}$; o estágio de saída, pelo capacitor C e pelo resistor de carga R que conferem à topologia a característica de fonte de tensão na saída.

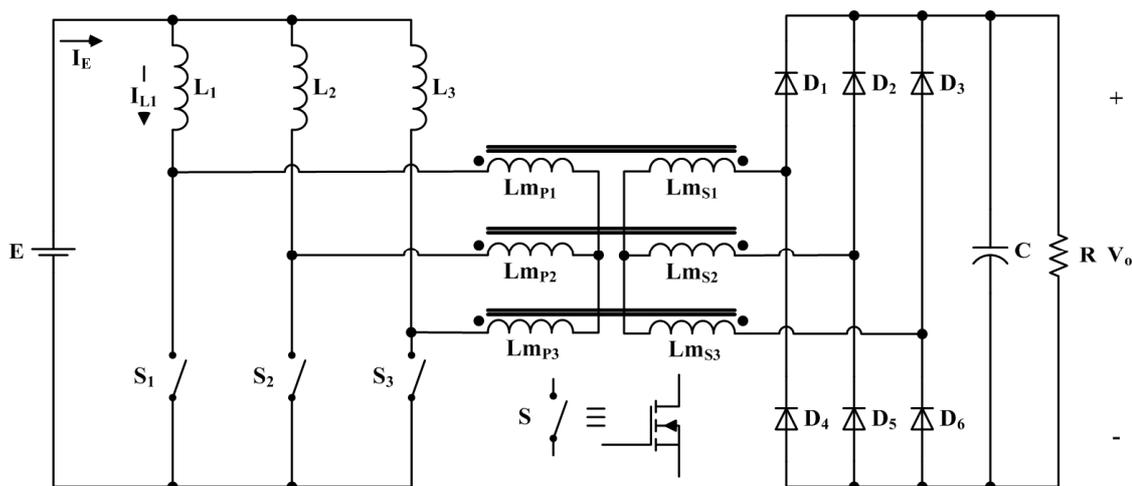


Figura 1.8 – Diagrama do novo conversor CC-CC elevador de tensão trifásico com isolamento em alta frequência

O grande aumento de instalações com fonte de alimentação em corrente contínua, constituídas a partir de painéis fotovoltaicos, células a combustível ou bancos de baterias, cujos níveis de tensão variam entre 12 e 48 volts, torna o emprego da topologia em estudo bastante atrativo.

Do ponto de vista do estágio de saída, o conversor proposto pode ser utilizado em todas as aplicações que requeiram elevada tensão de alimentação, tipicamente entre 400 e 1000 volts regulados e com baixas ondulações, bem como naquelas aplicações em que o isolamento entre a fonte e a carga realizado por meio do transformador para alta frequência seja exigido. A frequência da ondulação de tensão sobre o capacitor de filtro de saída é três vezes superior a de comutação dos interruptores. Desse modo, o valor da capacitância de

¹ Os indutores de entrada garantem baixa ondulação e evitam grandes derivadas da corrente drenada da fonte E .

saída será três vezes menor do que a da topologia convencional do conversor elevador, se ambos processarem a mesma potência de saída. O conversor apresenta somente três interruptores controlados e na mesma referência da fonte auxiliar do circuito de comando, de tal modo que o comando dos interruptores fica facilitado, não requerendo circuitos complexos para o acionamento dos mesmos.

A característica de fonte de corrente na entrada do conversor possibilita a sua operação em condução descontínua das correntes que circulam através dos indutores de entrada, reduzindo, assim, as perdas na comutação dos interruptores. Já a corrente drenada da fonte de entrada estará sempre em modo contínuo. A utilização do transformador, além do isolamento galvânico, possibilita que a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada seja elevada. A característica que melhor representa a adaptação do conversor proposto ao processamento elevado de potência em topologias elevadoras de tensão é a diminuição da tensão de bloqueio dos interruptores obtida em função da relação de transformação. Certos interruptores com menor tensão de bloqueio apresentam maior capacidade de condução de corrente. Sabe-se que, no caso dos interruptores tipo MOSFET, quanto menor a tensão de bloqueio que estes precisem suportar, menor será a resistência do canal ($R_{DS(on)}$) e, por conseguinte, maior será a sua capacidade de condução de corrente e processamento de potência.

Nos capítulos 2 e 3, apresentam-se as principais características da estrutura proposta, com destaque às regiões e modos de operação adequados para o conversor, etapas de funcionamento, característica de saída, análise quantitativa do conversor, modelagem do conversor e procedimentos de projeto dos transformadores e dos demais componentes de potência.

Ao final, apresentam-se os resultados experimentais para a comprovação do princípio de funcionamento e do equacionamento propostos. Nas referências [8], [9], [10] e [11], são encontrados artigos publicados do conversor proposto.

1.8 Conclusão

Algumas topologias de conversores apresentadas na literatura abordando a conversão trifásica de energia em corrente contínua objetivavam o aumento do rendimento dos conversores por meio de novas técnicas de comutação dos interruptores. Outras, por sua vez, tinham o mesmo objetivo, porém os meios para o aumento do rendimento, bem como da confiabilidade, eram conseguidos à custa da diminuição do número de componentes dos conversores. Essas topologias apresentam uma característica natural de abaixadoras do nível da tensão de entrada e têm seu grande nicho de aplicação os sistemas de energia de centrais de telecomunicações.

Do conversor proposto enfatizou-se a sua característica natural de elevador de tensão, qualificando sua aplicação, principalmente em sistemas alimentados a partir de bancos de baterias, painéis fotovoltaicos e células a combustível. Estruturas dessa natureza e em potências mais elevadas apresentam certas vantagens, sobretudo no que diz respeito à frequência da ondulação de tensão no capacitor de filtro da saída que é três vezes superior a de comutação dos interruptores, garantindo a redução do tamanho deste componente. De modo igual, a ondulação da corrente drenada da fonte de alimentação será pequena quando o conversor operar no modo de condução contínuo.

O conversor proposto apresenta somente três interruptores controlados e todos sob a mesma referência quanto a fonte auxiliar do circuito de comando. Tais características levam à utilização de circuitos de controle e comando mais simples. Esses mesmos interruptores estarão sujeitos a níveis de tensão de bloqueio menores do que os da tensão de saída do conversor e, desse modo, poderão conduzir maiores níveis de corrente.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC ELEVADOR TRIFÁSICO OPERANDO NA REGIÃO R_2

2.1 Introdução

O completo funcionamento do conversor em estudo baseia-se na definição de três modos de condução, quais sejam: modo de condução contínuo, descontínuo e crítico da corrente elétrica que circula através dos indutores de entrada. A definição do ganho estático para cada um dos modos de operação é fundamental para a definição da característica estática de saída da estrutura. Neste capítulo, descrevem-se as etapas de funcionamento do conversor nos modos de condução contínuo e descontínuo para o conversor trabalhando com razão cíclica inferior a $2/3$. No texto, tratar-se-á essa condição como região de operação R_2 ou, resumidamente, R_2 , a qual se caracteriza por apresentar até dois interruptores em condução simultânea. Ao final do capítulo, apresenta-se a característica estática de saída do conversor operando na região R_2 para todos os modos de operação.

2.2 Conversor CC-CC elevador trifásico não-isolado

Para maior facilidade de descrição das etapas de funcionamento do conversor, optou-se por estudar a estrutura na sua versão não-isolada mostrada na Figura 2.1. Empregue-se a modulação por largura de pulso variável e frequência constante (PWM) para o comando dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 .

2.2.1 Regiões de operação

Apresentam-se três formas distintas ou regiões de comando dos interruptores, que diferem entre si quanto ao tempo e à quantidade de interruptores em condução simultânea, descritas na Tabela 2.1.

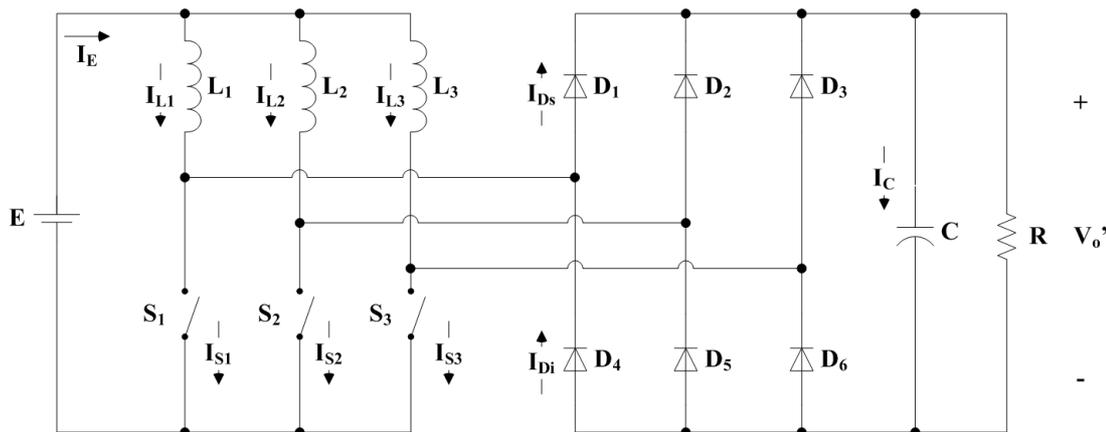


Figura 2.1 - Circuito equivalente do conversor CC-CC trifásico não-isolado

Tabela 2.1 - Regiões para operação do conversor

Regiões	Razão Cíclica	Simultaneidade
R ₁	$D \leq 1/3$	Não ocorre
R ₂	$1/3 \leq D \leq 2/3$	Até 2 interruptores
R ₃	$D \geq 2/3$	Até 3 interruptores

Devido à característica de fonte de corrente da entrada, na região 1, ocorrerão instantes em que nenhum interruptor estará em condução, o que a torna uma região proibida para comando e funcionamento do conversor.

Sempre será necessário, pelo menos, um interruptor em condução. A operação, nessa região, representaria a possibilidade de interrupção do caminho da corrente para desmagnetização da energia armazenada nos indutores do conversor. Tal situação faria surgir nos terminais dos indutores uma sobretensão destrutiva para os componentes do conversor.

2.2.2 Definição da razão cíclica

Antes da definição das etapas de funcionamento do conversor, faz-se necessária a definição da relação entre o intervalo de tempo em que os interruptores permanecem em condução e o período de comutação destes. A Figura 2.2 e a equação 2.1 definem a razão cíclica de comando do conversor, nas quais:

$$D = \frac{t_{on}}{T_S} \tag{2.1}$$

- t_{on} = tempo em que S₁ ou S₂ ou S₃ estão em condução
- T_s = período de comutação dos interruptores

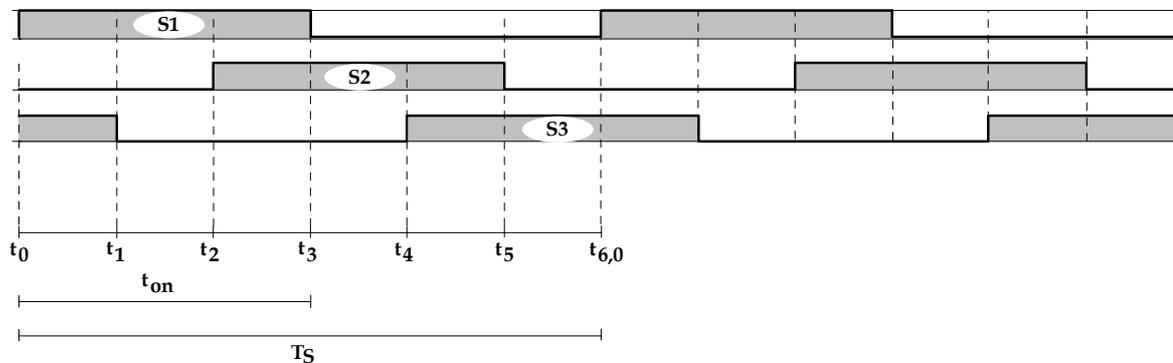


Figura 2.2 – Sinais de comando dos interruptores do conversor na região R₂

2.2.3 Etapas de funcionamento

Adotam-se as seguintes simplificações para a descrição das etapas de funcionamento do conversor, tanto na região R₂ quanto na região R₃:

- o transformador Tr_1 é retirado e o estágio de saída é referido para o primário do transformador com relação de transformação unitária. O circuito simplificado para a análise das etapas de funcionamento é o da Figura 2.1;
- todos os componentes são considerados ideais;
- a tensão de saída refletida no primário do transformador é definida pela equação 2.2, na qual:
- N_p é o número de espiras do primário;
- N_s é o número de espiras do secundário;
- V_o' é a tensão de saída refletida no primário do transformador;
- n é a relação de transformação do transformador Tr_1 e igual a N_s/N_p .

$$V_o' = \frac{N_p}{N_s} \cdot V_o = \frac{V_o}{n} \quad 2.2$$

2.3 Modo de condução contínuo

Define-se o modo de condução contínuo (MCC) o conversor operando em regime permanente, no qual o mínimo valor da corrente circulando através dos indutores de entrada é maior que zero. Nesta seção, apresentam-se a descrição das etapas de funcionamento, o ganho estático e as principais formas de onda.

2.3.1 Etapas de funcionamento para o conversor operando na região R_2 e no MCC

Os sinais de comando são gerados a partir da ordem de comando representada pela Figura 2.3. Nas descrições a seguir optou-se por trabalhar com $D=0,5$; caso seja utilizado outro valor de razão cíclica entre $1/3$ e $2/3$, acontecerão algumas alterações no formato das curvas.

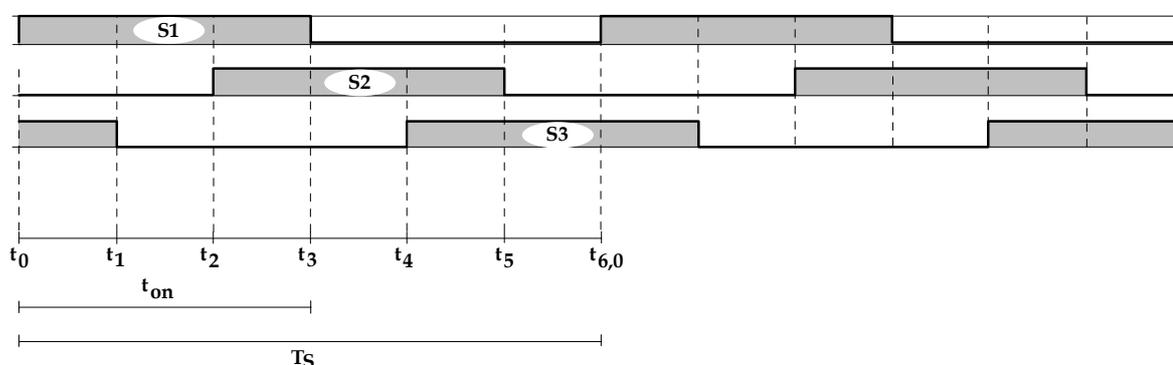


Figura 2.3 – Sinais de comando dos interruptores do conversor na região R_2 e no MCC

a) Primeira etapa de funcionamento ($t_0 \rightarrow t_1$)

Em t_0 a energia proveniente de E , armazenada em L_2 , está sendo transferida para a carga através dos diodos D_2 , D_4 e D_6 . Os indutores L_1 e L_3 armazenam energia da fonte E ; as correntes $iD_4(t)$ e $iD_6(t)$ são acrescentadas às correntes $iL_1(t)$ e $iL_3(t)$, respectivamente, para comporem $iS_1(t)$ e $iS_3(t)$. Essa etapa é finalizada em t_1 com o bloqueio do interruptor S_3 . A Figura 2.4 representa o circuito equivalente para essa etapa.

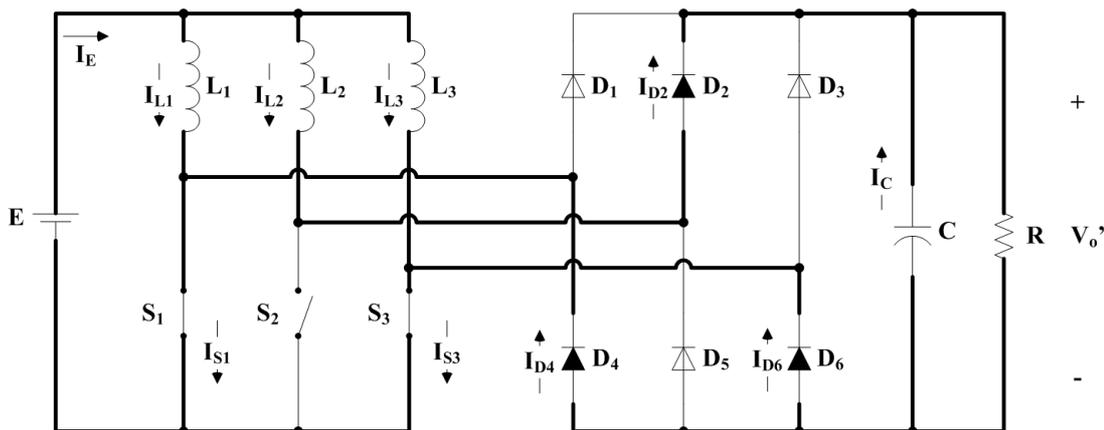


Figura 2.4 - Circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento

b) Segunda etapa de funcionamento ($t_1 \rightarrow t_2$)

Esta etapa inicia no instante t_1 com o bloqueio de S_3 ; a energia armazenada em L_2 e em L_3 é transferida para a carga através dos diodos D_2 , D_3 e D_4 . Durante essa etapa, somente um interruptor é mantido em condução, e as correntes $i_{D_2}(t)$ e $i_{D_3}(t)$ são acrescentadas à corrente $i_{L_1}(t)$ para comporem a corrente $i_{S_1}(t)$. A Figura 2.5 representa essa etapa que é finalizada em t_2 com a entrada em condução do interruptor S_2 .

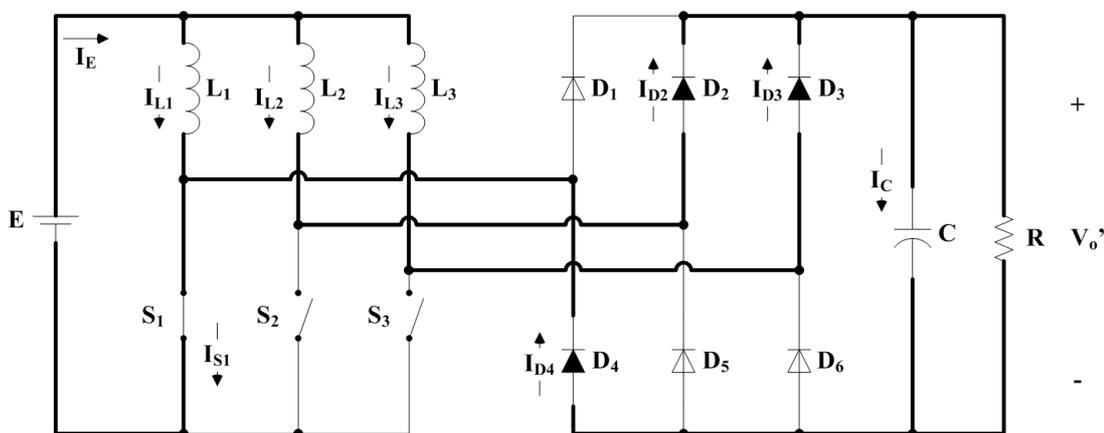


Figura 2.5 - Circuito equivalente para a segunda etapa de funcionamento

c) Terceira etapa de funcionamento ($t_2 \rightarrow t_3$)

Em t_2 , o interruptor S_2 é comandado a entrar em condução, dando início à etapa de armazenagem de parte da energia da fonte de alimentação no indutor L_2 ; os diodos D_3 , D_4 e

D_5 mantém a transferência da energia armazenada no indutor L_3 para a carga. As correntes $iD_4(t)$ e $iD_5(t)$ são acrescentadas às correntes $iS_1(t)$ e $iS_2(t)$, respectivamente. Essa etapa termina no instante t_3 com o bloqueio do interruptor S_1 e está representada na Figura 2.6.

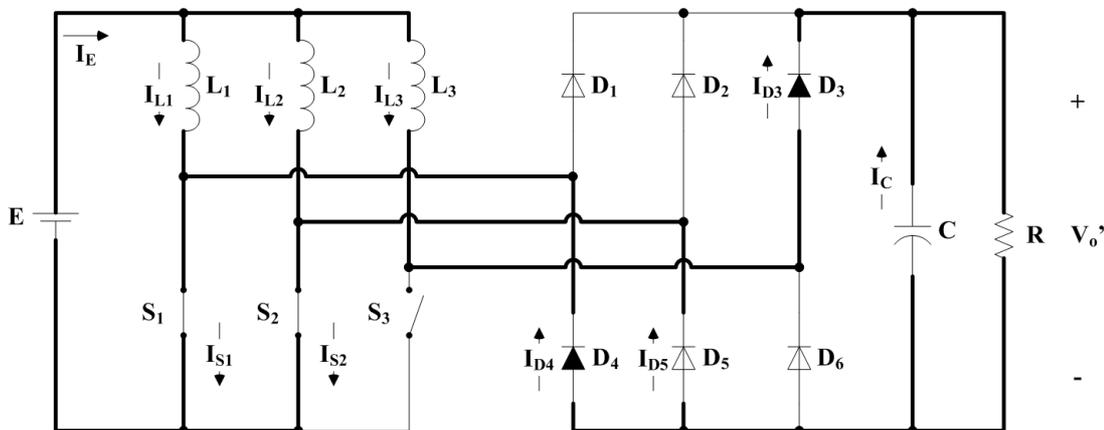


Figura 2.6 - Circuito equivalente para a terceira etapa de funcionamento

d) Quarta etapa de funcionamento ($t_3 \rightarrow t_4$)

Em t_3 , a energia armazenada no indutor L_1 passa a ser transferida para a carga através dos diodos D_1 e D_5 ; L_3 continua se desmagnetizando através de D_3 e D_5 , e a corrente $iD_5(t)$ é acrescentada à corrente $iS_2(t)$. Essa etapa está representada na Figura 2.7, sendo finalizada em t_4 com a entrada em condução de S_3 .

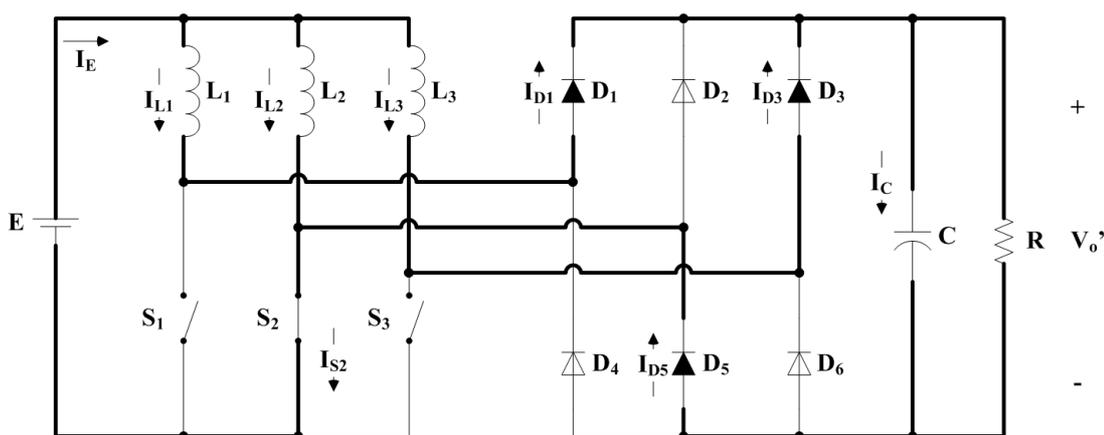


Figura 2.7 - Circuito equivalente para a quarta etapa de funcionamento

e) Quinta etapa de funcionamento ($t_4 \rightarrow t_5$)

No instante t_4 , S_3 é comandado a conduzir, reiniciando a etapa de armazenagem de parte da energia da fonte E no indutor L_3 . Durante essa etapa, os interruptores S_2 e S_3 conduzem simultaneamente, enquanto L_1 se desmagnetiza transferindo energia para a carga através de D_1 , D_5 e D_6 . As correntes $i_{D_5}(t)$ e $i_{D_6}(t)$ são acrescentadas às correntes $i_{S_2}(t)$ e $i_{S_3}(t)$, respectivamente (Figura 2.8). Essa etapa é finalizada no instante t_5 com o bloqueio do interruptor S_2 .

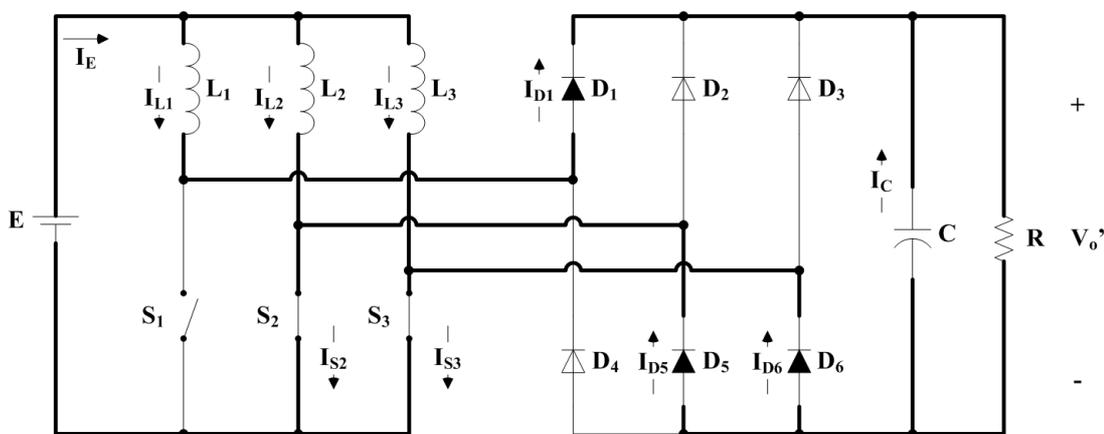


Figura 2.8 - Circuito equivalente para a quinta etapa de funcionamento

f) Sexta etapa de funcionamento ($t_5 \rightarrow t_0$)

Durante essa etapa, somente o interruptor S_3 está em condução; tanto L_1 como L_2 transferem a energia armazenada a partir da fonte E para a carga através de D_1 , D_2 e D_6 , e a corrente $i_{D_6}(t)$ é acrescentada à corrente $i_{S_3}(t)$. Essa etapa termina com a entrada em condução de S_1 em t_0 , dando início a outro período de comutação, com a repetição das etapas anteriormente descritas (Figura 2.9).

g) Principais formas de onda

Após a definição das etapas de funcionamento do conversor para a região R_2 e modo de condução contínuo, na Figura 2.10, apresentam-se as principais formas de onda idealizadas do conversor.

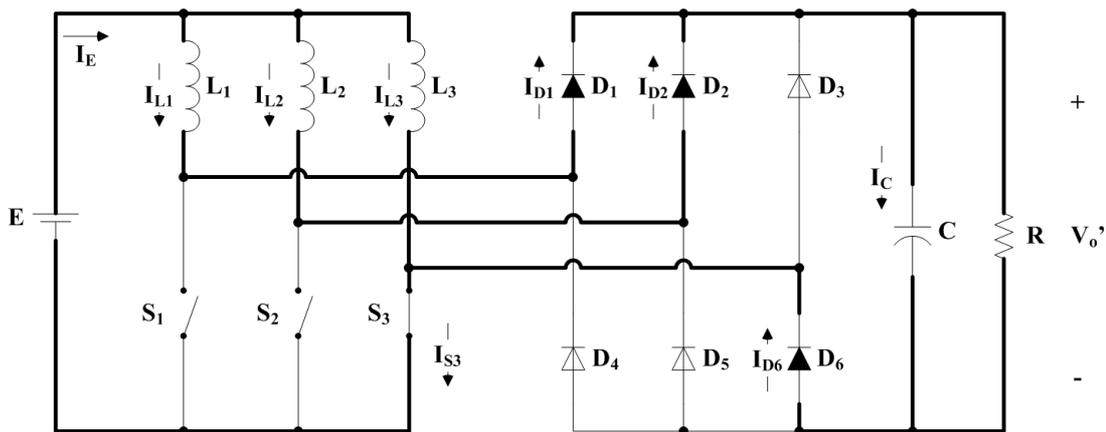


Figura 2.9 - Circuito equivalente para a sexta etapa de funcionamento

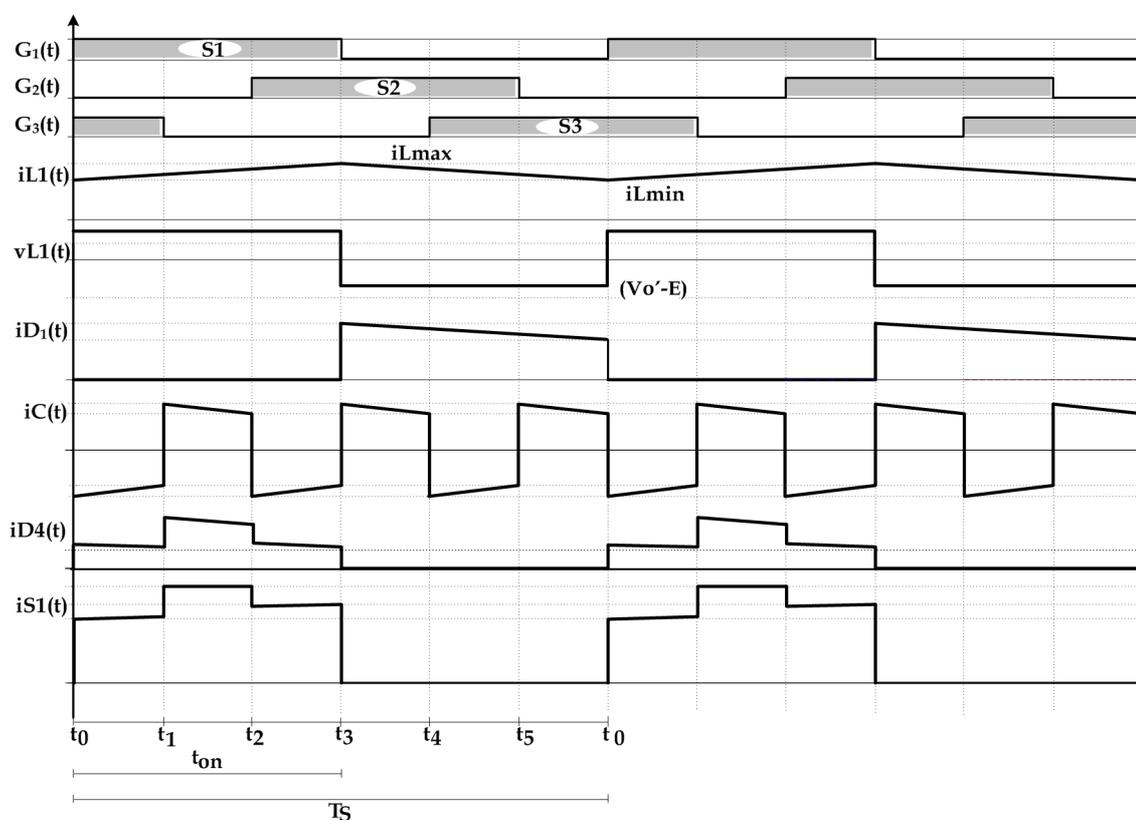


Figura 2.10 - Formas de onda idealizadas para o conversor operando na região 2 no MCC com $D=0,5$ e $n=1$

2.3.2 Duração das etapas

Por meio da equação 2.3, ficam definidos os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento do conversor em MCC na região R₂.

$$\begin{aligned}\Delta_{t1} &= t_1 - t_0; & \Delta_{t2} &= t_2 - t_1; & \Delta_{t3} &= t_3 - t_2 \\ \Delta_{t4} &= t_4 - t_3 & \Delta_{t5} &= t_5 - t_4; & \Delta_{t6} &= t_{6,0} - t_5\end{aligned}\quad 2.3$$

Devido à simetria existente entre os comandos dos interruptores S₁, S₂ e S₃, as relações descritas na equação 2.4 podem ser estabelecidas. Ressalta-se que as equações 2.5 e 2.6 são pré-requisitos para a obtenção da equação 2.4.

$$\begin{aligned}\Delta_{t1} = \Delta_{t3} = \Delta_{t5} &= D \cdot T_S - \frac{T_S}{3} = \frac{2q - 3n}{3q \cdot f_S} \quad (\text{Descarga do capacitor de filtragem}) \\ \Delta_{t2} = \Delta_{t4} = \Delta_{t6} &= \frac{T_S}{3} - \Delta_{t1} = \frac{3n - q}{3q \cdot f_S} \quad (\text{Carga do capacitor de filtragem})\end{aligned}\quad 2.4$$

- f_s é a frequência de comutação dos interruptores S₁, S₂ e S₃.

2.3.3 Determinação do ganho estático

O ganho estático, ou função de transferência estática do conversor, estabelece a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, definida pela equação 2.5.

$$q = \frac{V_o}{E} \quad 2.5$$

No MCC, toda a energia armazenada nos indutores durante a condução dos interruptores é transferida para a carga durante a condução dos diodos retificadores de saída. Em [12] é empregada uma metodologia definida como balanço volt-segundos, segundo o qual a área da tensão aplicada sobre o indutor durante o tempo em que os interruptores estão em condução é igual à área da tensão aplicada sobre o mesmo indutor durante o intervalo de tempo em que os interruptores estão bloqueados. Em outras palavras, a energia armazenada no indutor durante o tempo de condução dos interruptores deve ser igual à energia transferida durante o tempo em que os interruptores estão bloqueados. Matematicamente, esta definição é estabelecida pela equação 2.6.

$$\begin{aligned}\Delta\Phi_A &= \Delta\Phi_T \\ E \cdot D \cdot T_S &= \left(\frac{V_o}{n} - E\right) \cdot (1 - D)T_S \\ \frac{V_o}{E} &= \frac{n}{1 - D}\end{aligned}\quad 2.6$$

Substituindo a equação 2.5 na equação 2.6, obtém-se a equação 2.7 que é a expressão

do ganho estático para o modo de condução contínuo. Verifica-se que é a mesma encontrada para as topologias convencionais de conversores elevadores de tensão, multiplicada pela relação de transformação do transformador, representada graficamente na Figura 2.11. Observa-se que, nos limites de operação da região R₂, o ganho estático, considerando n=1, variará entre 1,5 e 3.

$$q_{MCC} = \frac{n}{1 - D} \tag{2.7}$$

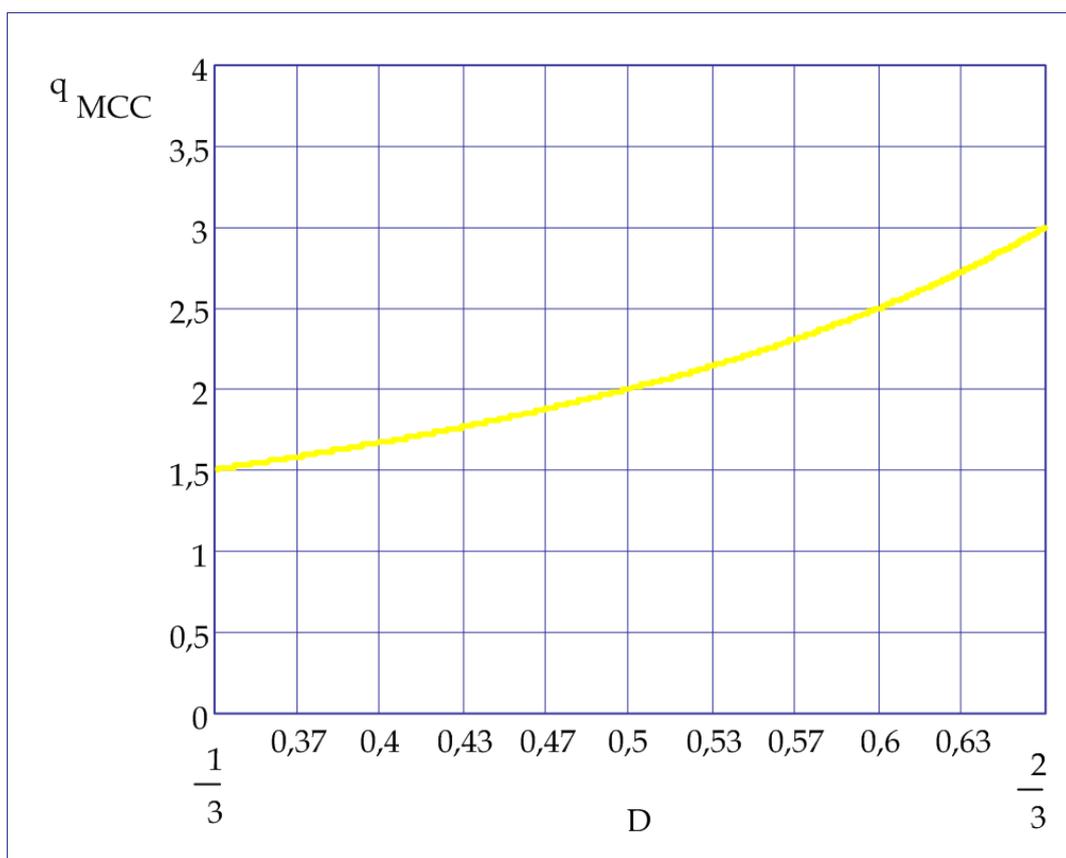


Figura 2.11 – Ganho estático para conversor operando na região R₂ e no MCC com n=1

2.4 Modo de condução descontínuo

No modo de condução descontínuo (MCD), a cada período de comutação dos interruptores, ocorrem intervalos de tempo em que a corrente elétrica que circula através dos indutores de entrada permanece em nível zero, possibilitando que somente um braço do conversor armazene energia da fonte de entrada.

2.4.1 Etapas de funcionamento para o conversor operando em MCD na região R2

No MCD, ocorrerão nove etapas diferentes de operação do conversor proposto. Essas etapas são definidas de acordo com a Figura 2.12 que representa o comando dos interruptores S₁, S₂ e S₃.

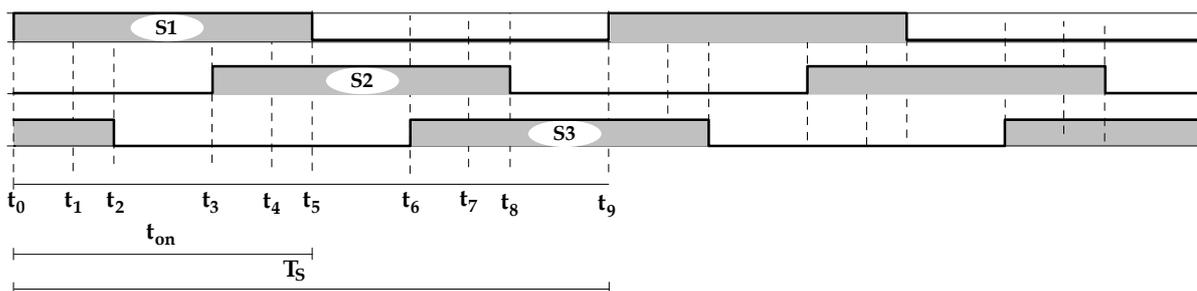


Figura 2.12 – Sinais de comando dos interruptores do conversor para operando na região R₂ e no MCD

a) Primeira etapa de funcionamento (t₀→t₁)

Em t₀, a energia proveniente de E armazenada em L₂ está sendo transferida para a carga através dos diodos D₂, D₄ e D₆. As correntes i_{D4}(t) e i_{D6}(t) são acrescidas às correntes i_{L1}(t) e i_{L3}(t) para comporem i_{S1}(t) e i_{S3}(t), respectivamente. Essa etapa é finalizada em t₁, quando a corrente i_{L2}(t) se anula (Figura 2.13).

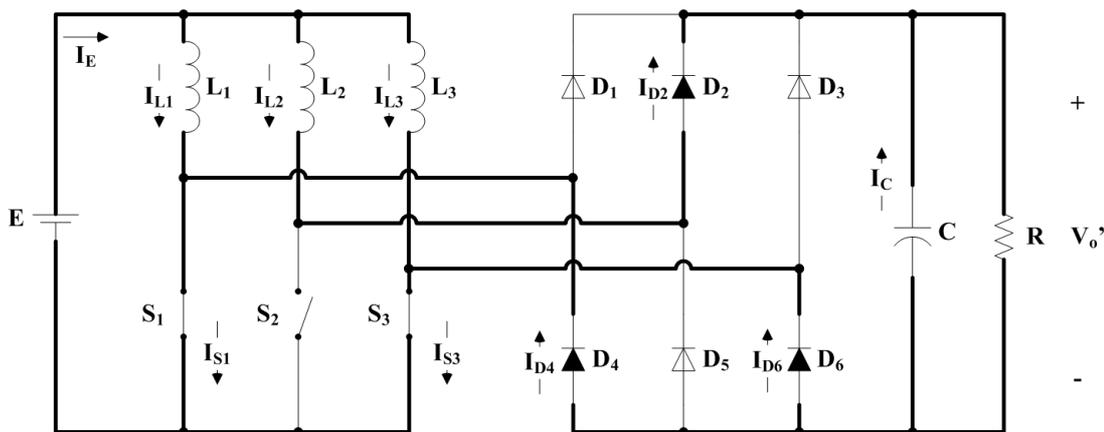


Figura 2.13 – Circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento

b) Segunda etapa de funcionamento ($t_1 \rightarrow t_2$)

Durante essa etapa, L_1 e L_3 continuam armazenando energia enquanto o capacitor de saída alimenta a carga. Essa etapa é finalizada em t_2 , quando S_3 é bloqueado (Figura 2.14).

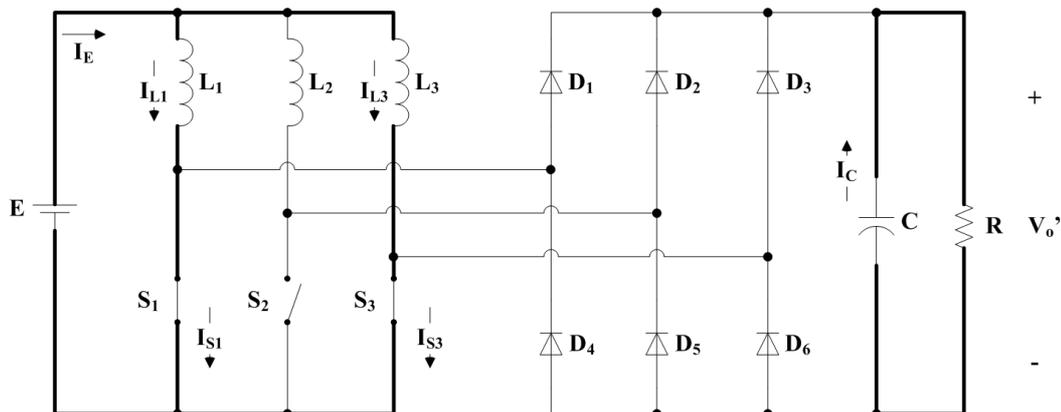


Figura 2.14 – Circuito equivalente para a segunda etapa de funcionamento

c) Terceira etapa de funcionamento ($t_2 \rightarrow t_3$)

No instante t_2 com o bloqueio de S_3 , a energia armazenada em L_3 é transferida para a carga através dos diodos D_3 e D_4 . Durante essa etapa, somente um interruptor é mantido em condução. A corrente $i_{D4}(t)$ é acrescida à corrente $i_{L1}(t)$ para comporem a corrente $i_{S1}(t)$. Essa etapa é finalizada em t_3 , com a entrada em condução do interruptor S_2 (Figura 2.15).

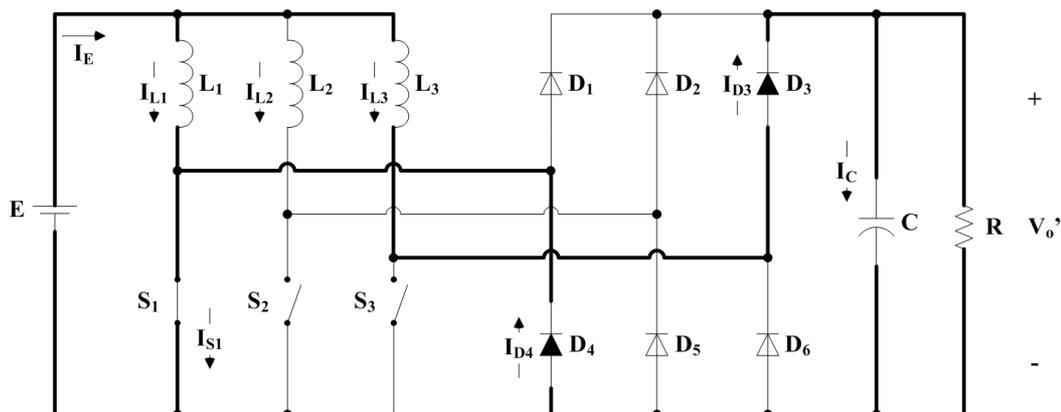


Figura 2.15 – Circuito equivalente para a terceira etapa de funcionamento

d) Quarta etapa de funcionamento ($t_3 \rightarrow t_4$)

Em t_3 , S_2 é habilitado à condução, possibilitando que L_2 , a exemplo de L_1 , armazene energia. L_3 continua se desmagnetizando, agora, através da circulação de corrente por D_3 , D_4 e D_5 . A corrente $i_{D_3}(t)$ é dividida entre $i_{D_4}(t)$ e $i_{D_5}(t)$ que são acrescentadas às correntes $i_{L_1}(t)$ e $i_{L_2}(t)$ para comporem as correntes $i_{S_1}(t)$ e $i_{S_2}(t)$, respectivamente. Essa etapa está representada na Figura 2.16 e é finalizada em t_4 , com a extinção da corrente $i_{L_3}(t)$.

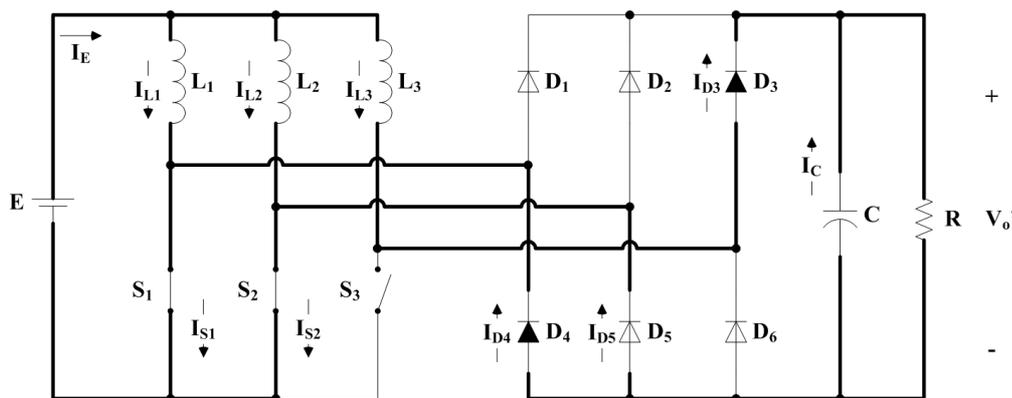


Figura 2.16 - Circuito equivalente para a quarta etapa de funcionamento

e) Quinta etapa de funcionamento ($t_4 \rightarrow t_5$)

No instante t_4 , toda a energia armazenada em L_3 foi transferida ao estágio de saída. Os indutores L_1 e L_2 continuam armazenando energia da fonte sem que haja transferência de energia à carga, que é alimentada pelo capacitor de saída. Essa etapa termina no instante t_5 , com o bloqueio do interruptor S_1 (Figura 2.17).

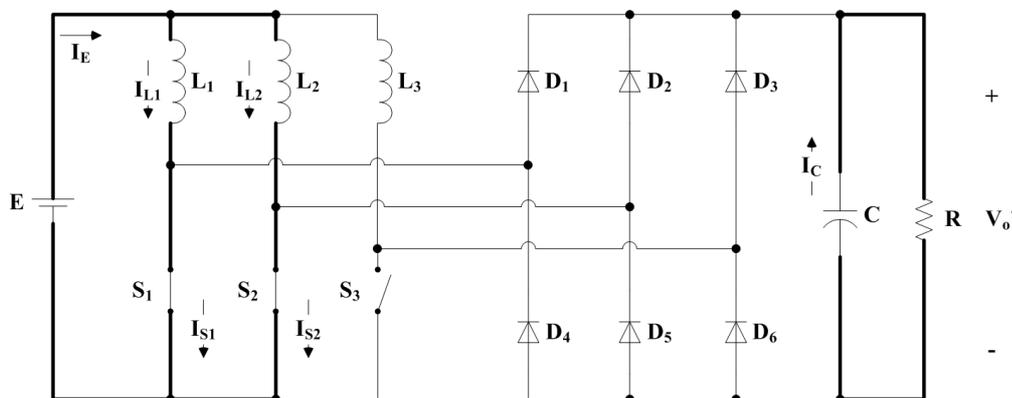


Figura 2.17 - Circuito equivalente para a quinta etapa de funcionamento

f) *Sexta etapa de funcionamento ($t_5 \rightarrow t_6$)*

No instante t_5 , S_1 é bloqueado, dando início à transferência da energia armazenada em L_1 através de D_1 e D_5 . A corrente $i_{D_5}(t)$ é acrescida à $i_{L_2}(t)$ para comporem a corrente $i_{S_2}(t)$. Essa etapa é finalizada em t_6 , quando S_3 é comandado a conduzir (Figura 2.18).

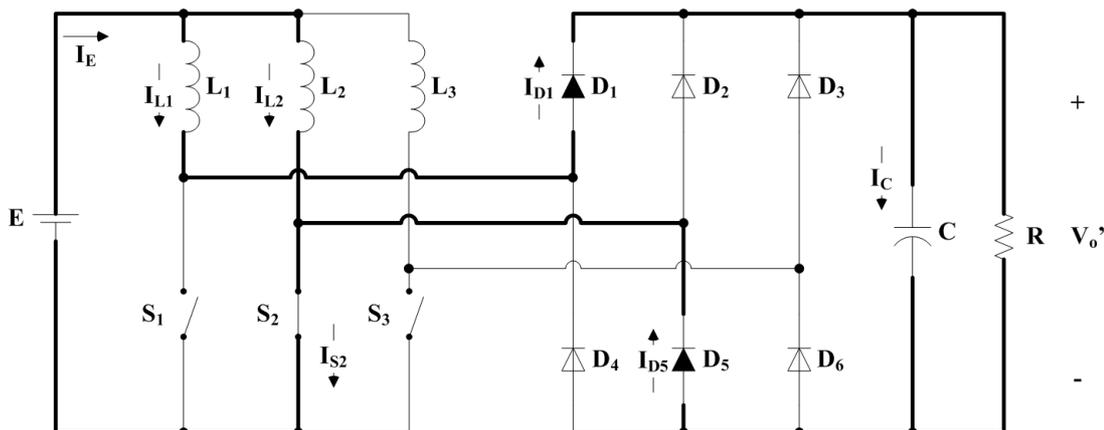


Figura 2.18 – Circuito equivalente para a sexta etapa de funcionamento

g) *Sétima etapa de funcionamento ($t_6 \rightarrow t_7$)*

Durante essa etapa, S_2 e S_3 estão em condução e a energia armazenada em L_1 é totalmente entregue à carga através dos diodos D_1 , D_5 e D_6 . Essa etapa é finalizada em t_7 , quando a corrente $i_{L_1}(t)$ é extinta (Figura 2.19).

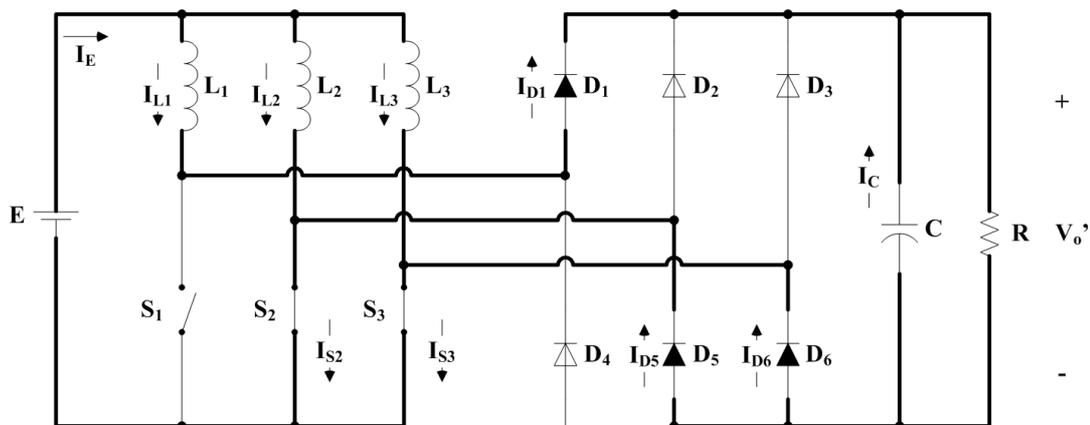


Figura 2.19 – Circuito equivalente para a sétima etapa de funcionamento

h) Oitava etapa de funcionamento ($t_7 \rightarrow t_8$)

No instante t_7 , toda a energia armazenada em L_1 foi transferida ao estágio de saída. Os indutores L_2 e L_3 continuam armazenando energia da fonte sem que haja transferência de energia à carga que, por sua vez, é alimentada pelo capacitor de saída. Essa etapa termina no instante t_8 , com o bloqueio do interruptor S_2 (Figura 2.20).

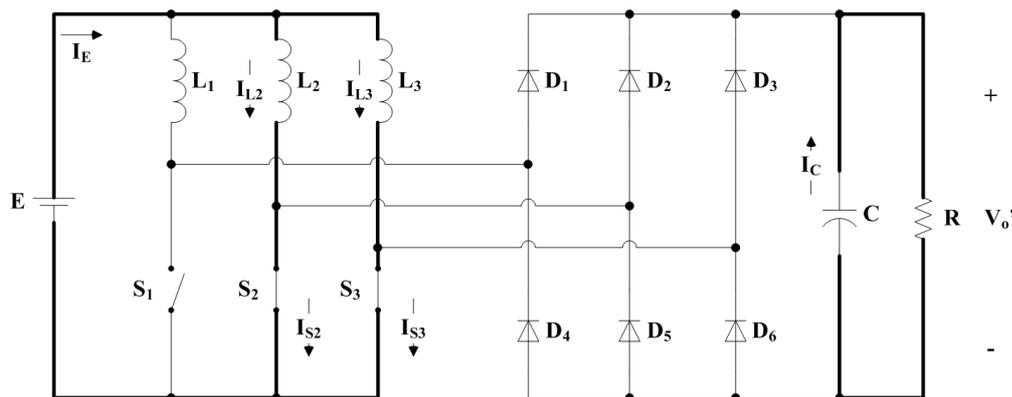


Figura 2.20 - Circuito equivalente para a oitava etapa de funcionamento

i) Nona etapa de funcionamento ($t_8 \rightarrow t_0$)

Durante essa etapa, S_3 continua em condução e L_2 inicia a entrega de energia para o estágio de saída através de D_2 e D_6 . Essa etapa é finalizada em t_9 , com a entrada em condução do interruptor S_1 . Ao final desta etapa, tem-se encerrado um período de comutação do conversor, a partir do qual todas as etapas anteriores se repetem (Figura 2.21).

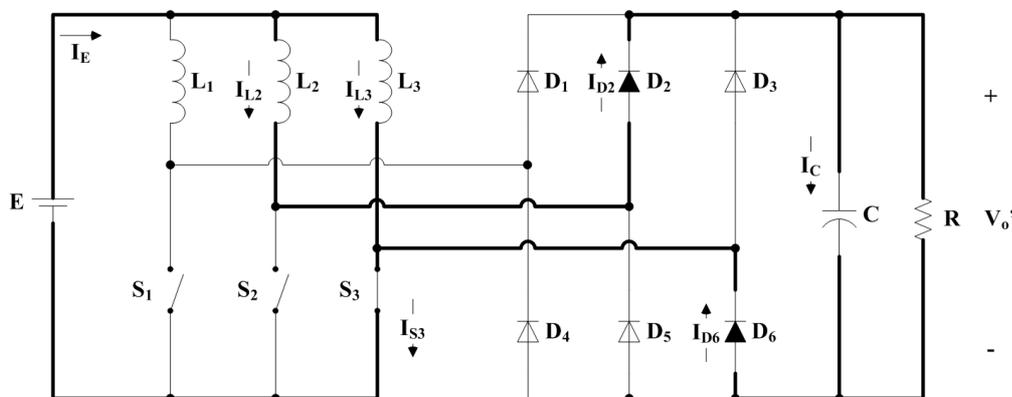


Figura 2.21 - Circuito equivalente para a nona etapa de funcionamento

j) Principais formas de onda

A partir da descrição das etapas de funcionamento do conversor na R₂ e no MCD, apresentam-se as principais formas de onda idealizadas conforme a Figura 2.22.

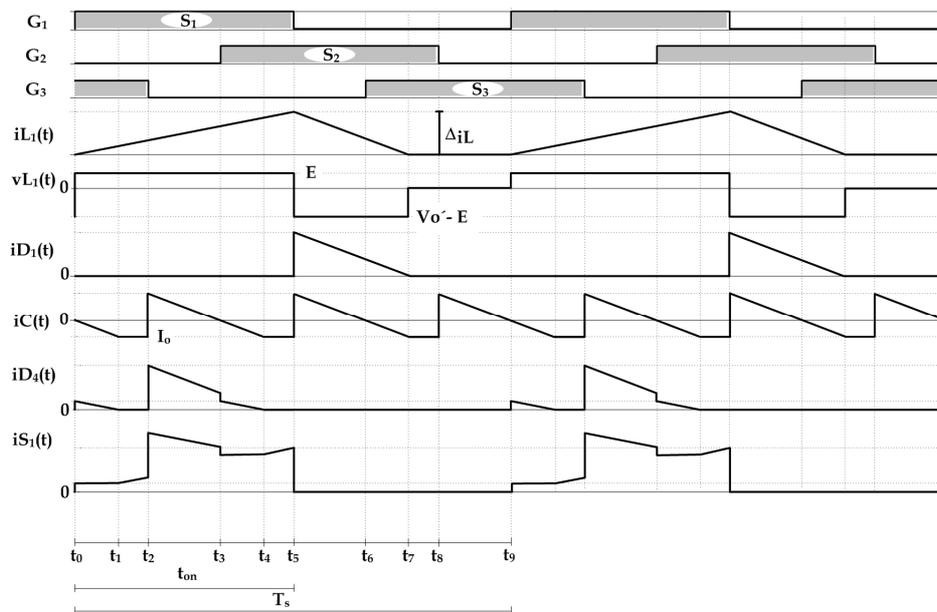


Figura 2.22 - Formas de onda idealizadas para o conversor operando na região 2 no MCD para D=0,5 e n=1

2.4.2 Duração das etapas

A partir das definições dadas pelas equações 2.8, definem-se os intervalos de duração das etapas para o conversor operando no MCD e na região R₃.

$$\begin{aligned}
 \Delta t_1 &= t_1 - t_0 & \Delta t_2 &= t_2 - t_1 & \Delta t_7 &= t_7 - t_6 \\
 \Delta t_3 &= t_3 - t_2 & \Delta t_4 &= t_4 - t_3 & \Delta t_8 &= t_8 - t_7 \\
 \Delta t_5 &= t_5 - t_4 & \Delta t_6 &= t_6 - t_5 & \Delta t_9 &= t_9 - t_8
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

Devido à simetria existente entre os comandos dos interruptores S₁, S₂ e S₃, são válidas as relações dadas pelas equações 2.9, nas quais:

- Δt_d é o intervalo de tempo no qual a energia da fonte armazenada nos indutores é entregue ao estágio de saída do conversor;
- Δt_e é o intervalo de tempo durante o qual, em pelo menos um dos indutores, não existe energia sendo armazenada ou transferida para a saída do conversor.

$$\begin{aligned}
\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 &= \frac{T_S}{3} \\
\Delta t_4 &= \Delta t_7 = \Delta t_1 \\
\Delta t_5 &= \Delta t_8 = \Delta t_2 = \Delta t_e \\
\Delta t_6 &= \Delta t_9 = \Delta t_3 = \frac{2}{3}T_S - DT_S = \frac{T_S}{3}(2 - 3D) \\
\Delta t_1 + \Delta t_3 &= \Delta t_d \\
\Delta t_1 &= \Delta t_d - \frac{T_S}{3}(2 - 3D) \\
\Delta t_e &= \frac{T_S}{3} - \Delta t_d
\end{aligned} \tag{2.9}$$

2.4.3 Determinação do ganho estático

Para o conversor operando no modo de condução descontínuo, com carga variando e supondo que as tensões de entrada e da saída sejam mantidas constantes, o ganho estático também varia. Desse modo, a determinação da corrente média de saída contempla essas variações, possibilitando a determinação dos limites para que o conversor seja mantido dentro de um modo e de uma determinada região de operação. Por inspeção da forma de onda da corrente no diodo retificador D₁, apresentada na Figura 2.22, obtém-se a equação 2.10 que define a corrente média de um diodo retificador grupo superior.

$$I_{D1} = i_{L_{\max}} \frac{\Delta t_d}{2T_s} \tag{2.10}$$

A corrente média de saída do conversor está relacionada à corrente média D1 pela equação 2.11, sendo:

- $i_{L_{\max}}$ é o máximo valor da corrente elétrica através dos indutores;
- T_s representa um período de comutação dos interruptores.

$$I_o = 3I_{D1} = \frac{3}{2}i_{L_{\max}} \frac{\Delta t_d}{T_s} \tag{2.11}$$

Durante as etapas de armazenamento de energia de um indutor em particular, a corrente elétrica que circula através deste fica definida pela equação 2.12, sendo:

- E representa o valor médio da tensão de entrada;

- L representa o valor das indutâncias de entrada.

$$i_L(t) = \frac{E}{L} t \Big|_0^{\Delta t_a} \quad 2.12$$

Ao final da etapa de armazenamento (Δt_a), a corrente no indutor atinge a sua máxima amplitude, dada pela equação 2.13.

$$\begin{cases} i_{L\max} = \frac{E}{L} \cdot \Delta t_a \\ i_{L\max} = \frac{V_o}{f_s L} \cdot \frac{D}{q} \end{cases} \quad 2.13$$

A transferência da energia para a carga é descrita pela equação 2.14; ao final dessa etapa, a corrente elétrica que circula através dos indutores se anula. Logo, o intervalo de desmagnetização ou de transferência de energia fica determinado pela equação 2.15.

$$i_L(td) = i_{L\max} - \left(\frac{V_o - nE}{nL} \cdot t \right) \Big|_0^{\Delta t_d} \quad 2.14$$

$$\Delta t_d = \frac{i_{L\max} \cdot n \cdot L}{V_o - nE} \quad 2.15$$

A partir das definições apresentadas nas equações 2.7, 2.11, 2.13 e 2.15, encontra-se a corrente média de saída do conversor para o modo de condução descontínuo, matematicamente definida pela equação 2.16.:

$$I_o = \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2}{q - n} \cdot \frac{E}{f_s \cdot L} \quad 2.16$$

Através da equação 2.17, tem-se a corrente média de saída, normalizada em relação a f_s , E e L , a partir da qual se obtém o ganho estático do conversor operando no MCD e na região R₂, conforme a equação 2.18.

$$\bar{I}_o = \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2}{q - n} \quad 2.17$$

$$q_{MCD} = n + \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2}{\bar{I}_o} \quad 2.18$$

A Figura 2.23 representa graficamente a equação 2.18 para $n=1$ e diversos valores

da corrente de carga normalizada. Por conveniência, o ganho estático é limitado em 8 para melhor visualização.

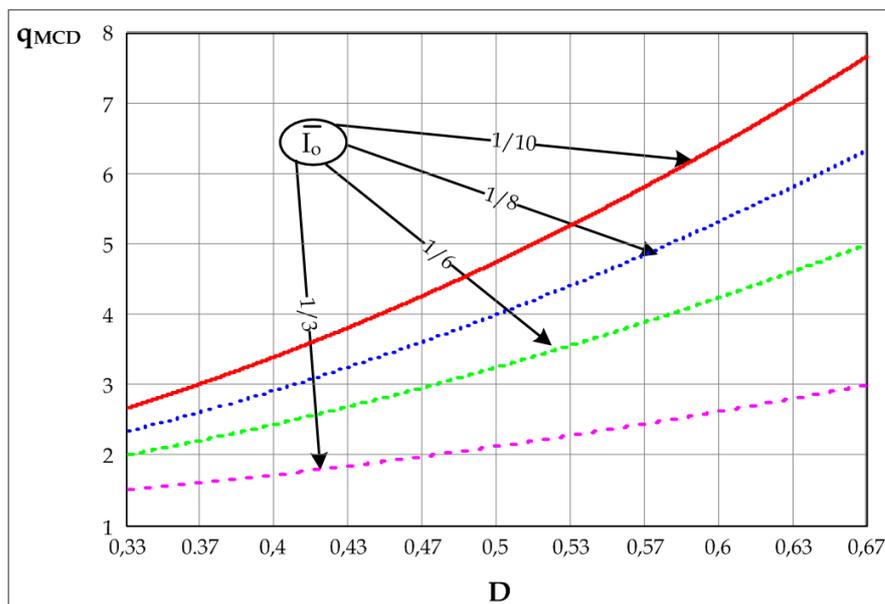


Figura 2.23 – Ganho estático do conversor operando na região R₂ no MCD para n=1

2.5 Modo de condução crítico

Para a completa descrição da característica de saída estática do conversor, faz-se necessária a determinação da fronteira entre os modos de condução do conversor. Na corrente elétrica que circula através dos indutores, essa condição é representada conforme a Figura 2.24. No modo de condução crítico (MCCr), os ganhos estáticos determinados para os modos contínuo e descontínuo são iguais, caracterizando a situação de fronteira entre os modos de operação, conforme descrito na equação 2.19, representada graficamente pela Figura 2.25. Na equação 2.19, $q_{1,2}$ são as raízes da equação de segundo grau que representa o ganho de tensão do conversor operando no MCCr.

$$q_{MCC} = q_{MCD} \rightarrow \frac{n}{1-D} = n + \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2}{I_o} \tag{2.19}$$

$$2\bar{I}_o q^2 - 3q + 3n = 0 \rightarrow q_{1,2} = \frac{1}{4\bar{I}_o} \cdot \left(3 \pm \sqrt{9 - 24n\bar{I}_o} \right)$$

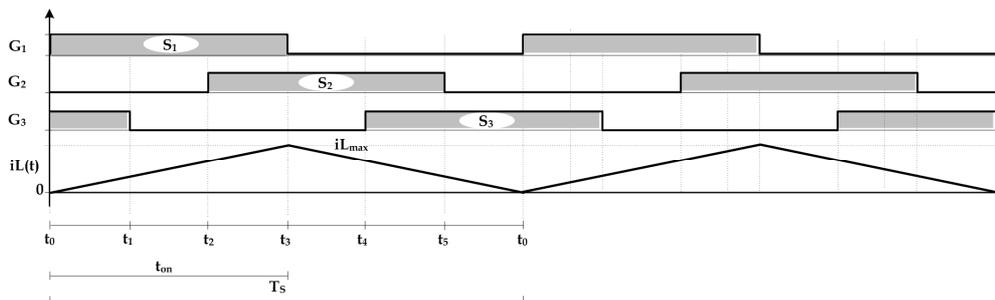


Figura 2.24 – Corrente nos indutores de entrada para o modo de condução crítico

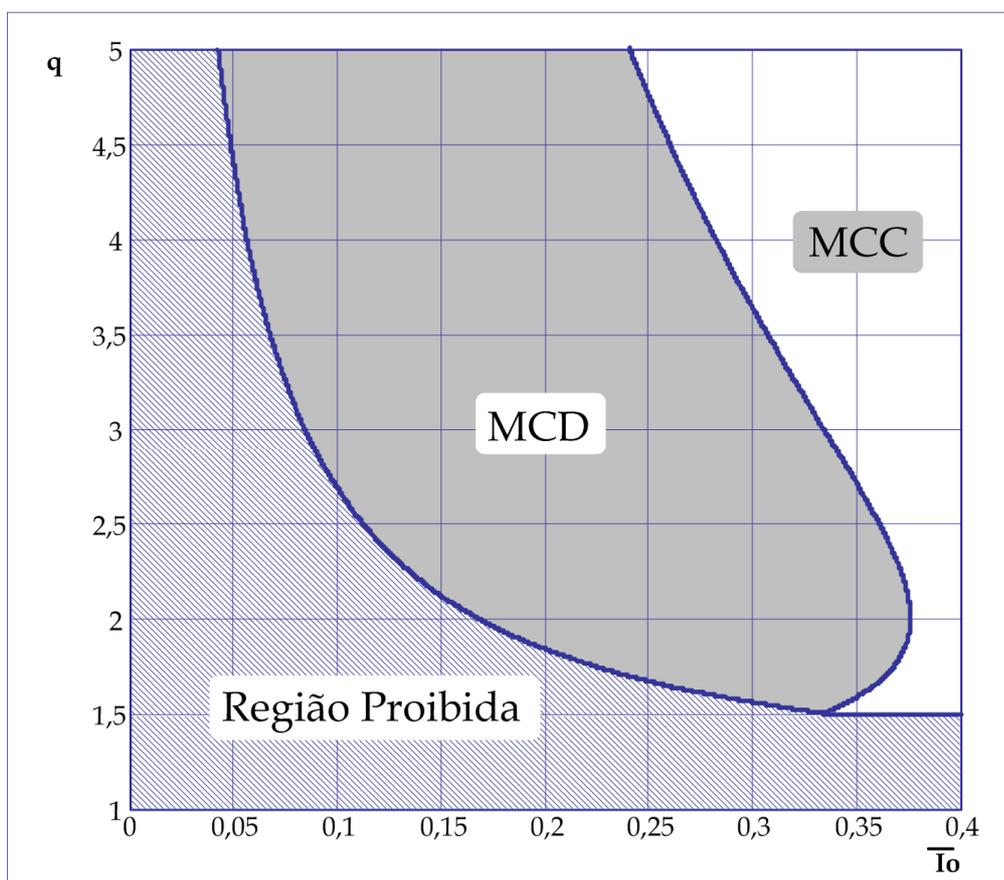


Figura 2.25 – Ganho estático para conversor operando na região 2 e no MCCr para n=1

2.6 Característica estática de saída

A completa descrição do funcionamento estático do conversor é conseguida por meio da característica de saída, que é a representação gráfica da equação 2.19 na forma de diversas curvas relacionando a variação do ganho de tensão do conversor em função das variações de carga. Essas curvas podem identificar, por exemplo, qual o limite de variação de carga admissível para que o conversor se mantenha dentro de um determinado modo de

condução. Para o conversor trabalhando no modo de condução contínuo, variações na carga não afetam a regulação de tensão do conversor. Já para o conversor operando no modo de condução descontínuo, isso não é verdade.

Tomando a situação limite ou de fronteira entre os modos de condução do conversor, pode-se determinar, pela característica estática de saída do conversor, toda a dinâmica envolvendo a variação de carga, o ganho de tensão e os modos de condução do conversor. Assim, a Figura 2.26 representa a superposição do ganho estático de tensão do conversor para todos os modos de condução do conversor operando na região R₂, por conveniência, quando a relação de transformação é feita n=5. Os limites inferior e superior da região são definidos quando a razão cíclica é igual a 1/3 e 2/3, respectivamente.

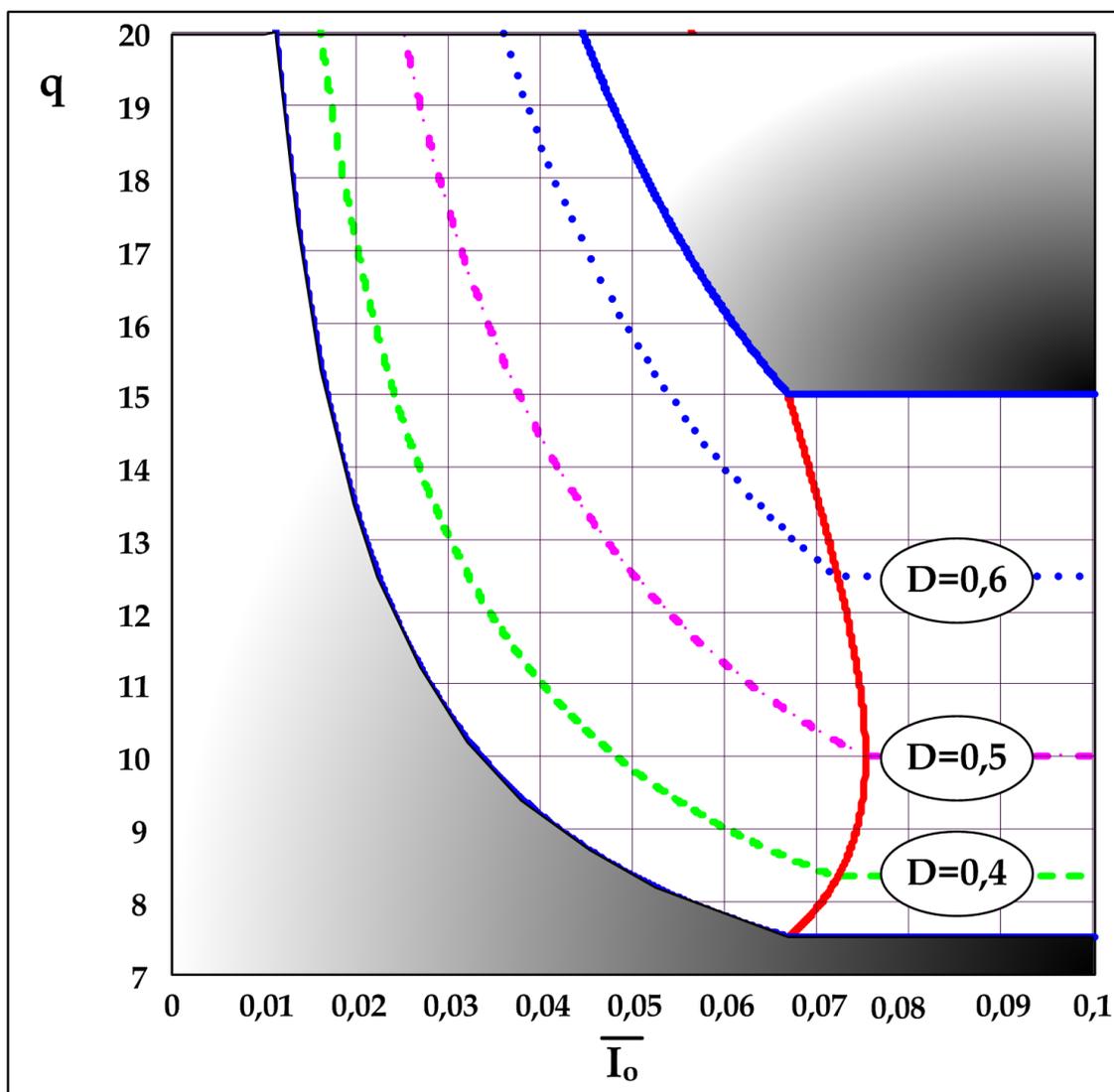


Figura 2.26 - Característica estática de saída para o conversor operando na região 2 para n=5

2.7 Conclusão

À região em que a variação da razão cíclica de comando dos interruptores está entre $1/3$ e $2/3$ denominou-se região de operação R₂, na qual até dois interruptores conduzem simultaneamente. Determinou-se todo o comportamento estático do conversor por meio da característica de saída obtida, pela qual ficaram evidenciados os ganhos estáticos máximos e mínimos da topologia operando em todos os modos de condução possíveis.

Observou-se, pelas formas de onda obtidas, que, no capacitor de saída, a ondulação da tensão ocorre numa frequência igual a três vezes a frequência de comutação dos interruptores. De igual modo, a ondulação da corrente na fonte de entrada será menor que nas topologias convencionais do conversor elevador processando igual potência, bem como ocorrerá em três vezes a frequência de comutação.

No capítulo seguinte, apresenta-se análise semelhante do conversor operando com razão cíclica superior a $2/3$ ou região R₃ de operação.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC ELEVADOR TRIFÁSICO OPERANDO NA REGIÃO R_3

3.1 Introdução

Apresentam-se todas as etapas de funcionamento do conversor, enfatizando os modos de operação contínuo, descontínuo e crítico. A análise se restringirá à região de operação definida pela variação da razão cíclica entre $2/3$ e 1, denominada Região R_3 .

Na região R_3 , ou de forma simplificada, na R_3 , existirão instantes em que todos os interruptores estarão conduzindo simultaneamente de tal modo que unicamente o capacitor de saída deverá atender às solicitações da carga nesses instantes. Todas as simplificações adotadas para a descrição da operação do conversor em R_2 são também adotadas para R_3 .

3.2 Modo de condução contínuo

Nesta seção, apresentam-se a descrição das etapas de funcionamento, a expressão do ganho estático e as principais formas de onda para o conversor operando na região 3 no modo de condução contínuo.

3.2.1 Etapas de funcionamento para o conversor operando na região R_3 e no MCC

Para a análise das etapas de funcionamento do conversor, empregam-se os sinais de comando dos interruptores conforme Figura 3.1. Nessa região de operação, até três interruptores podem estar habilitados à condução simultaneamente.

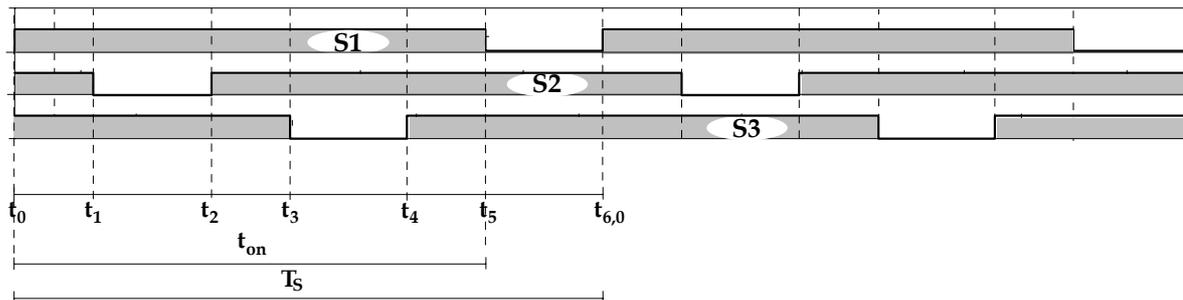


Figura 3.1 - Comando dos interruptores do conversor operando na região R3 e no MCC

a) *Primeira etapa de funcionamento (t₀ → t₁)*

No instante t₀, os interruptores S₁, S₂ e S₃ estão em condução; os indutores L₁, L₂ e L₃ armazenam a energia da fonte E; assim, o capacitor fornece a energia necessária à carga (Figura 3.2). Essa etapa de funcionamento é finalizada em t₁, com o bloqueio de S₂.

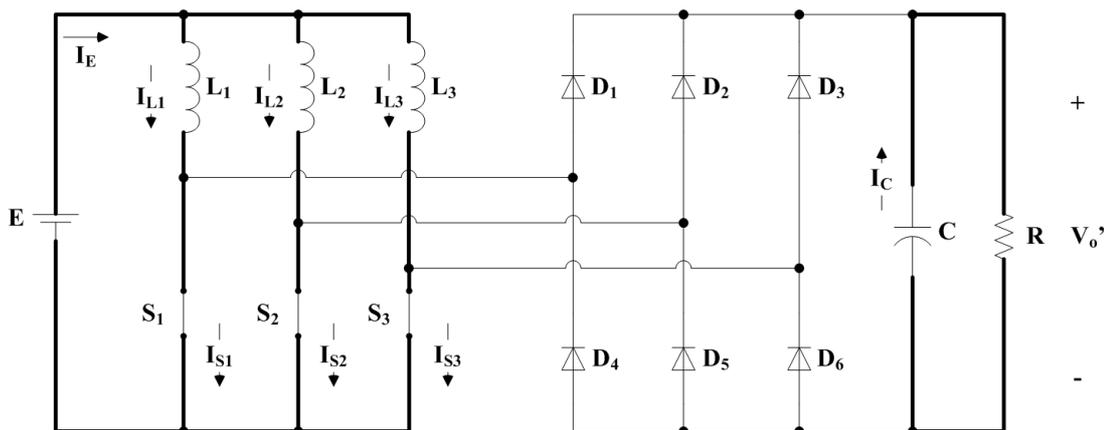


Figura 3.2 - Circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento

b) *Segunda etapa de funcionamento (t₁ → t₂)*

Em t₁, a energia proveniente da fonte E e armazenada em L₂ é transferida para a carga através dos diodos D₂, D₄ e D₆. As correntes iD₄(t) e iD₆(t) são acrescentadas às correntes iS₁(t) e iS₃(t) respectivamente, (Figura 3.3). Essa etapa é finalizada em t₂, com a entrada em condução do interruptor S₂.

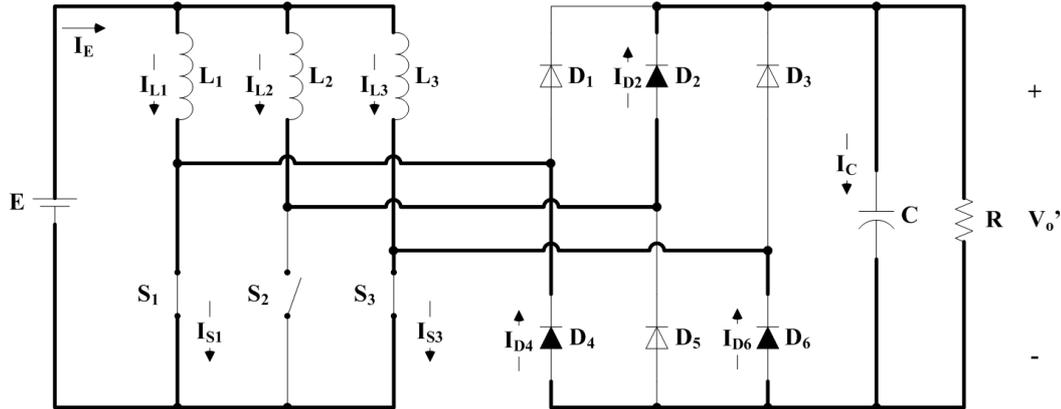


Figura 3.3 – Circuito equivalente para a segunda etapa de funcionamento

c) *Terceira etapa de funcionamento ($t_2 \rightarrow t_3$)*

Em t_2 , novamente o interruptor S_2 é comandado a entrar em condução, de modo que a energia da fonte E é armazenada nos três indutores de entrada do conversor. Assim, a Figura 3.2 serve para a representação dessa etapa de funcionamento, que termina em t_3 , com o bloqueio do interruptor S_3 .

d) *Quarta etapa de funcionamento ($t_3 \rightarrow t_4$)*

Com o bloqueio de S_3 , a energia armazenada em L_3 é transferida para a carga através dos diodos D_3 , D_4 e D_5 . As correntes $i_{D4}(t)$ e $i_{D5}(t)$ são acrescentadas às correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ para comporem as correntes $i_{S1}(t)$ e $i_{S2}(t)$ respectivamente, (Figura 3.4). Essa etapa é finalizada em t_4 , com a entrada em condução do interruptor S_3 novamente.

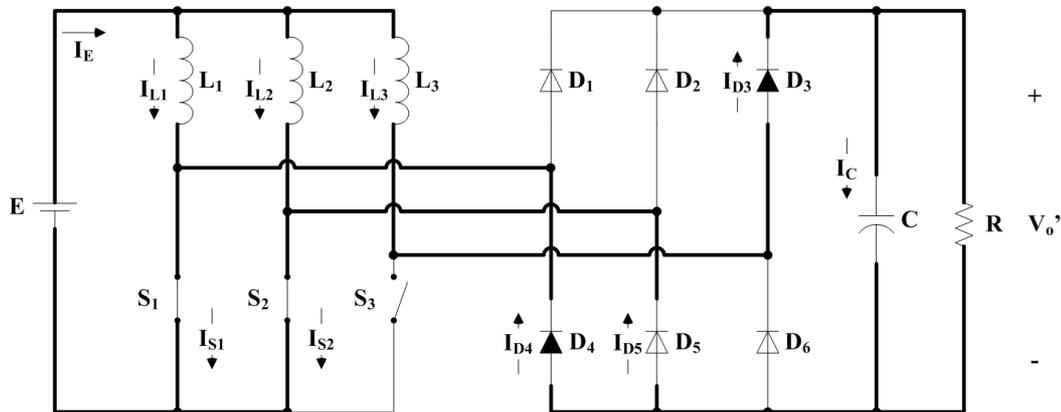


Figura 3.4 – Circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento do conversor

e) *Quinta etapa de funcionamento ($t_4 \rightarrow t_5$)*

Em t_4 , com a entrada em condução de S_3 , novamente os três indutores de entrada são responsáveis pelo armazenamento da energia fornecida pela fonte E. O circuito equivalente apresentado para a primeira etapa (Figura 3.2) é válido para a representação dessa etapa que é finalizada em t_5 , com o bloqueio do interruptor S_1 .

f) *Sexta etapa de funcionamento ($t_5 \rightarrow t_0$)*

A última etapa de funcionamento do conversor para um período de comutação dos interruptores inicia com o bloqueio do interruptor S_1 em t_5 , quando a energia armazenada em L_1 é transferida para a carga através dos diodos D_1 , D_5 e D_6 . As correntes $i_{D_5}(t)$ e $i_{D_6}(t)$ são acrescidas às correntes $i_{L_2}(t)$ e $i_{L_3}(t)$, para comporem as correntes $i_{S_2}(t)$ e $i_{S_3}(t)$ respectivamente (Figura 3.5). Ao final dessa etapa em t_0 , tem-se encerrado um período de comutação dos interruptores.

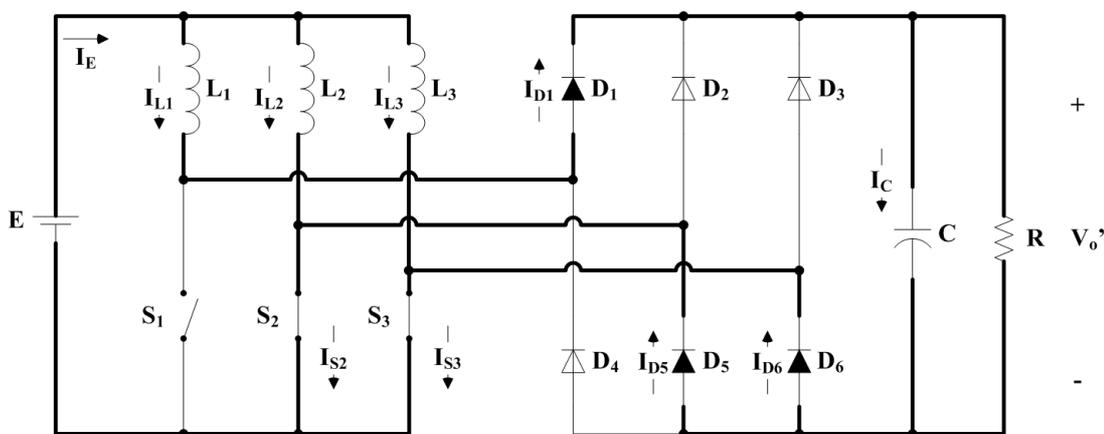


Figura 3.5 - Sexta etapa de funcionamento do conversor

g) *Principais formas de onda*

A partir da definição das etapas de funcionamento do conversor para a região R_3 , na Figura 3.6 apresentam-se as principais formas de onda idealizadas do conversor.

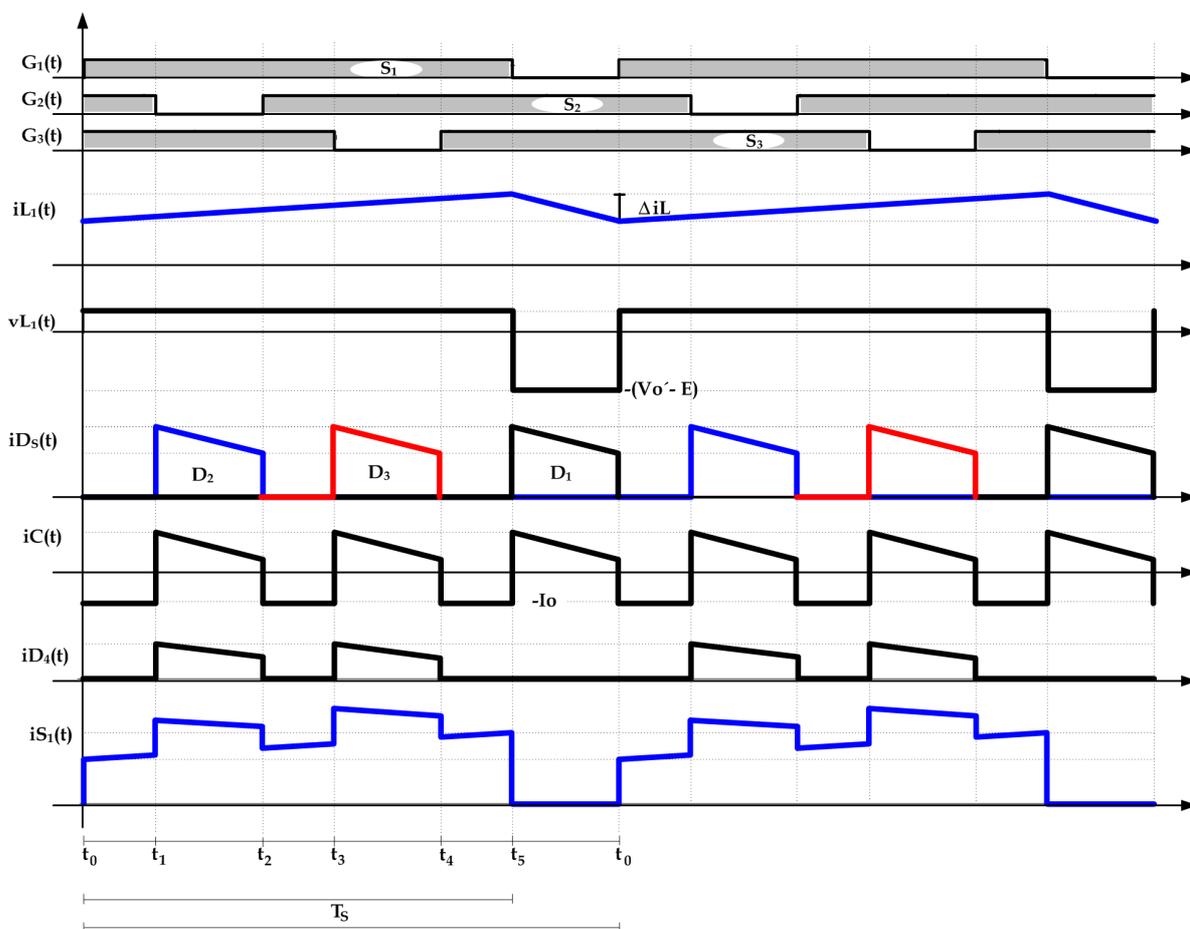


Figura 3.6 – Formas de onda idealizadas para o conversor operando na região R₃ e no MCC para $D=0,7$ e $n=1$

3.2.2 Duração das etapas

A partir das definições dadas pelas equações 3.1 e 3.2, definem-se os intervalos de duração das etapas para o conversor operando no MCC e na região R₃.

$$\begin{aligned} \Delta t_{11} = t_1 - t_0; \quad \Delta t_{12} = t_2 - t_1; \quad \Delta t_{13} = t_3 - t_2 \\ \Delta t_{14} = t_4 - t_3 \quad \Delta t_{15} = t_5 - t_4; \quad \Delta t_{16} = t_6 - t_5 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Devido à simetria existente entre os comandos dos interruptores S₁, S₂ e S₃, as seguintes relações podem ser estabelecidas:

$$\begin{aligned} \Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5 = \frac{T_S}{3} - (1 - D)T_S = \frac{q - 3n}{3 \cdot q \cdot f_S} \quad (\text{Descarga do capacitor de filtragem}) \\ \Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6 = (1 - D)T_S = \frac{n}{q \cdot f_S} \quad (\text{Carga do capacitor de filtragem}) \end{aligned} \tag{3.2}$$

3.2.3 Determinação do ganho estático

A equação 2.5 define a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Conhecida como ganho estático, é repetida na equação 3.3 por simples conveniência.

$$q = \frac{V_o}{E} \quad 3.3$$

Como já discutido no item 2.3.3, a relação entre a tensão de saída e a de entrada do conversor pode ser obtida a partir das equações 3.4.

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_A &= \Delta\Phi_T \\ E \cdot D \cdot T_S &= \left(\frac{V_o}{n} - E\right) \cdot (1 - D) T_S \\ \frac{V_o}{E} &= \frac{n}{1 - D} \end{aligned} \quad 3.4$$

Substituindo a equação 3.3 na equação 3.4, obtém-se a expressão do ganho estático para o modo de condução contínuo, conforme descrito pela equação 2.7, representada graficamente, para $n=1$, pela Figura 3.7.

$$q_{MCC} = \frac{n}{1 - D} \quad 3.5$$

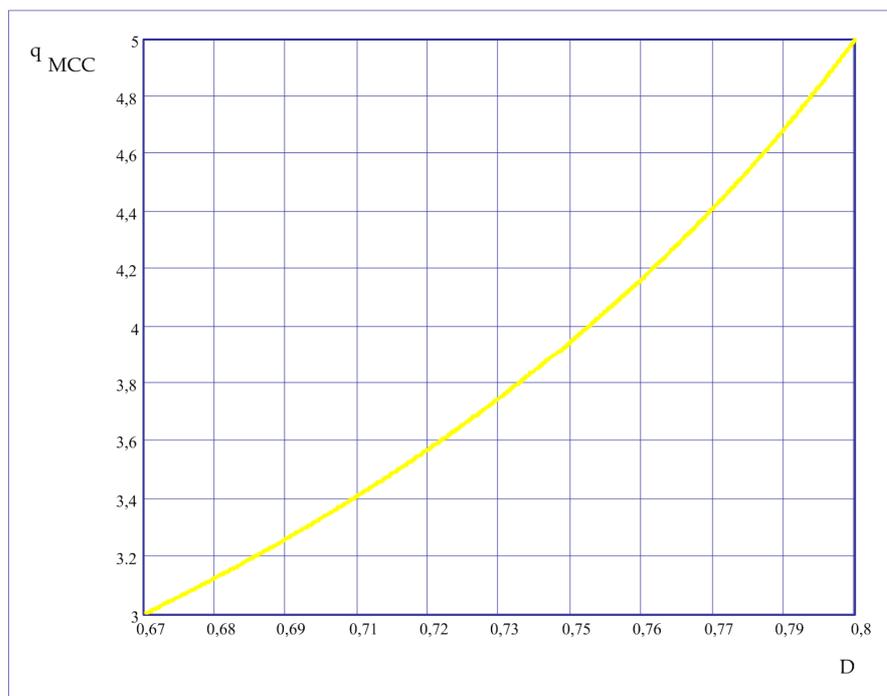


Figura 3.7 – Ganho estático de tensão do conversor operando na região R₃ e no MCC para $n=1$

Na Figura 3.7, verifica-se que o menor ganho será de três vezes a tensão de entrada, quando a razão cíclica for $D=2/3$ e a relação de transformação for unitária.

3.3 Modo de condução descontínuo

No MCD, a corrente elétrica que circula através dos indutores de entrada atinge o nível zero, fazendo com que, em determinados intervalos de tempo, somente dois braços do conversor processem energia.

3.3.1 Etapas de funcionamento para o conversor operando na região R_3 e no MCD

Nesta seção, apresentam-se as etapas de funcionamento do conversor no modo de condução descontínuo. Tais etapas são definidas de acordo com a Figura 3.8, que representa os sinais de comando dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 .

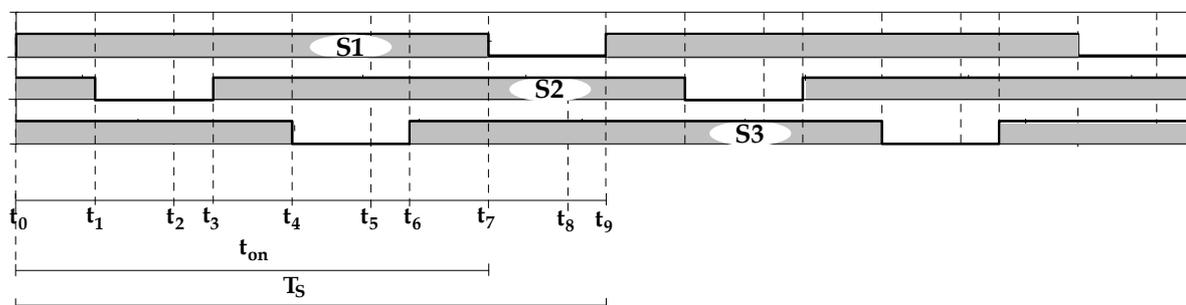


Figura 3.8 – Sinais de comando dos interruptores do conversor operando na região R_3 e no MCD

a) Primeira etapa de funcionamento ($t_0 \rightarrow t_1$)

No instante t_0 , os interruptores S_1 , S_2 e S_3 estão em condução. Os indutores L_1 , L_2 e L_3 armazenam a energia proveniente da fonte E , enquanto o capacitor fornece a energia necessária à carga, essa etapa é finalizada em t_1 , com o bloqueio de S_2 (Figura 3.9).

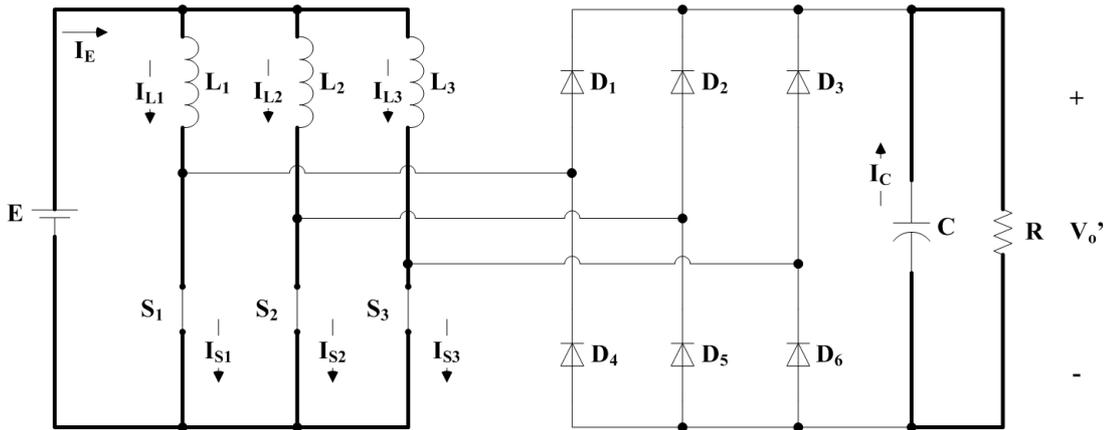


Figura 3.9 – Circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento

b) Segunda etapa de funcionamento ($t_1 \rightarrow t_2$)

Em t_1 , a energia proveniente de E armazenada em L_2 é transferida para a carga através dos diodos D_2 , D_4 e D_6 . As correntes $i_{D4}(t)$ e $i_{D6}(t)$ são acrescentadas às correntes $i_{L1}(t)$ e $i_{L3}(t)$ para comporem as correntes $i_{S1}(t)$ e $i_{S3}(t)$ respectivamente (Figura 3.10). Essa etapa é finalizada em t_2 , quando a corrente $i_{L2}(t)$ se anula.

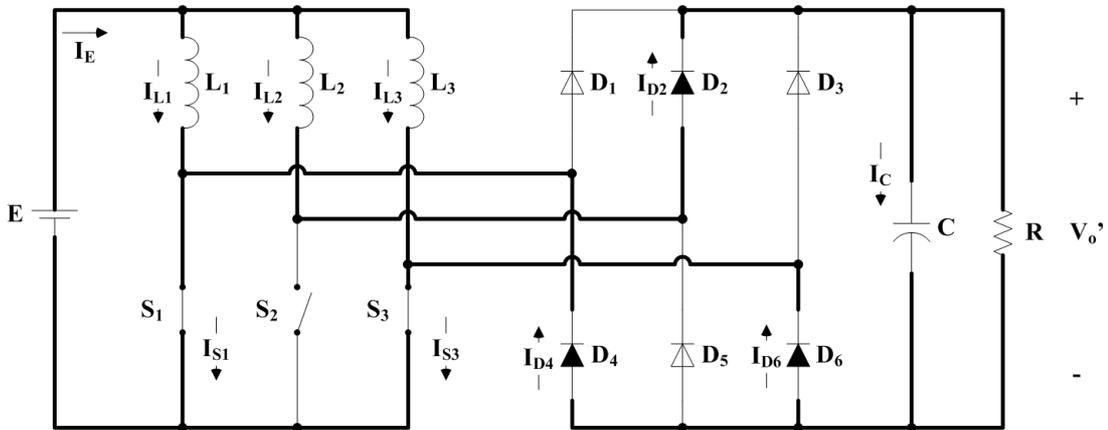


Figura 3.10 – Circuito equivalente para a segunda etapa de funcionamento

c) Terceira etapa de funcionamento ($t_2 \rightarrow t_3$)

Durante essa etapa, L_1 e L_3 continuam armazenando energia, enquanto o capacitor de saída alimenta a carga. Essa etapa é finalizada em t_3 , quando S_2 é novamente posto em condução (Figura 3.11).

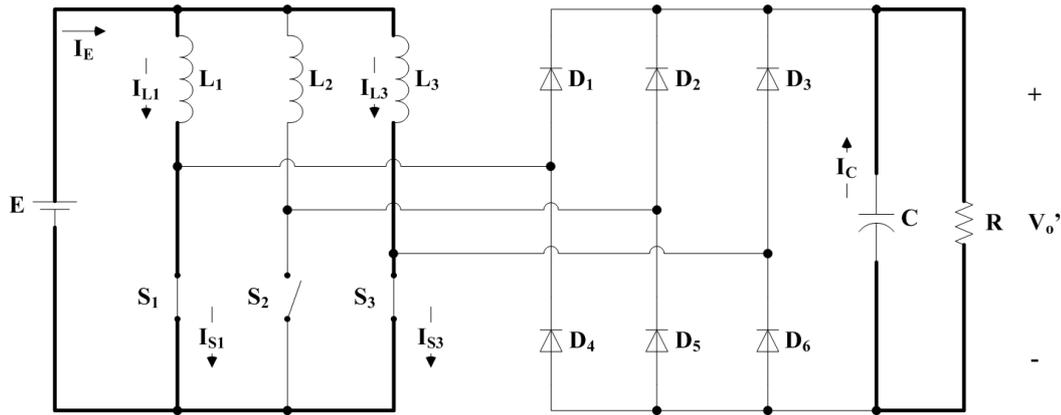


Figura 3.11 – Circuito equivalente para a terceira etapa de funcionamento

d) *Quarta etapa de funcionamento ($t_3 \rightarrow t_4$)*

Em t_3 , novamente o interruptor S_2 é comandado a entrar em condução; a energia proveniente da fonte E passa a ser novamente armazenada nos três indutores de entrada do conversor. Essa etapa de funcionamento é finalizada em t_4 , com o bloqueio do interruptor S_3 (Figura 3.12).

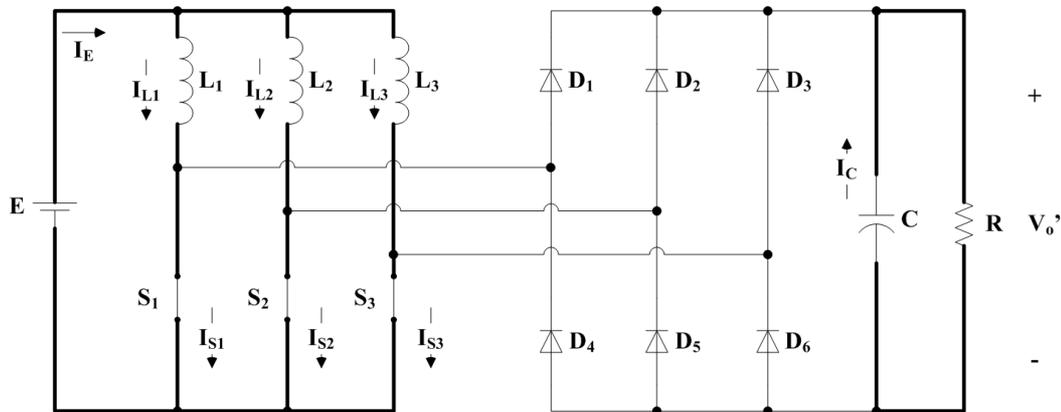


Figura 3.12 – Circuito equivalente para a quarta etapa de funcionamento

e) *Quinta etapa de funcionamento ($t_4 \rightarrow t_5$)*

Com o bloqueio de S_3 a energia armazenada em L_3 é transferida para a carga através dos diodos D_3 , D_4 e D_5 . As correntes $i_{D_4}(t)$ e $i_{D_5}(t)$ são acrescidas às correntes $i_{L_1}(t)$ e $i_{L_2}(t)$ para comporem as correntes $i_{S_1}(t)$ e $i_{S_2}(t)$ respectivamente (Figura 3.13). Essa etapa é finalizada em t_5 , quando a corrente $i_{L_3}(t)$ torna-se igual a zero.

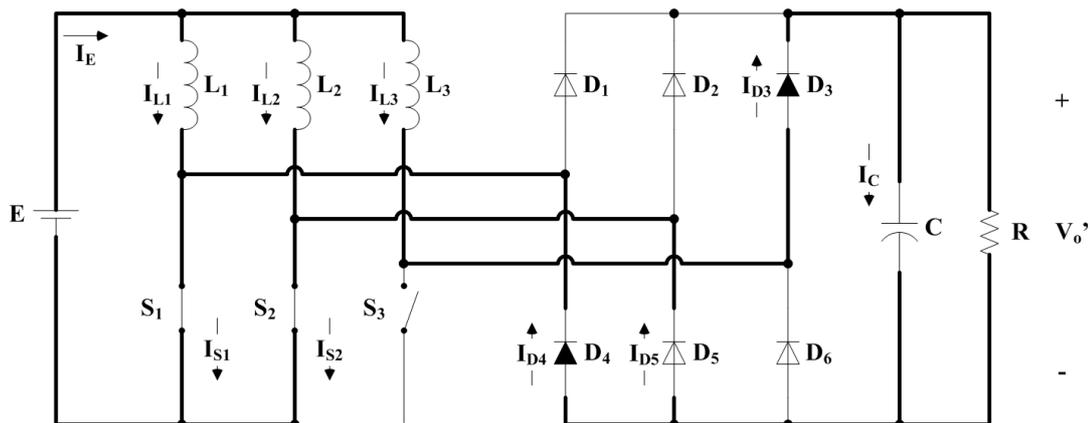


Figura 3.13 - Circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento do conversor

f) *Sexta etapa de funcionamento ($t_5 \rightarrow t_6$)*

Durante essa etapa, novamente não ocorre transferência de energia para o estágio de saída do conversor, sendo a carga alimentada pelo capacitor de saída. As indutâncias L_1 e L_2 continuam armazenando energia. Essa etapa termina em t_6 , quando o interruptor S_3 é comandado a entrar em condução (Figura 3.14).

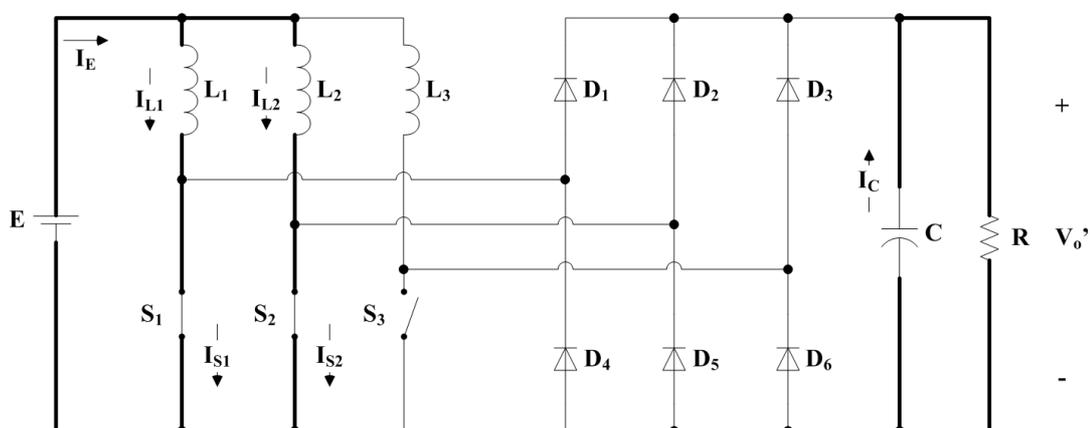


Figura 3.14 - Circuito equivalente à sexta etapa de funcionamento do conversor

g) *Sétima etapa de funcionamento ($t_6 \rightarrow t_7$)*

Em t_6 , com a entrada em condução de S_3 , novamente os três indutores de entrada são responsáveis pelo armazenamento da energia fornecida pela fonte E. O capacitor de saída continua fornecendo energia à carga (Figura 3.15). Essa Etapa de funcionamento é finalizada em t_7 , com o bloqueio do interruptor S_1 .

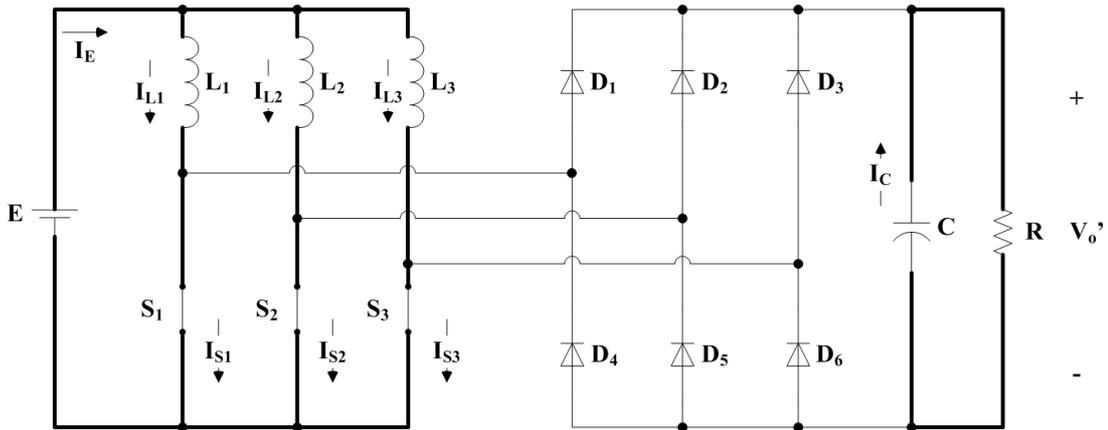


Figura 3.15 – Circuito equivalente para a sétima etapa de funcionamento

h) Oitava etapa de funcionamento ($t_7 \rightarrow t_8$)

Durante essa etapa, toda a energia armazenada no indutor L_1 é transferida para o estágio de saída do conversor através dos diodos D_1 , D_5 e D_6 . As correntes $i_{D_5}(t)$ e $i_{D_6}(t)$ são acrescidas às correntes $i_{L_2}(t)$ e $i_{L_3}(t)$ para comporem as correntes $i_{S_2}(t)$ e $i_{S_3}(t)$ respectivamente (Figura 3.16). Essa etapa é finalizada em t_8 , quando a corrente $i_{L_1}(t)$ se anula.

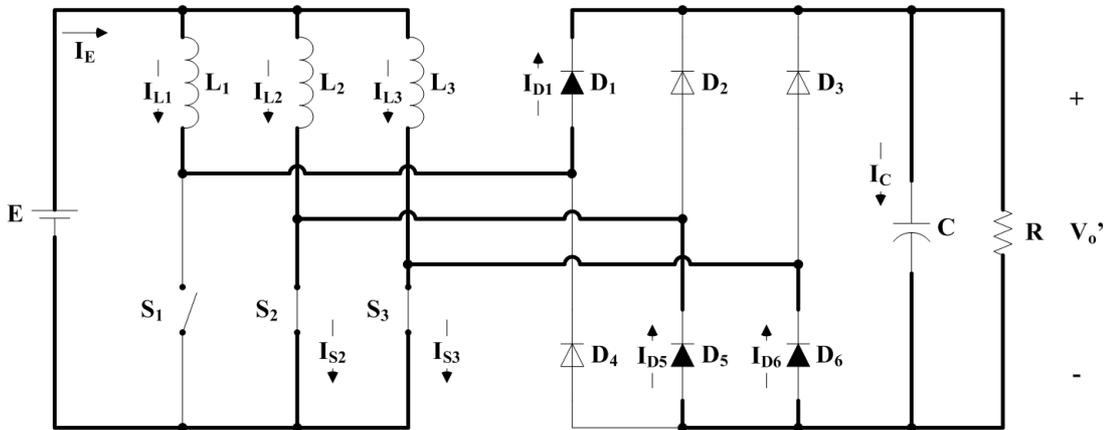


Figura 3.16 – Circuito equivalente para a oitava etapa de funcionamento

i) Nona etapa de funcionamento ($t_8 \rightarrow t_9$)

Durante essa etapa, não há transferência de energia para o estágio de saída do conversor, sendo a carga alimentada pelo capacitor de saída. Os indutores L_2 e L_3 continuam armazenando energia. Essa etapa termina em t_9 , quando o interruptor S_1 é comandado a

entrar em condução novamente (Figura 3.17). Ao final dessa etapa, tem-se encerrado um período de comutação dos interruptores.

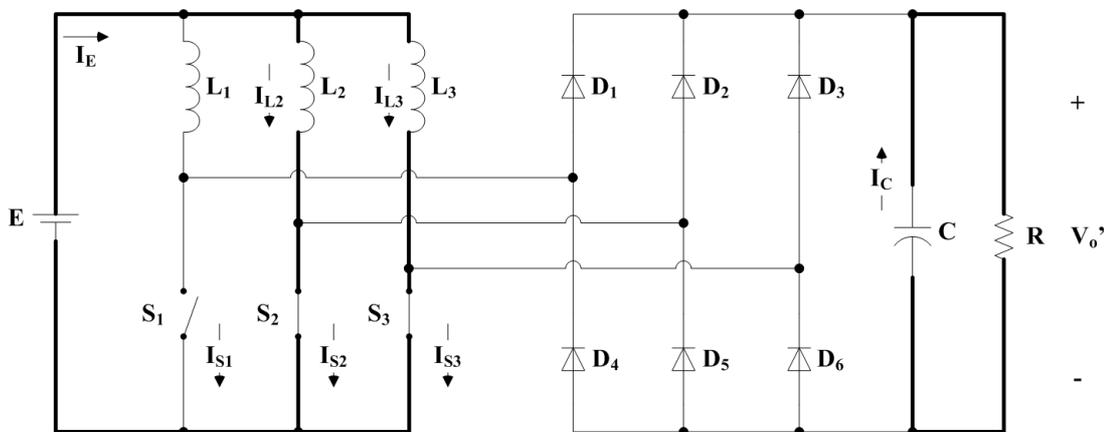


Figura 3.17 – Circuito equivalente para a nona etapa de funcionamento do conversor

j) Principais formas de onda

A Figura 3.18 representa as formas de onda das principais grandezas do conversor operando na região R₃ e no modo de condução descontínuo da corrente elétrica que circula através dos indutores.

3.3.2 Duração das etapas

A partir das definições dadas pelas equações e , definem-se os intervalos de duração das etapas para o conversor operando na região R₃ e no MCD.

$$\begin{aligned}
 \Delta t_1 &= t_1 - t_0 & \Delta t_2 &= t_2 - t_1 & \Delta t_7 &= t_7 - t_6 \\
 \Delta t_3 &= t_3 - t_2 & \Delta t_4 &= t_4 - t_3 & \Delta t_8 &= t_8 - t_7 \\
 \Delta t_5 &= t_5 - t_4 & \Delta t_6 &= t_6 - t_5 & \Delta t_9 &= t_9 - t_8
 \end{aligned}
 \tag{3.6}$$

Devido à simetria existente entre os comandos dos interruptores S₁, S₂ e S₃, são válidas as relações representadas na equação 3.7.

$$\begin{aligned} \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 &= \frac{T_s}{3} \\ \Delta t_1 = \Delta t_4 = \Delta t_7 &= \frac{T_s}{3} - (1-D)T_s = T_s \frac{3D - 2}{3} \\ \Delta t_2 + \Delta t_3 = \Delta t_5 + \Delta t_6 = \Delta t_8 + \Delta t_9 &= (1-D)T_s \\ \Delta t_2 = \Delta t_5 = \Delta t_8 &= \Delta t_d \\ \Delta t_3 = \Delta t_6 = \Delta t_9 &= \Delta t_e \end{aligned} \tag{3.7}$$

Nas equações:

- Δt_d é o intervalo de desmagnetização, ou seja, tempo durante o qual a energia da fonte armazenada nos indutores é transferida para a carga;
- Δt_e é o intervalo de tempo durante o qual, em pelo menos um dos indutores, não existe energia sendo armazenada ou transferida para a saída do conversor.

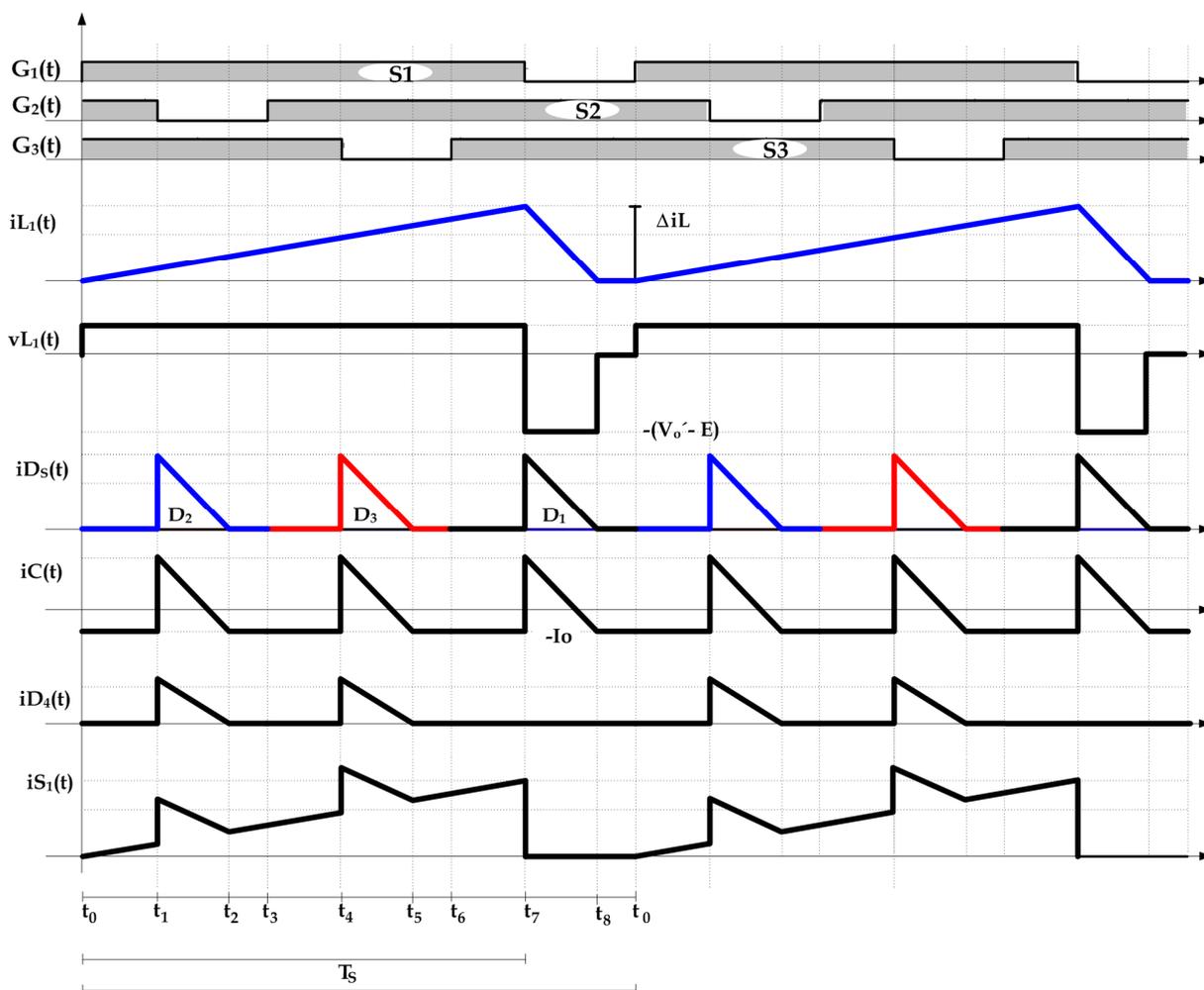


Figura 3.18 – Formas de onda idealizadas para o conversor operando na região R3 e no MCD para $D=0,7$ e $n=1$

3.3.3 Determinação do ganho estático

Tal como na R₂ e por inspeção das formas de onda da corrente nos diodos retificadores (D₁, D₂ e D₃) apresentadas na Figura 3.18, define-se a equação 3.8 como sendo a corrente média através de um diodo retificador do grupo superior, cuja relação com a corrente média de saída é definida pela equação 3.9.

$$I_{D1} = i_{L\max} \frac{\Delta t_d}{2T_s} \quad 3.8$$

$$I_o = 3I_{D1} = \frac{3}{2} i_{L\max} \frac{\Delta t_d}{T_s} \quad 3.9$$

Durante as etapas de armazenamento de energia de um indutor em particular, a ondulação de corrente elétrica que circula através deste fica definida pela equação 3.10.

$$i_L(t) = \frac{E}{L} t \Big|_0^{\Delta t_a} \quad 3.10$$

Ao final da etapa de armazenamento (Δt_a), a corrente no indutor atinge a sua máxima amplitude, dada pela equação 3.11.

$$\begin{cases} i_{L\max} = \frac{E}{L} \cdot \Delta t_a \\ i_{L\max} = \frac{V_o}{fsL} \cdot \frac{D}{q} \end{cases} \quad 3.11$$

A transferência da energia acumulada nos indutores para a carga é descrita pela equação 2.14, aqui repetida na equação 3.12. No final dessa etapa, a corrente se anula. Logo, o intervalo de desmagnetização ou de transferência de energia fica determinado pela equação 3.13. A partir das equações 3.3, 3.9, 3.11, e 3.13, encontra-se a expressão da corrente média na carga: equação 3.14.

$$i_L(td) = i_{L\max} - \left(\frac{V_o - nE}{nL} \cdot t \right) \Big|_0^{\Delta td} \quad 3.12$$

$$\Delta td = \frac{i_{L\max} \cdot n \cdot L}{V_o - nE} \quad 3.13$$

$$I_o = \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2}{q - n} \cdot \frac{E}{fs \cdot L} \quad 3.14$$

Por meio da equação 3.15, tem-se a corrente média de saída normalizada em relação a f_s , E e L, a partir da qual se obtém o ganho estático do conversor para o modo de condução descontínuo, operando na região R₃, equação 2.18, aqui repetida na equação 3.16. A Figura 3.19 representa graficamente a equação 3.16 para diversos valores da corrente de carga normalizada dentro da região R₃.

$$\bar{I}_o = \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2}{q - n} \quad 3.15$$

$$q_{MCD} = n + \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2}{\bar{I}_o} \quad 3.16$$

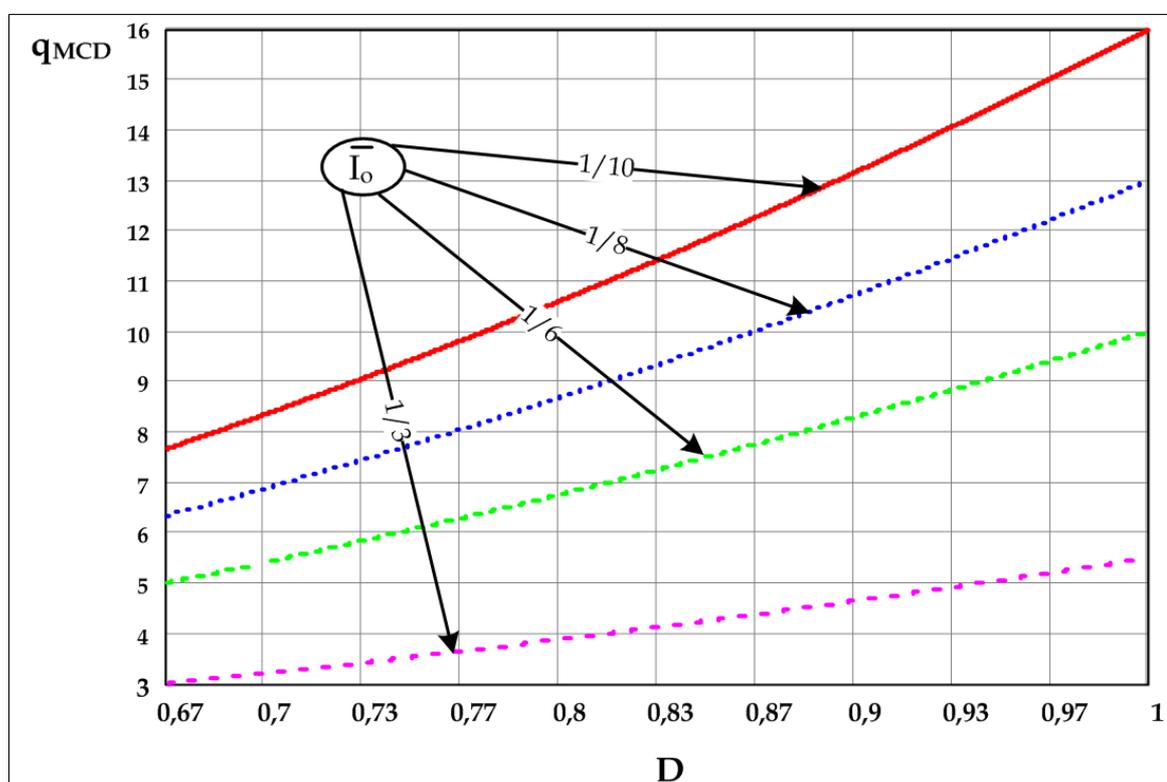


Figura 3.19 – Ganho estático do conversor operando na região R₃ e no MCD para $n=1$

3.4 Modo de condução crítico

Para a completa descrição da característica de saída estática do conversor, faz-se necessária a determinação da fronteira entre os modos de condução do conversor, isto é, a definição do ganho estático do conversor quando esse opera no modo de condução crítico

(MCCr) das correntes que circulam através dos indutores de entrada (Figura 3.20).

No modo de condução crítico, os ganhos estáticos determinados para os modos contínuo e descontínuo são iguais, caracterizando a situação de fronteira, conforme equação 3.17, representada graficamente pela Figura 3.21.

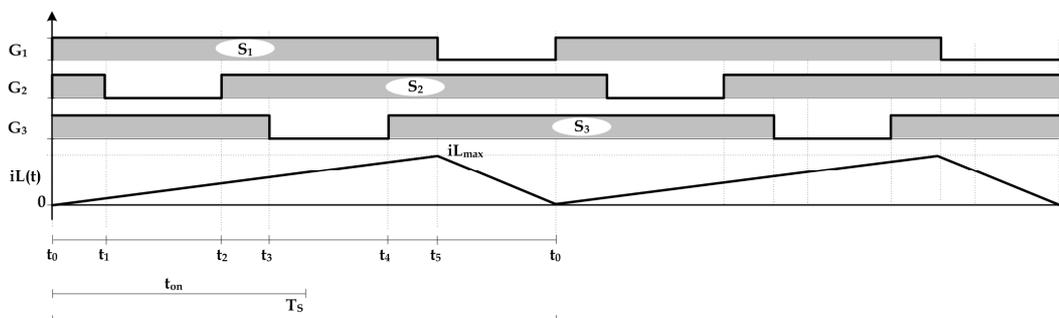


Figura 3.20 - Corrente nos indutores de entrada para o conversor operando na região R₃ e no MCCr

$$q_{MCC} = q_{MCD} \rightarrow \frac{n}{1-D} = n + \frac{3}{2} \cdot \frac{D^2}{\bar{I}_o} \tag{3.17}$$

$$2\bar{I}_o q^2 - 3q + 3n = 0 \rightarrow q_{1,2} = \frac{1}{4\bar{I}_o} \cdot \left(3 \pm \sqrt{9 - 24n\bar{I}_o} \right)$$

3.5 Característica estática de saída

As equações 2.19 e 3.17 são idênticas, diferenciando-se apenas pelo intervalo de variação da razão cíclica. Na Figura 3.21, está representada a característica estática de saída do conversor operando na região R₃. Mostram-se os modos de condução contínuo e descontínuo. No MCC, o ganho de tensão não varia com as variações da corrente de carga. Para o MCD, mostram-se as curvas para diversos valores de razão cíclica. Obtiveram-se as curvas para uma relação de transformação igual a 5.

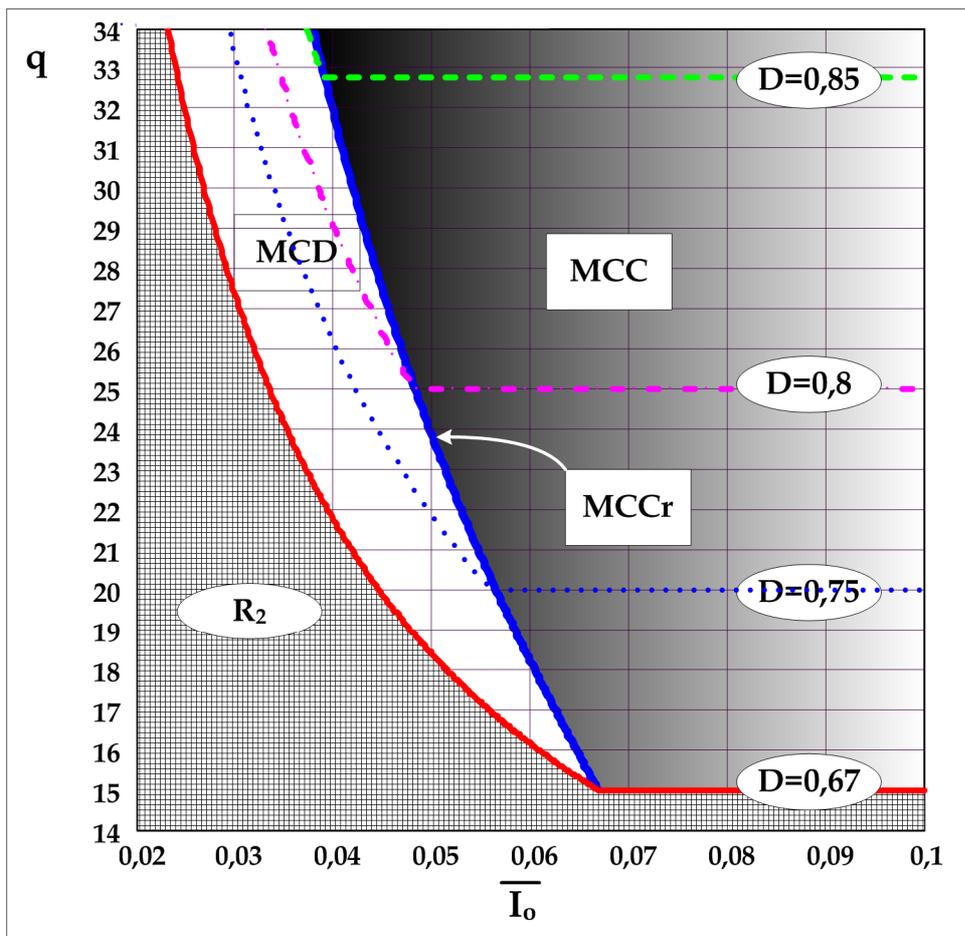


Figura 3.21 – Característica estática de saída para o conversor na região R₃ e relação de transformação igual a 5

3.6 Conclusão

Apresentou-se a análise teórica do conversor para a variação da razão cíclica entre os valores de $\frac{2}{3}$ até 1, denominada de região R₃ de operação.

Ao contrário do que se observou na região 2, região R₃, o ganho estático ideal do conversor em ambos os modos de condução é, teoricamente, ilimitado, como pode ser observado na característica estática do conversor.

No item 4.7 mostram-se curvas do ganho de tensão considerando algumas não-idealidades dos componentes do conversor que promovem a redução do ganho de tensão teórico. Como se demonstrou, nessa região ocorrem instantes nos quais porteira os interruptores estão em condução, sendo a carga alimentada pela energia armazenada no capacitor de saída.

Assim como ocorre nas topologias convencionais de conversores CC-CC elevadores de tensão, quanto maior for o valor da razão cíclica, menores serão os instantes de transferência de energia para a carga e maior será a quantidade de energia armazenada nos indutores de entrada. Conseqüentemente, maior será a tensão de saída do conversor. O conversor proposto, operando nessa região de operação, é indicado para os casos em que a tensão de saída necessite ser muito superior à tensão de entrada.

No capítulo 4, apresentar-se-á a análise quantitativa do conversor com a determinação dos esforços nos semicondutores e nos elementos armazenadores de energia para o conversor operando no modo de condução contínuo.

CAPÍTULO 4

DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CC ELEVADOR TRIFÁSICO OPERANDO NO MCC

4.1 Introdução

A partir da análise qualitativa do conversor, abordar-se-ão, neste capítulo, os aspectos quantitativos do funcionamento do conversor. Apresentar-se-ão as principais equações que definem as ondulações de corrente nos indutores e na fonte de entrada, determinar-se-ão a indutância crítica e as equações que definem os elementos passivos do conversor. Apresentar-se-ão, também as equações dos esforços nos principais componentes semicondutores, ou seja, o dimensionamento das grandezas elétricas que os componentes têm que suportar para o seu correto funcionamento. A análise apresentada é válida para ambas as regiões de operação (R_2 e R_3).

4.2 Ondulação de corrente nos indutores e indutância crítica

A determinação das equações que definem as ondulações máximas da corrente nos indutores de entrada e da corrente drenada da fonte de entrada é muito importante para a escolha da região e do modo de operação mais adequados.

4.2.1 Ondulação da corrente dos indutores de entrada

A partir da definição da queda de tensão sobre os indutores L_1 , L_2 e L_3 dada pela equação 4.1 e das definições da ondulação de corrente nos indutores, dadas nas equações 4.2, 4.3 e 4.4, definem-se os limites máximo e mínimo da corrente elétrica que circula através dos indutores de entrada por meio das equações 4.5.

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad 4.1$$

$$\Delta i_L = i_{L\max} - i_{L\min} \tag{4.2}$$

$$\Delta i_L = \frac{E}{L} DT_s \tag{4.3}$$

$$\Delta i_L = \frac{V_o - nE}{nL} \cdot \frac{(1 - D)}{f_s} \tag{4.4}$$

$$\begin{cases} i_{L\min} = \frac{I_E}{3} - \frac{\Delta i_L}{2} \\ i_{L\max} = \frac{I_E}{3} + \frac{\Delta i_L}{2} \end{cases} \tag{4.5}$$

No modo de condução contínuo, a equação 4.6 representa a ondulação na corrente elétrica que circula através dos indutores de entrada; normalizando-se 4.6 em função dos parâmetros V_o , f_s e L , obtém-se a equação 4.7 que está representada graficamente na Figura 4.1.

$$\Delta iL = \frac{V_o}{fsL} \cdot \frac{D(1 - D)}{n} = \frac{V_o}{fsL} \cdot \frac{q - n}{q^2} \tag{4.6}$$

$$\overline{\Delta iL} = \frac{D(1 - D)}{n} = \frac{q - n}{q^2} \tag{4.7}$$

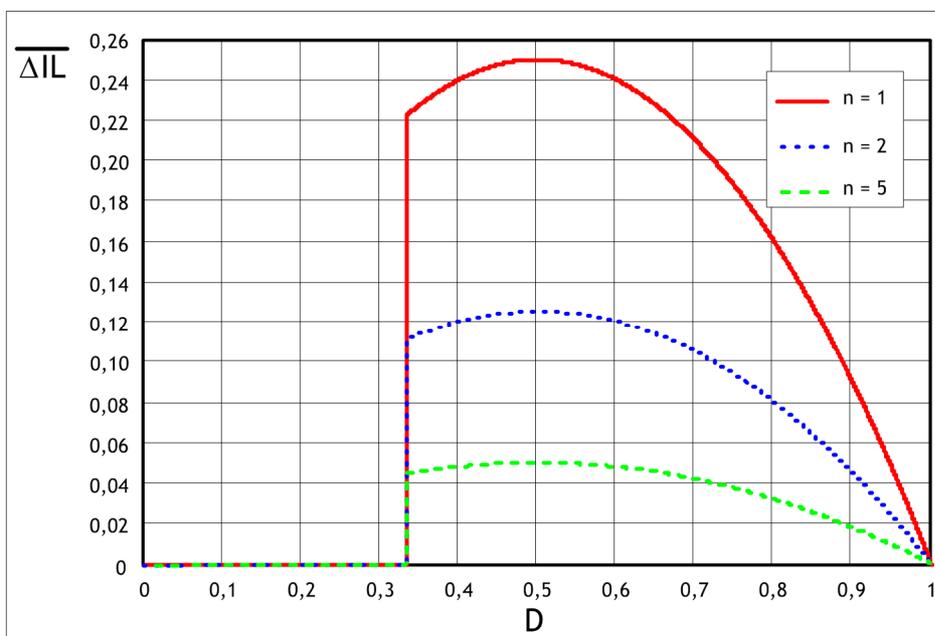


Figura 4.1 – Ondulação de corrente normalizada nos indutores de entrada

4.2.2 Indutância crítica

A partir do máximo valor da equação 4.7 e de posse da máxima ondulação de corrente desejada nos indutores, determina-se o menor valor das indutâncias que manterá o conversor operando no modo de condução contínuo, dado pela equação 4.8. Observa-se que, quanto maior for a relação de transformação, menor será o valor de L necessário para a manutenção do conversor no modo de condução contínuo.

$$\begin{cases} L_{Cr} = \frac{\overline{\Delta iL}(n; 0, 5)}{n} \cdot \frac{V_o}{fs \cdot \Delta iL} \\ L_{Cr} \geq \frac{1}{4 \cdot n} \cdot \frac{V_o}{\Delta iL \cdot fs} \end{cases} \quad 4.8$$

4.3 Ondulação de corrente drenada da fonte de entrada

Devido às características de fonte de corrente na entrada do conversor, a sua corrente estará sempre no modo de condução contínuo. Uma forma de controlar a ondulação de corrente é obter uma relação entre essa ondulação e o valor das indutâncias de entrada. Nesta seção, apresentam-se as equações que definem a ondulação de corrente drenada da fonte de entrada para as duas regiões de operação e no modo de condução contínuo.

A corrente drenada da fonte de entrada é obtida a partir da equação 4.9.

$$i_E(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) \quad 4.9$$

4.3.1 Região R₂

A partir das etapas de funcionamento, obtêm-se, primeiramente, as correntes instantâneas dos indutores de entrada para, em seguida, ser atendida a equação 4.9.

a) Primeira etapa de funcionamento

Durante a primeira etapa de funcionamento, descrevem-se as correntes nos indutores de entrada pelas equações 4.10. As equações que representam as correntes dos

indutores podem ser obtidas a partir da análise da Figura 4.2. Para facilitar a análise, é importante lembrar que o indutor L_2 , durante o intervalo de tempo entre t_0 e t_2 , estará submetido à tensão $V_o' - E$.

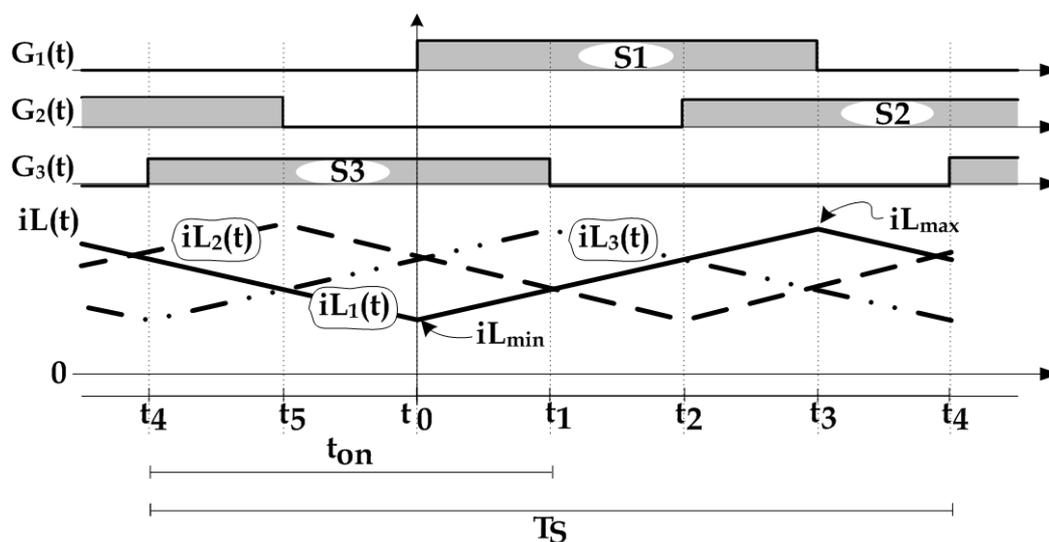


Figura 4.2 – Formas de onda dos sinais de comando e das correntes dos indutores para o conversor operando na região R2 e no MCC

$$\begin{cases} i_{L1}(t_0) = i_{L\min} \\ i_{L2}(t_0) = i_{L\min} + V_o \frac{(q-n)}{nqL} \cdot \frac{T_S}{3} \\ i_{L3}(t_0) = i_{L\max} - \frac{V_o}{qL} \Delta t1 \end{cases} \quad 4.10$$

b) Segunda etapa de funcionamento

Ainda com referência às formas de onda apresentadas na Figura 4.2, durante a segunda etapa de funcionamento, descrevem-se as correntes nos indutores de entrada pelas equações 4.11.

As equações 4.12 definem os valores máximo e mínimo das correntes através dos indutores de entrada e a duração das etapas de funcionamento para a R_2 .

$$\begin{cases} i_{L1}(t_1) = i_{L\min} + \frac{V_o}{qL} \Delta t1 \\ i_{L2}(t_1) = i_{L\min} + V_o \frac{(q-n)}{nqL} \Delta t1 \\ i_{L3}(t_1) = i_{L\max} \end{cases} \quad 4.11$$

$$\begin{cases} i_{L\min} = \frac{1}{6} \left(\frac{2I_o q^3 Lf_S - 3V_o (q-n)}{q^2 Lf_S} \right) \\ i_{L\max} = \frac{1}{6} \left(\frac{2I_o q^3 Lf_S + 3V_o (q-n)}{q^2 Lf_S} \right) \\ \Delta t1 = \frac{2q-3n}{3f_S q} \\ \Delta t2 = \frac{3n-q}{3f_S q} \end{cases} \quad 4.12$$

Como a frequência da corrente de entrada é igual a três vezes a frequência de comutação, para a determinação da corrente de entrada, basta a observação de um terço do período de trabalho do conversor, ou seja, basta a análise das duas primeiras etapas de funcionamento do conversor; consegue-se, assim, determinar a ondulação dessa corrente, que é mostrada na Figura 4.3.

Em t_0 , a corrente de entrada é mínima e dada pela equação 4.13.

$$\begin{cases} i_E(t_0) = i_{Em} = i_{L1}(t_0) + i_{L2}(t_0) + i_{L3}(t_0) \\ i_{Em} = \frac{1}{6} \left(\frac{6nI_o q^3 Lf_S - 9V_o n (q-n) + 2V_o q^2}{q^2 n Lf_S} \right) \end{cases} \quad 4.13$$

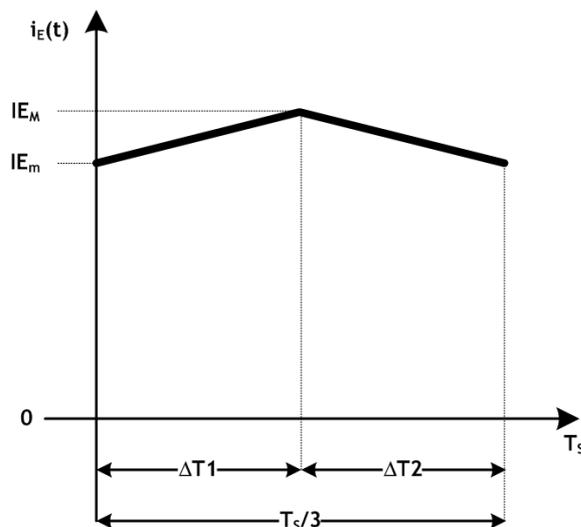


Figura 4.3 - Forma de onda da corrente na entrada do conversor em R_2

O maior valor da corrente de entrada ocorre em t_1 , conforme mostra a equação 4.14.

$$\begin{cases} i_E(t_1) = i_{EM} = i_{L1}(t_1) + i_{L2}(t_1) + i_{L3}(t_1) \\ i_{EM} = \frac{1}{6} \left(\frac{6nI_o q^3 Lf_S + 9V_o n(q-n) - 2V_o q^2}{q^2 n Lf_S} \right) \end{cases} \quad 4.14$$

Das equações 4.13 e 4.14, obtém-se a ondulação da corrente de entrada, dada pelas equações 4.15.

$$\begin{cases} \Delta i_E = i_{EM} - i_{Em} \\ \Delta i_E = \frac{1}{3} \left(\frac{9n(q-n) - 2q^2}{nq^2} \right) \frac{V_o}{Lf_S} \\ \overline{\Delta i_E} = \frac{1}{3} \left(\frac{9n(q-n) - 2q^2}{nq^2} \right) = \frac{(9D(1-D) - 2)}{3n} \end{cases} \quad 4.15$$

4.3.2 Região R₃

Da mesma forma que na região R₂ e a partir das etapas de funcionamento em R₃, obtém-se, primeiramente, as correntes instantâneas nos indutores de entrada, para em seguida ser atendida a equação 4.9.

a) Primeira etapa de funcionamento

Nessa etapa, as equações determinam as correntes através dos indutores de entrada L₁, L₂ e L₃. As equações que representam as correntes dos indutores podem ser obtidas a partir da análise da Figura 4.4.

$$\begin{cases} i_{L1}(t_0) = i_{L\min} \\ i_{L2}(t_0) = i_{L\max} - \frac{V_o}{qL} \Delta t_1 \\ i_{L3}(t_0) = i_{L\min} + \frac{V_o}{3qLf_S} \end{cases} \quad 4.16$$

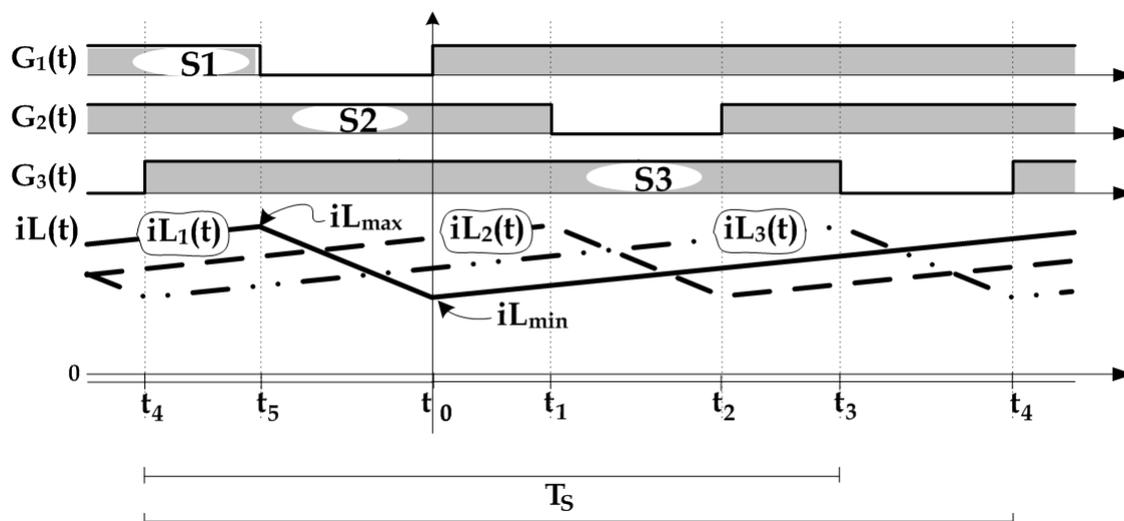


Figura 4.4 - Formas de onda dos sinais de comando e das correntes dos indutores para o conversor operando na região R3 e no MCC

b) Segunda etapa de funcionamento

Ainda com referência às formas de onda apresentadas na Figura 4.4, na segunda etapa de funcionamento, as equações 4.17 descrevem as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 no instante t_1 .

$$\begin{cases} i_{L1}(t_1) = i_{L\min} + \frac{V_o}{qL} \Delta t1 \\ i_{L2}(t_1) = i_{L\max} \\ i_{L3}(t_1) = i_{L\max} - \frac{V_o}{qL} \cdot \frac{T_S}{3} \end{cases} \quad 4.17$$

As equações 4.18 definem os valores máximo e mínimo das correntes, através dos indutores de entrada, e a duração das etapas de funcionamento. A duração das etapas mostrada na referida equação são equivalentes à equação 3.2.

$$\begin{cases} i_{L\min} = \frac{1}{6} \left(\frac{2I_o q^3 L f_s - 3V_o (q - n)}{q^2 L f_s} \right) \\ i_{L\max} = \frac{1}{6} \left(\frac{2I_o q^3 L f_s + 3V_o (q - n)}{q^2 L f_s} \right) \\ \Delta t1 = \frac{q - 3n}{3f_s q} \\ \Delta t2 = \frac{n}{f_s q} \end{cases} \quad 4.18$$

Como mostrado na Figura 4.3, em t_0 , a corrente de entrada é mínima e definida pela equação 4.19.

$$\begin{cases} i_E(t_0) = i_{Em} = i_{L1}(t_0) + i_{L2}(t_0) + i_{L3}(t_0) \\ i_{Em} = \frac{1}{2} \left(\frac{2I_o q^3 Lf_S - V_o(q - 3n)}{q^2 Lf_S} \right) \end{cases} \quad 4.19$$

O maior valor da corrente de entrada ocorre em t_1 , conforme equação 4.20.

$$\begin{cases} i_E(t_1) = i_{EM} = i_{L1}(t_1) + i_{L2}(t_1) + i_{L3}(t_1) \\ i_{EM} = \frac{1}{2} \left(\frac{2I_o q^3 Lf_S + V_o(q - 3n)}{q^2 Lf_S} \right) \end{cases} \quad 4.20$$

Das equações 4.19 e 4.20, obtém-se a ondulação da corrente de entrada para o conversor operando em R_3 , que é definida pela equação 4.21. As equações 4.15 e 4.21 são importantes, pois, por meio delas, pode-se determinar o valor das indutâncias de entrada do conversor para que seja atendido um determinado nível de ondulação de corrente da fonte, bem como estabelecer a ondulação de corrente normalizada em função de V_o , L e f_S .

$$\begin{cases} \Delta i_E = i_{EM} - i_{Em} \\ \Delta i_E = \left(\frac{q - 3n}{q^2} \right) \frac{V_o}{Lf_S} \\ \overline{\Delta i_E} = \frac{q - 3n}{q^2} = \frac{(1 - D) \cdot (3D - 2)}{n} \end{cases} \quad 4.21$$

Graficamente as equações 4.15 e 4.21 estão representadas na Figura 4.5, na qual se observa que a maior ondulação da corrente drenada da fonte é de $1/12$ e ocorre para $D=0,5$ em R_2 , em R_3 para $D=5/6$. Analiticamente, pela equação 4.22, obtém-se o valor de indutância mínimo que proporcionará a maior ondulação de corrente na entrada e ainda manterá o conversor operando no MCC.

$$L_{\min} = \frac{1}{12 \cdot n} \cdot \frac{V_o}{\Delta i_E \cdot f_S} \quad 4.22$$

Comparando o menor valor de L , dado pela equação 4.22, com o apresentado em [13] e [14], para um conversor elevador convencional, no conversor proposto, com $n=1$, L será 1,5 vezes menor.

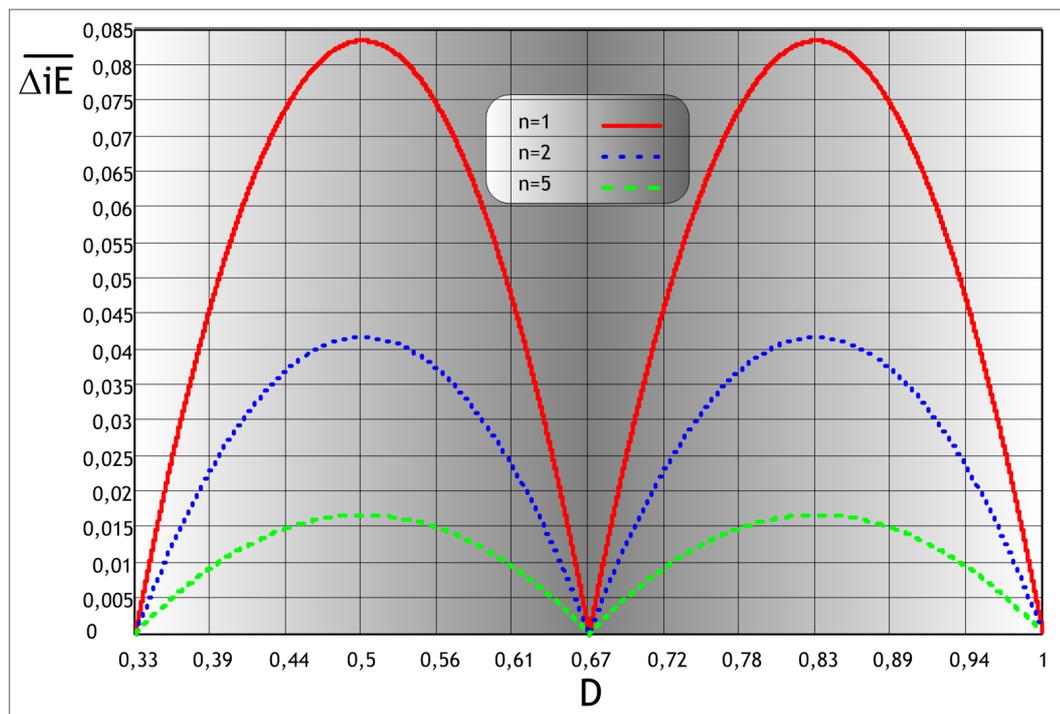


Figura 4.5 – Ondulação de corrente na fonte de entrada

4.4 Ondulação da tensão de saída

O capacitor de filtragem, na saída, em paralelo com a carga, tem a função de reduzir a ondulação de tensão na carga. Durante alguns intervalos de operação do conversor, dependendo do modo e região de operação, é o capacitor que fornece toda ou parte da energia solicitada pela carga.

Obtiveram-se as equações que determinam o valor da capacitância de saída do conversor apresentadas a seguir a partir do balanço de energia em um capacitor e supondo que as correntes de carga e descarga do capacitor de saída não apresentam ondulações. Análise semelhante é apresentada por [12] para topologias convencionais de conversores CC-CC.

4.4.1 Determinação do capacitor de saída para R_2 no MCC

Durante os intervalos de tempo Δt_1 , Δt_3 e Δt_5 , como se pode visualizar na Figura 4.6 (g), o capacitor estará se descarregando, fornecendo parte da corrente para a carga. O valor

da capacitância de saída é dado pela equação 4.23, admitindo-se um determinado nível de ondulação de tensão na saída e supondo-se que as correntes de entrada e de saída não apresentem ondulações.

$$C_{R2} = \frac{I_o}{9nq} \cdot \frac{(2q - 3n)(3n - q)}{f_s \Delta V_o} \quad 4.23$$

4.4.2 Determinação do capacitor de saída para R₃ no MCC

Admitindo as mesmas simplificações feitas na análise anterior, durante os intervalos de tempo Δt_1 , Δt_3 e Δt_5 , como se pode visualizar na Figura 4.7 (g), o capacitor estará descarregando-se, fornecendo a corrente para a carga. O valor da capacitância de saída é obtido através da equação 4.24.

$$C_{R3} = \frac{I_o}{3q} \cdot \frac{(q - 3n)}{f_s \Delta V_o} \quad 4.24$$

4.5 Esforços nos semicondutores e elementos passivos

Essa seção apresenta as principais equações para o dimensionamento dos elementos que compõem a estrutura do conversor CC-CC elevador trifásico. Para a obtenção dessas equações são empregadas as formas de onda mostradas na Figura 4.6 e na Figura 4.7. Por simplicidade na análise, as correntes de entrada e nos indutores, bem como a tensão de saída, foram consideradas isentas de ondulações. Tais simplificações, no entanto, não desabonam a análise apresentada. Mostra-se o dimensionamento dos principais esforços em cada componente do conversor, para as duas regiões de operação, e todas as equações para o modo de condução contínuo de operação. Por meio das equações 2.4 e 3.2, repetidas por conveniência na equação 4.25, e das formas de onda da Figura 4.6(a) e da Figura 4.7(a), define-se a duração das etapas de funcionamento do conversor.

$$\text{Em } R_2 \begin{cases} \Delta t_1 = \left(\frac{2q - 3n}{3f_s q} \right) \\ \Delta t_2 = \left(\frac{3n - q}{3f_s q} \right) \end{cases} \quad \text{em } R_3 \begin{cases} \Delta t_1 = \left(\frac{q - 3n}{3f_s q} \right) \\ \Delta t_2 = \left(\frac{n}{f_s q} \right) \end{cases} \quad 4.25$$

(a) (b)

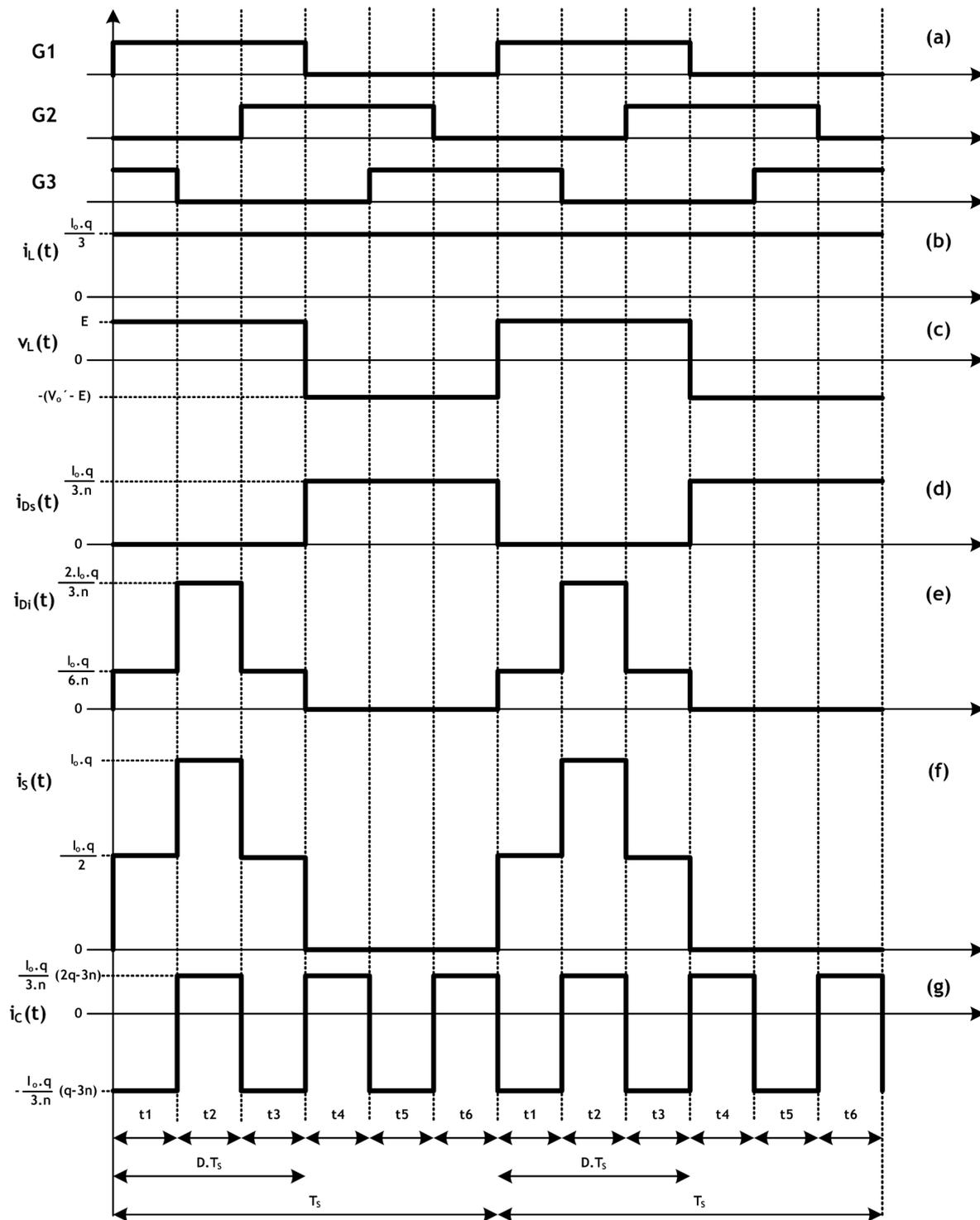


Figura 4.6 – Formas de onda idealizadas do conversor operando na região R2 e no MCC para $D=0,5$

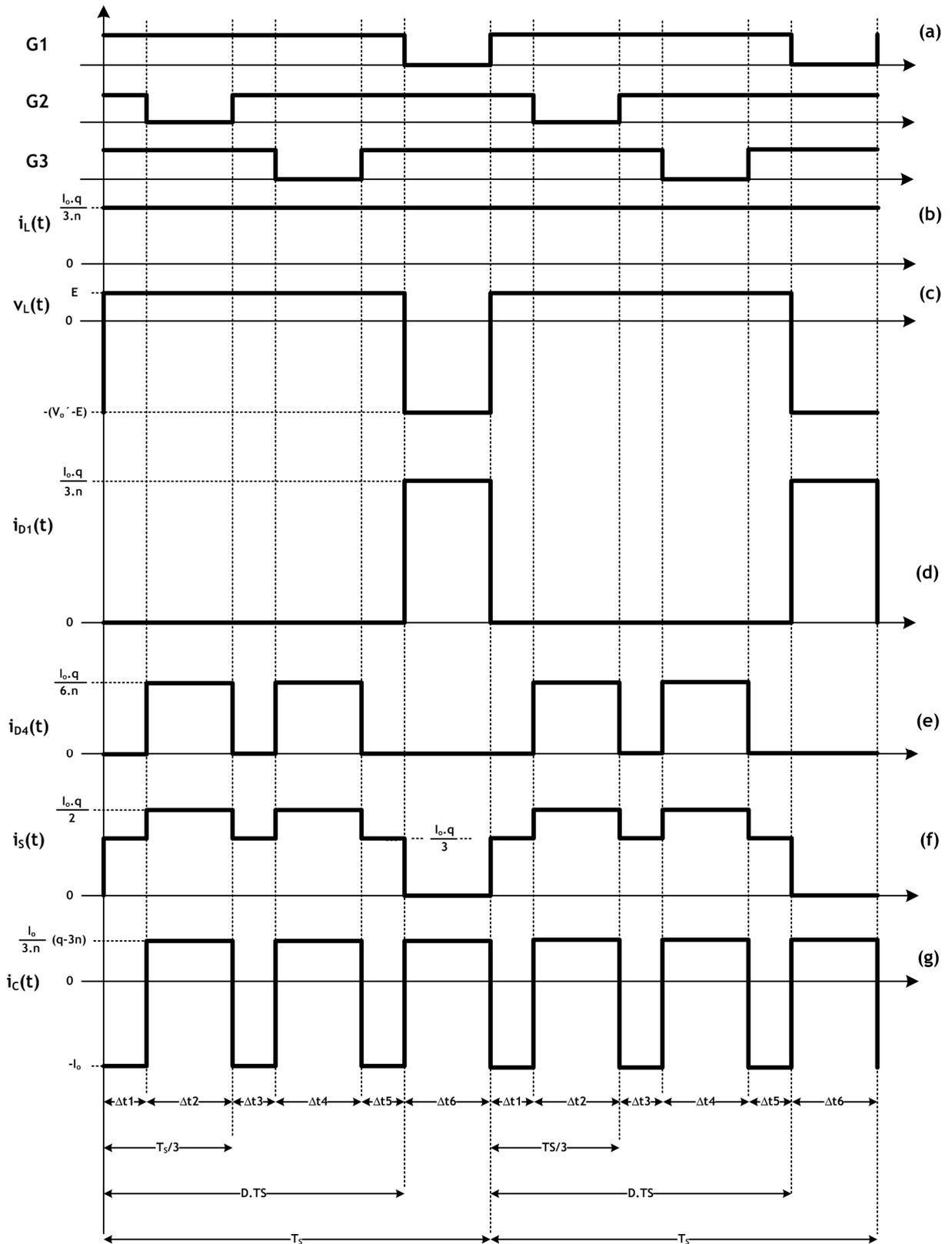


Figura 4.7 – Formas de onda idealizadas do conversor operando na região R_3 e no MCC para $D=0,8$

4.5.1 Esforços nos interruptores

Nesta seção, apresentam-se as equações que descrevem as correntes média e eficaz, bem como a tensão de bloqueio dos interruptores.

a) Corrente média

As equações 4.26 e 4.27 representam os esforços de corrente média nos interruptores para as regiões R₂ e R₃ respectivamente.

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{T_S} \left[\left(2 \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_o q}{2} dt \right) + \left(\int_0^{\Delta t_2} I_o q dt \right) \right] \quad 4.26$$

$$I_{S_{med}} = \frac{I_o q}{3}$$

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{T_S} \left[\left(3 \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_o q}{3} dt \right) + \left(2 \int_0^{\Delta t_2} \frac{I_o q}{2} dt \right) \right] \quad 4.27$$

$$I_{S_{med}} = \frac{I_o q}{3}$$

b) Corrente eficaz

As equações 4.28 e 4.29 representam os esforços de corrente eficaz nos interruptores para as regiões R₂ e R₃ respectivamente.

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\left(2 \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_o q}{2} \right)^2 dt \right) + \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_o q)^2 dt \right) \right]} \quad 4.28$$

$$I_{S_{ef}} = \frac{I_o q}{2} \sqrt{\frac{2n}{q}}$$

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\left(3 \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_o q}{3} \right)^2 dt \right) + \left(2 \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_o q}{2} \right)^2 dt \right) \right]} \quad 4.29$$

$$I_{S_{ef}} = \frac{I_o q}{3} \sqrt{\frac{2q + 3n}{2q}}$$

c) *Tensão máxima de bloqueio*

A máxima tensão reversa dos interruptores, desconsiderando a influência da indutância de dispersão, é a tensão máxima do enrolamento primário do transformador, dada pela equação 4.30. Na prática, ensaia-se o transformador e, a partir dos valores de dispersão obtidos, realizam-se simulações em que se verificam os níveis de tensão máxima que os interruptores devem suportar.

$$V_S M = \frac{V_o}{n} \quad 4.30$$

4.5.2 Esforços nos diodos de saída do grupo superior

São chamados de diodos do grupo superior (D_s) os três diodos de saída do conversor descritos nas etapas de funcionamento como D_1 , D_2 e D_3 . Essa diferenciação faz-se necessária, pois, dependendo do modo e da região de operação, as correntes instantâneas dos diodos do grupo superior serão diferentes das correntes instantâneas dos diodos do grupo inferior, a serem definidas na seção seguinte.

a) *Corrente média*

A equação 4.31 quantifica os esforços de corrente média nos diodos superiores para as regiões R_2 e R_3 .

$$I_{DS_{med}} = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{\left(\frac{n}{qf_s}\right)} \frac{I_o q}{3n} dt \right] \rightarrow I_{DS_{med}} = \frac{I_o}{3} \quad 4.31$$

b) *Corrente eficaz*

A equação 4.32 quantifica os esforços de corrente eficaz nos diodos superiores para as regiões R_2 e R_3 .

$$I_{D_{s_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_0^{\left(\frac{n}{q_s}\right)} \left(\frac{I_o q}{3n}\right)^2 dt \right]} \rightarrow I_{D_{s_{ef}}} = \frac{I_o q}{3n} \sqrt{\frac{n}{q}} \quad 4.32$$

c) Tensão máxima de bloqueio

A máxima tensão reversa sobre os diodos superiores é a própria tensão de saída e dada pela equação 4.33.

$$V_{D_s M} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad 4.33$$

4.5.3 Esforços nos diodos de saída do grupo inferior

São chamados de diodos do grupo inferior, (D_i) os três diodos de saída do conversor descritos nas etapas de funcionamento como D_4 , D_5 e D_6 .

a) Corrente média

As equações 4.34 e 4.35 representam os esforços de corrente média nos diodos inferiores para as regiões R_2 e R_3 respectivamente.

$$I_{D_i m} = \frac{1}{T_S} \left[\left(2 \int_0^{(\Delta t_1)} \frac{I_o q}{6n} dt \right) + \left(\int_0^{(\Delta t_2)} \frac{I_o q}{3n} dt \right) \right] \quad 4.34$$

$$I_{D_i m} = \frac{I_o}{3}$$

$$I_{D_i m} = \frac{1}{T_S} \left[\left(2 \int_0^{\left(\frac{n}{J_{sq}}\right)} \frac{I_o q}{6n} dt \right) \right] \quad 4.35$$

$$I_{D_i m} = \frac{I_o}{3}$$

b) Corrente eficaz

As equações 4.36 e 4.37 representam os esforços de corrente eficaz nos diodos

inferiores para as regiões R_2 e R_3 respectivamente.

$$I_{Di:ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\left(2 \int_0^{(\Delta t1)} \left(\frac{I_o q}{6n} \right)^2 dt \right) + \left(\int_0^{(\Delta t2)} \left(\frac{I_o q}{3n} \right)^2 dt \right) \right]}$$

$$I_{Di:ef} = \frac{I_o q}{3n} \sqrt{\frac{7n - 2q}{2q}}$$
4.36

$$I_{Di:ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_0^{\left(\frac{n}{fs}\right)} \left(\frac{I_o q}{6n} \right)^2 dt \right]}$$

$$I_{Di:ef} = \frac{I_o q}{3n} \sqrt{\frac{n}{2q}}$$
4.37

c) Tensão máxima de bloqueio

A máxima tensão reversa sobre os diodos inferiores é a própria tensão de saída e dada pela equação 4.38.

$$V_{Di:M} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2}$$
4.38

4.5.4 Indutores de entrada

Desprezando as ondulações na corrente elétrica que circula através dos indutores de entrada, a equação 4.39 representa seus valores de corrente média.

a) Correntes média e eficaz

$$I_{L:med} \cong I_{L:ef} = \frac{I_o \cdot q}{3}$$
4.39

4.5.5 Capacitor de saída

Para o dimensionamento do capacitor, é necessária a determinação do valor de corrente eficaz que esse deve suportar. Considerando que a forma de onda da corrente no

capacitor é igual à representada na Figura 4.6(g) ou na Figura 4.7(g), as equações 4.40 e 4.41 representam a corrente eficaz através do capacitor quando o conversor trabalha em R_2 ou em R_3 respectivamente. Da mesma forma, a máxima tensão sobre o capacitor de saída é a própria tensão de saída e dada pela equação 4.42.

a) *Corrente eficaz*

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{3}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_o}{3n} (q - 3n) \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_o}{3n} (2q - 3n) \right)^2 dt \right]} \quad 4.40$$

$$I_{Cef} = \frac{I_o}{3n} \sqrt{(2q - 3n)(3n - q)}$$

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{3}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_o}{3n} (q - 3n) \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} (I_o)^2 dt \right]} \quad 4.41$$

$$I_{Cef} = \frac{I_o}{3} \sqrt{\frac{3(q - 3n)}{n}}$$

b) *Tensão máxima*

$$V_C = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad 4.42$$

4.6 Verificação por simulação

De posse do equacionamento desenvolvido, determinam-se, quantitativamente, os esforços de tensão e corrente aos quais estarão expostos os principais elementos que compõem o conversor elevador CC-CC trifásico, trabalhando nas regiões R_2 e R_3 . Objetivando-se a verificação do equacionamento proposto, apresentam-se os resultados de simulação de dois projetos, um para R_2 e outro para R_3 . No capítulo 7, apresentam-se os procedimentos de projeto de todos os componentes do conversor proposto detalhadamente.

4.6.1 Especificações dos projetos

O equacionamneto completo do conversor é apresentado no Apêndice 1.

Para a determinação dos valores das indutâncias de entrada e da capacitância de saída, admitiu-se a existência de ondulações na corrente de entrada (Δi_E) e na tensão de saída (Δv_o). No entanto, visando observar os esforços de corrente e tensão nos indutores de entrada e no capacitor de saída, o valor das indutâncias de entrada foi feito muito maior do que o nominalmente especificado.

Em todas as figuras a seguir mostram-se além das formas de onda, curvas que representam os esforços de corrente, ou seja, os valores de corrente eficaz (rms) e de corrente média (avg) nos componentes do conversor. Os resultados mostrados são para o conversor operando em R_2 e R_3 com as seguintes especificações:

$$\begin{array}{llll}
 P_o = 6,8kW(R_2) \text{ e } 3,4kW(R_3) & D_{R2}=0,452 & \text{e} & D_{R3}=0,685 \\
 V_o = 450V & \Delta V_o = 9V & E_{R2} = 47V & \text{e} & E_{R3} = 27V \\
 f_s = 20kHz & n = 21/4 & \Delta i_{E_{R2}} = 3A & \text{e} & \Delta i_{E_{R3}} = 6A \\
 L_{R2} = 119\mu H & C_{R2} = 3,9\mu F & L_{R3} = 59,53\mu H & & C_{R2} = 770nF
 \end{array} \tag{4.43}$$

4.6.2 Circuito de simulação do conversor na região R_2

Na Figura 4.8, apresenta-se o diagrama de simulação do conversor proposto trabalhando na região R_2 . Realizaram-se as simulações no *software Orcad 10.5*. Nas formas de onda apresentadas na seção seguinte, todas as janelas de simulação identificadas com a letra **a** fazem referência a esse diagrama esquemático.

4.6.3 Circuito de simulação do conversor na região R_3

Na Figura 4.9, apresenta-se o diagrama de simulação do conversor proposto trabalhando na região R_3 . Realizaram-se as simulações no *software Orcad 10.5*. Nas formas de onda apresentadas na seção seguinte, todas as janelas de simulação identificadas com a letra **b** fazem referência a esse diagrama esquemático.

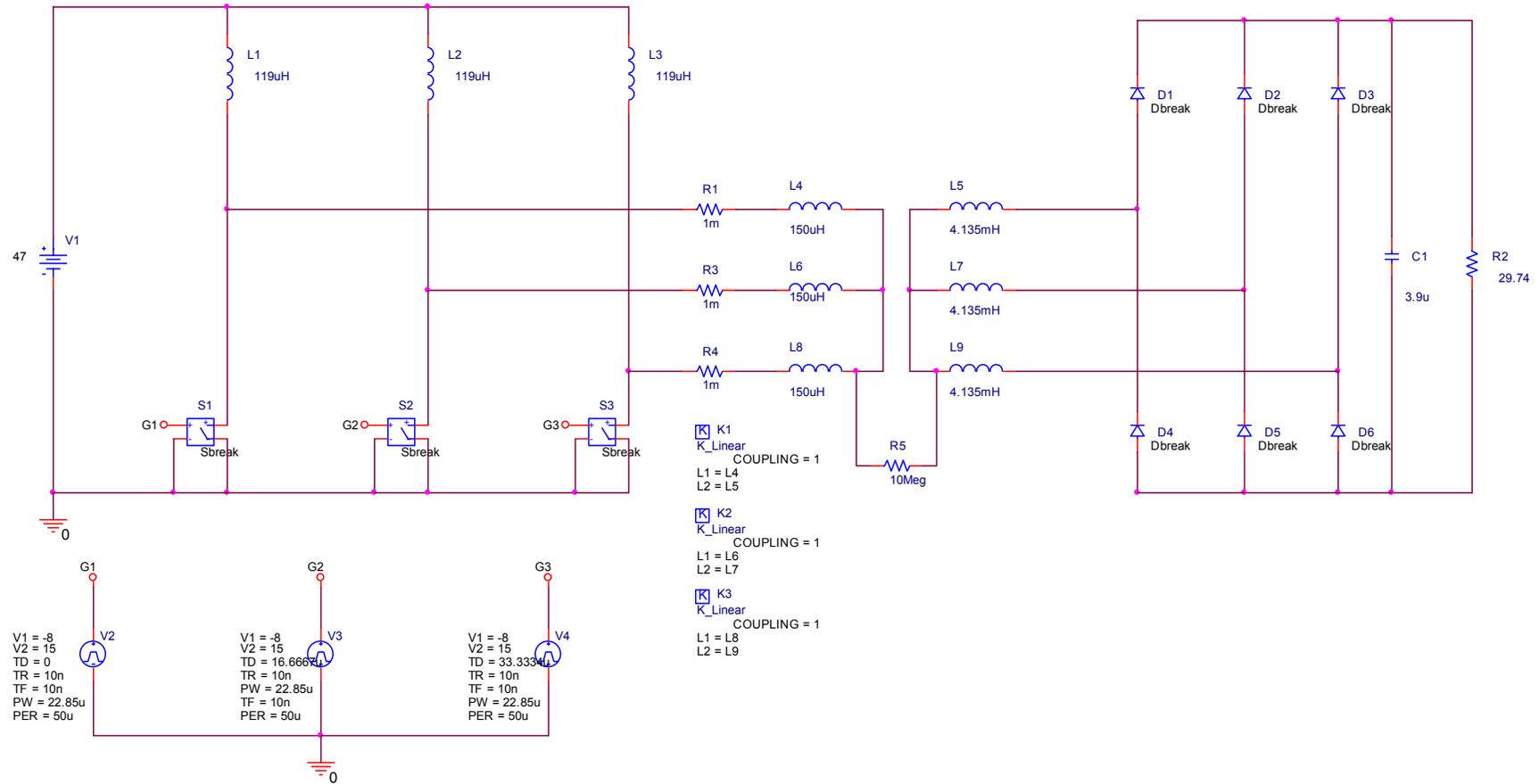


Figura 4.8 - Circuito simulado para o conversor operando na região R_2

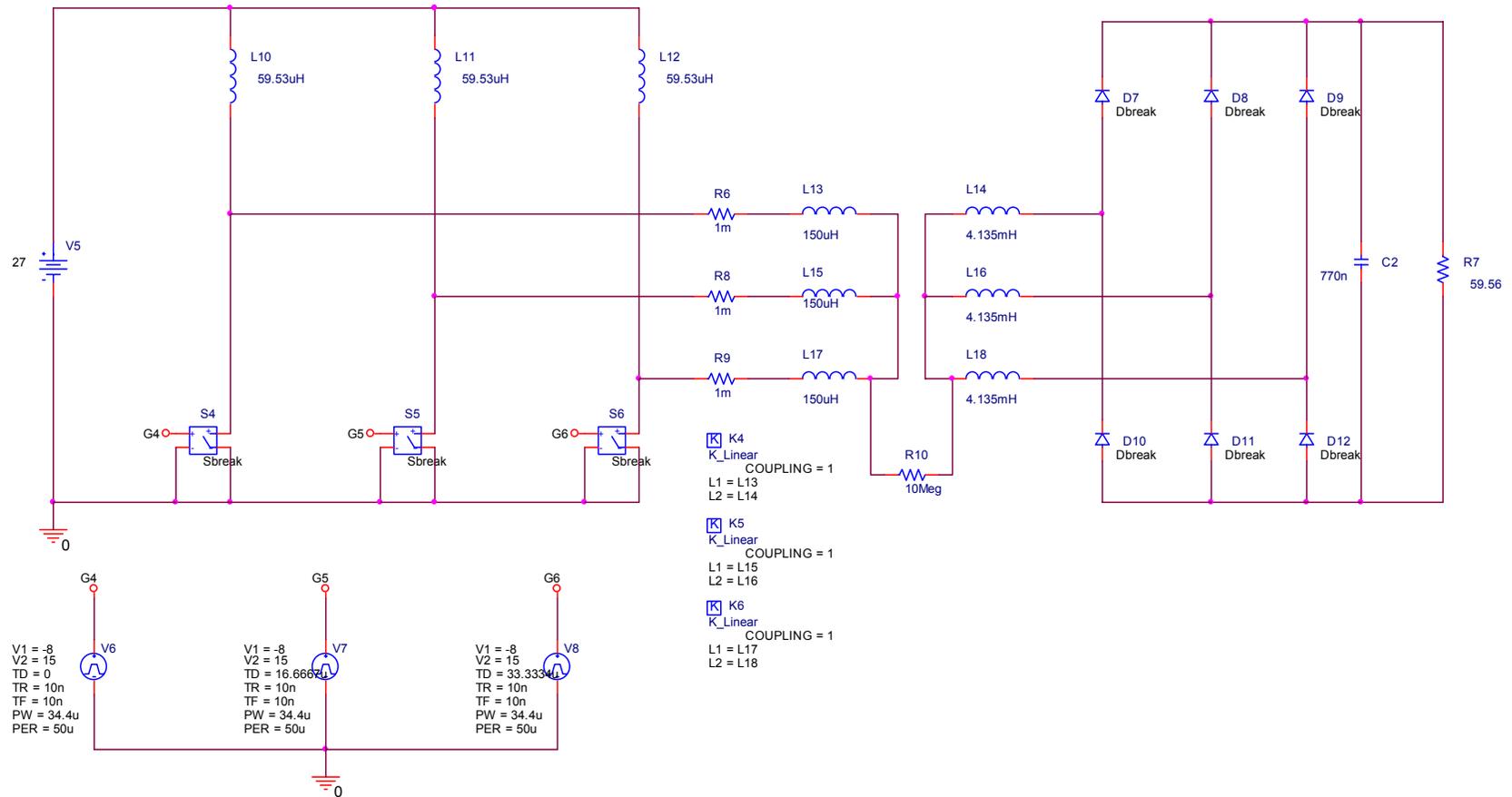


Figura 4.9 - Circuito simulado para o conversor operando na região R_3

4.6.4 Formas de onda nos interruptores

Na Figura 4.10, apresentam-se as formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores do conversor. Na janela (a), estão os resultados para a região R_2 , na qual se mostram os esforços de corrente média e eficaz, além dos formatos da corrente e da tensão instantâneas nos interruptores. Na janela (b), mostram-se as mesmas formas de onda e esforços para o conversor operando na região R_3 .

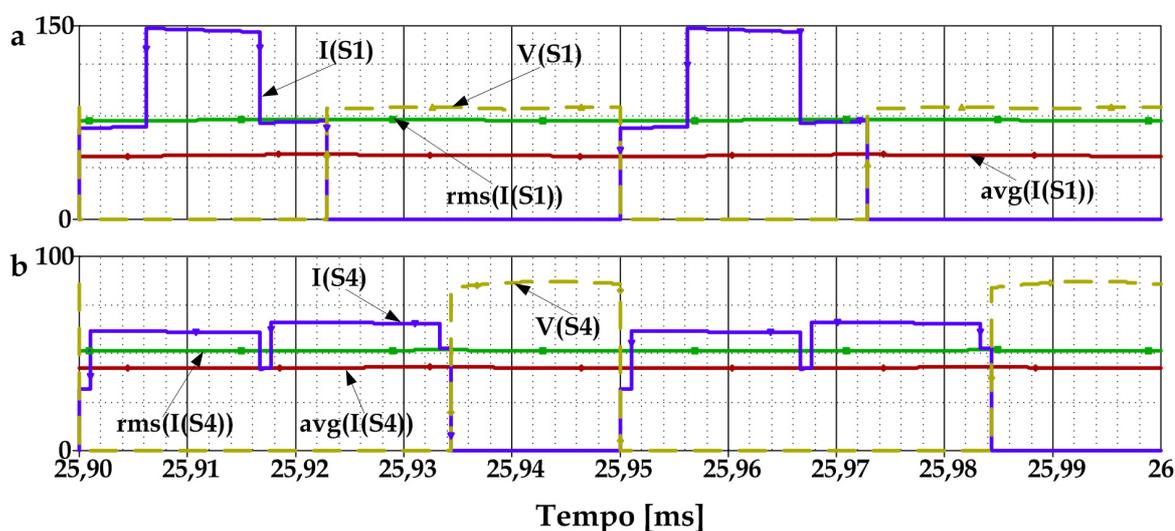


Figura 4.10 – Formas de onda nos interruptores para o conversor operando no MCC: (a) em R_2 e (b) em R_3

4.6.5 Formas de onda nos diodos do grupo superior

A Figura 4.11 representa as formas de onda de corrente nos diodos do grupo superior do conversor. Como pode ser verificado na Tabela 4.1, os esforços de corrente média e corrente eficaz obtidos confirmam a validade do equacionamento proposto.

4.6.6 Formas de onda nos diodos do grupo inferior

Na Figura 4.12, apresentam-se as curvas das correntes instantâneas através dos diodos do grupo inferior e os esforços de corrente média e de corrente eficaz para ambas as regiões de operação do conversor. Os valores desses esforços são detalhados na Tabela 4.1.

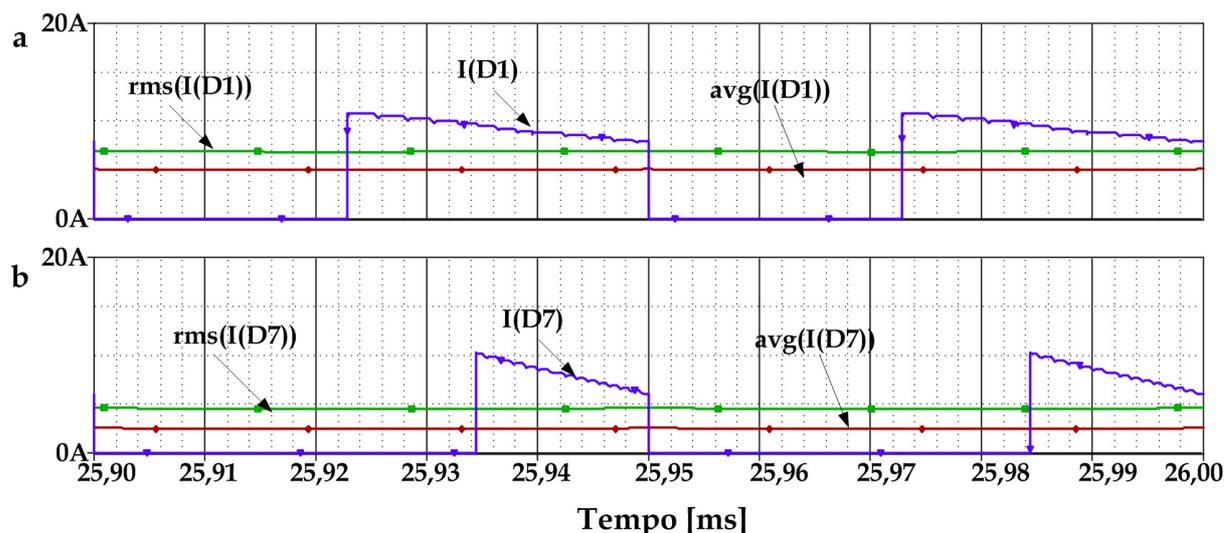


Figura 4.11 - Formas de onda nos diodos do grupo superior para o conversor operando no MCC: (a) em R₂ e (b) em R₃

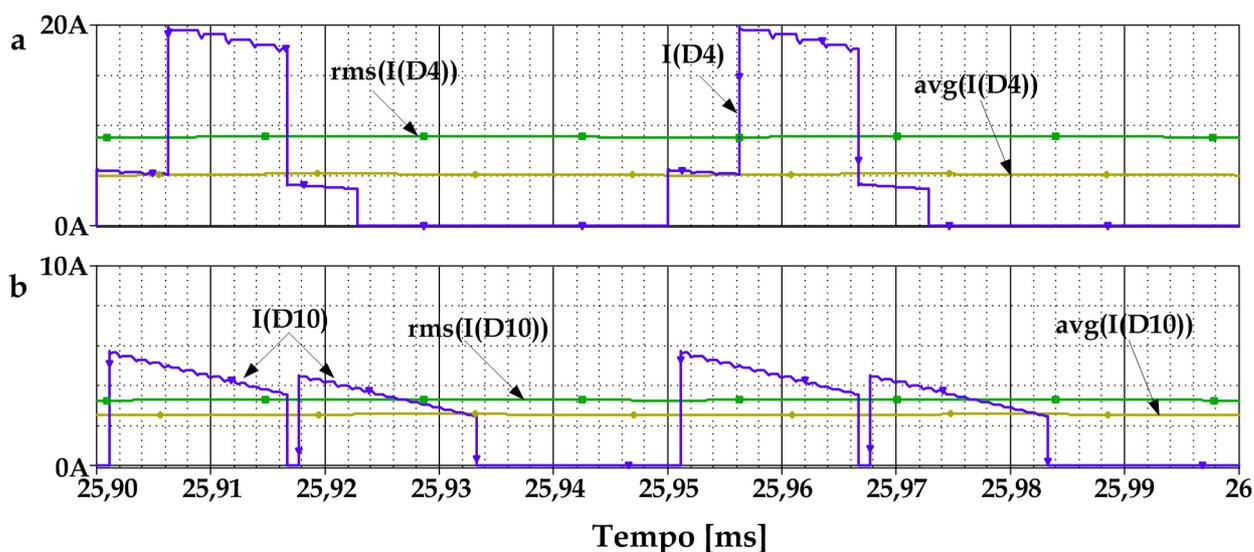


Figura 4.12 - Formas de onda nos diodos do grupo inferior para o conversor no mcc: (a) em R₂ e (b) em R₃

4.6.7 Formas de onda nos indutores de entrada

Na Figura 4.13, apresentam-se os esforços e o detalhe da ondulação de corrente nos indutores de entrada. Pode-se verificar que o conversor encontra-se no modo de condução contínuo e que os esforços de corrente encontram-se dentro da margem de erro esperada em relação ao valor exato, com poucas diferenças devidas às simplificações feitas para a análise teórica.

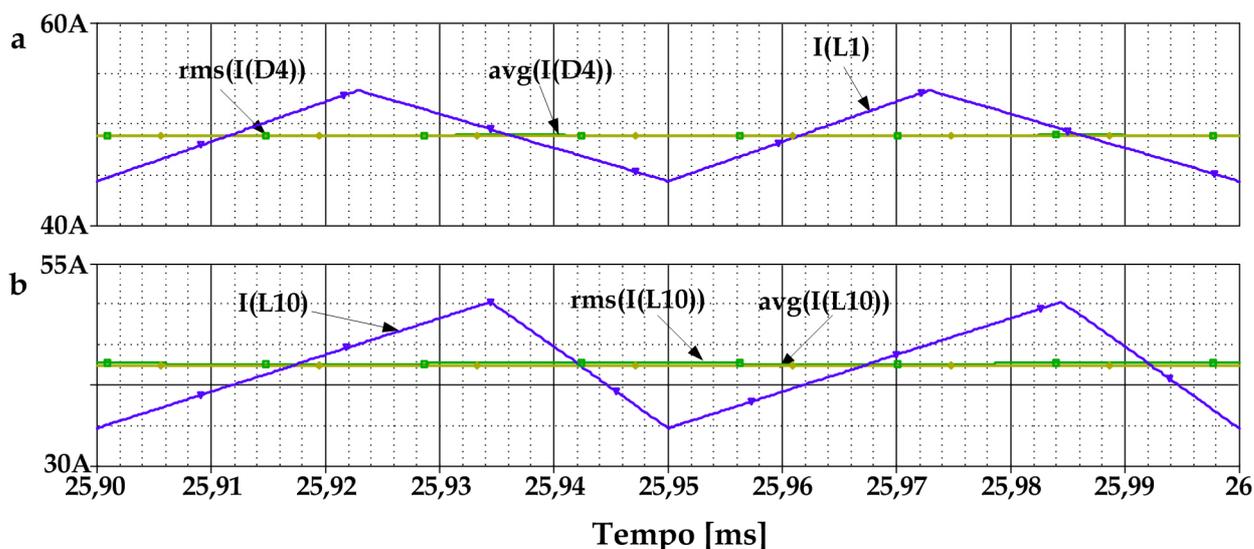


Figura 4.13 - Formas de onda de corrente nos indutores para o conversor operando no MCC: (a) em R_2 e (b) em R_3

4.6.8 Formas de onda da corrente na fonte

A forma de onda da corrente na fonte de entrada apresenta reduzida ondulação. Na Figura 4.14, mostram-se as correntes drenadas para o conversor funcionando nas duas regiões de operação possíveis. Observa-se que a ondulação da corrente da fonte oscila com uma frequência três vezes superior à frequência de comutação dos interruptores.

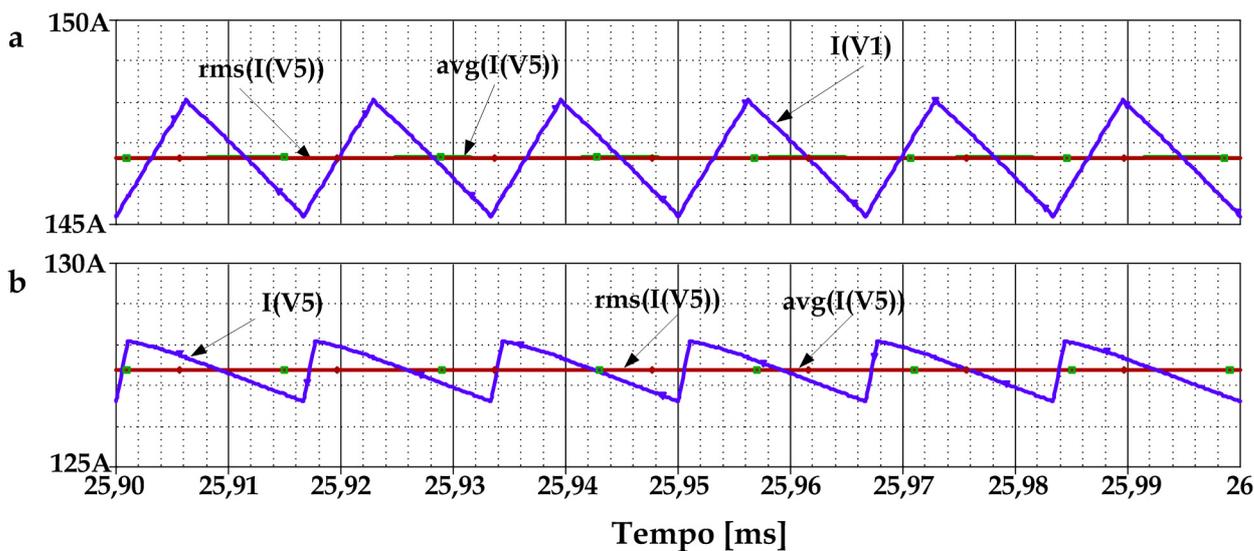


Figura 4.14 - Formas de onda da corrente na fonte de entrada: (a) em R_2 e (b) em R_3

4.6.9 Formas de onda de corrente no capacitor de saída

No capacitor de saída, como mostra a Figura 4.15, a corrente oscila com frequência o equivalente a três vezes a frequência de comutação. Os esforços de corrente encontrados via simulação corroboram o equacionamento realizado.

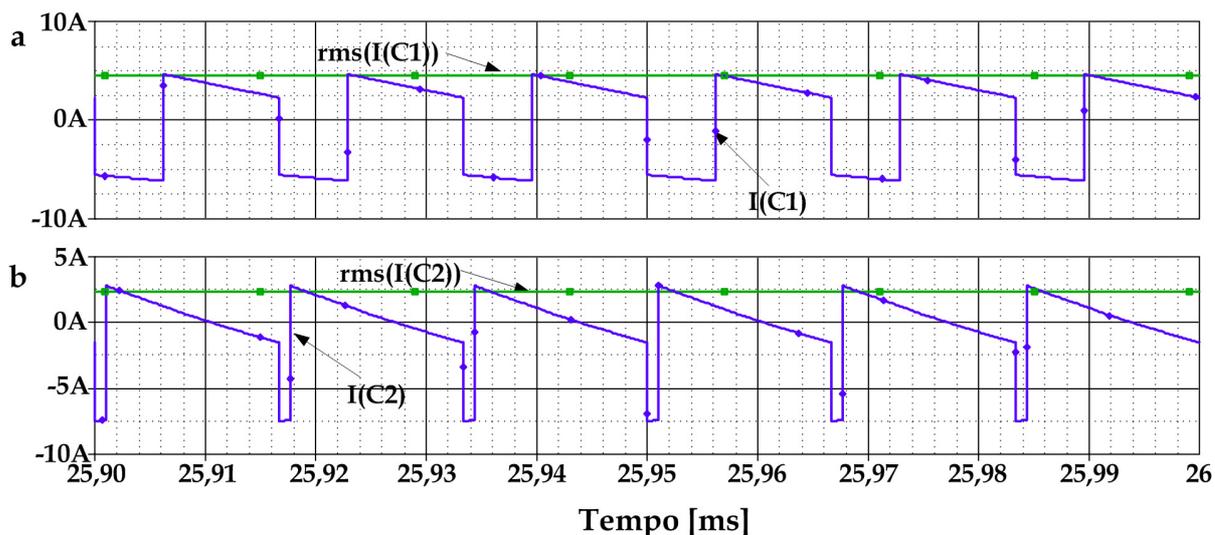


Figura 4.15 - Formas de onda da corrente no capacitor de saída: (a) em R_2 e (b) em R_3

4.6.10 Formas de onda da tensão de saída

Na Figura 4.16, apresenta-se a forma da tensão de saída do conversor, detalhando-se a ondulação da tensão, em ambas as regiões de operação. Verifica-se que a ondulação encontrada quando o conversor funciona em R_2 confirma o equacionamento realizado. Quando o conversor funciona na região R_3 , a amplitude da ondulação fica muito dependente da ondulação da corrente elétrica que circula através dos indutores e, por isso, apresenta um valor diferente do esperado na análise teórica.

Várias simulações adotando valores de indutância de entrada muito maiores que o calculado mostraram que a ondulação na tensão tende para o valor teórico calculado. Essa alteração da amplitude e do formato da ondulação na tensão afeta o valor eficaz da corrente do capacitor de saída, como pode ser verificado na Tabela 4.1.

O aspecto exponencial das formas de onda torna-se mais pronunciado à medida que a ondulação nas correntes dos indutores aumenta. Do contrário, quanto menor a ondulação

de corrente nos indutores, mais linear será a variação de tensão no capacitor de saída.

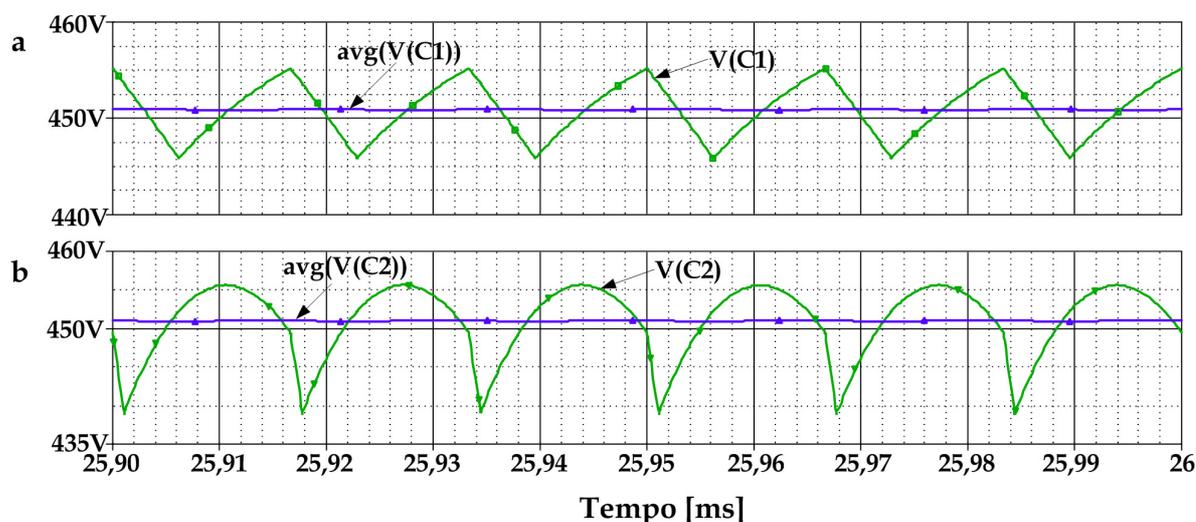


Figura 4.16 - Formas de onda da corrente no capacitor de saída: (a) em R_2 e (b) em R_3

4.7 Limitação do ganho de tensão

Nas equações desenvolvidas neste capítulo, desconsideraram-se as perdas nos elementos semicondutores. No entanto, nas topologias de conversores elevadores trabalhando no modo de condução contínuo, as perdas durante a condução dos semicondutores levam a uma redução (limitação) do ganho de tensão (q), à medida que a razão cíclica se aproxima da unidade. Nesta seção, a exemplo do apresentado em [13], apresentam-se algumas considerações sobre essas características e suas implicações no funcionamento do conversor.

Para a definição de uma equação que representasse a limitação do ganho de tensão do conversor, considerar-se-ão as não-idealidades dos semicondutores, bem como a resistência parasita em série dos indutores de entrada que ocasionam perdas durante o funcionamento do conversor. Desse modo, a equação descreve o ganho de tensão do conversor operando no modo de condução contínuo.

$$q_{(r_L, V_D, r_{DS}, n, D)} = \frac{n}{(1-D)} \cdot \frac{\left(1 - \frac{2V_D}{V_o}\right)}{\left[1 + \frac{n(r_L + r_{DS}) + 2n^2(1-D)r_{DS}}{3R_o(1-D)^2}\right]} \quad 4.44$$

Tabela 4.1 – Listagem comparativa dos esforços no conversor CC-CC trifásico para verificação do equacionamento proposto

COMPARATIVO ENTRE OS VALORES CALCULADOS E OS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO					
Componente	Esforços	R2		R3	
		Calculado	Simulado	Calculado	Simulado
Fonte de entrada	Corrente eficaz (A)	144,68	146,65	125,94	127,3
	Corrente média (A)	144,68	146,65	125,94	127,3
	Ondulação de corrente (A)	2,75	2,84	1,25	1,46
Indutores de entrada	Corrente eficaz (A)	48,23	48,97	42	42,65
	Corrente média (A)	48,23	48,90	42	42,41
	Ondulação de corrente (A)	8,91	8,94	15,54	15,57
Interruptores	Corrente eficaz (A)	75,76	76,84	50,94	51,73
	Corrente média (A)	48,23	49,17	42	42,84
	Tensão de bloqueio (A)	85,72	86,50	85,72	87,20
Diodos superiores	Corrente eficaz (A)	6,8	7,01	4,5	4,55
	Corrente média (A)	5,04	5,04	2,51	2,5
Diodos inferiores	Corrente eficaz (A)	8,81	9,05	3,18	3,29
	Corrente média (A)	5,04	5,23	2,52	2,56
Capacitor de saída	Corrente eficaz (A)	4,40	4,54	1,83	2,3
	Ondulação de tensão (V)	9,00	9,20	9,00	15,93
	Tensão média (V)	450,00	450,90	450	451

Por meio da Figura 4.17, verifica-se que, com o aumento da razão cíclica, o ganho de tensão sofre uma sensível redução à medida que a razão cíclica aproxima-se da unidade. Da mesma forma, as não-idealidades dos semicondutores fazem necessária uma correção na razão cíclica de operação do conversor.

A equação é usada para calcular a correção necessária no valor da razão cíclica. Graficamente essa correção é mostrada na Figura 4.18.

$$D_{(r_L, V_D, r_{DS}, n, q)} = k_1 \cdot [k_2 + k_3 - \sqrt{k_4(k_5 + k_6) + k_7(k_8 + k_9)}]$$

$$k_1 = \frac{1}{6qV_oR_o} \quad k_2 = 2qV_o(n^2r_{DS} + 3R_o) \quad k_3 = 3nR_o(2v_D - V_o)$$

$$k_4 = 4qV_on^3r_{DS} \quad k_5 = nqV_or_{DS} \quad k_6 = R_o(6v_D - 3V_o)$$

$$k_7 = 3nR_o \quad k_8 = 12nR_ov_D(v_D - V_o) \quad k_9 = V_o[3R_oV_o - 4q^2V_o(r_L + r_{DS})]$$
4.45

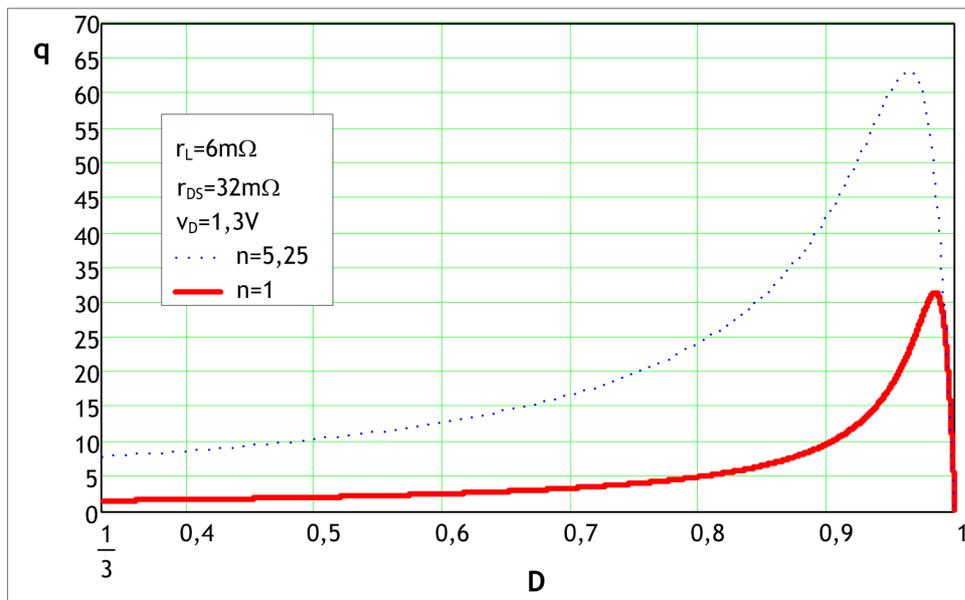


Figura 4.17 – Limitação do ganho de tensão em função das não-idealidades dos componentes do conversor

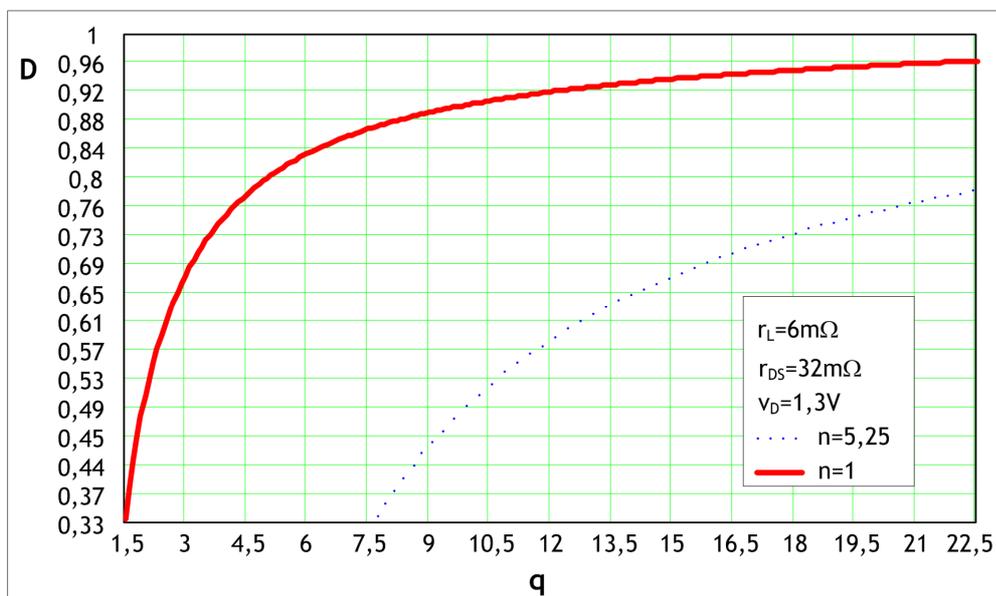


Figura 4.18 – Correção da razão cíclica em função das não-idealidades dos componentes do conversor

4.8 Conclusão

Neste capítulo, abordaram-se os aspectos envolvendo o dimensionamento dos componentes do conversor proposto operando no modo de condução contínuo. Escolheu-se o MCC pelas características do conversor, cujo objetivo maior é empregá-lo para o processamento de níveis de potência acima de 6 kW. Dessa forma, operá-lo no modo descontínuo levaria o conversor a trabalhar sob elevados esforços de corrente eficaz e reduzido rendimento, principalmente quando se empregam interruptores do tipo MOSFETs. Tal limitação já está bem abordada na literatura quando se trata de topologias elevadoras de tensão.

Por meio da análise quantitativa parcial, definiram-se os esforços de tensão e correntes que definem os requisitos de escolha dos componentes do conversor. Por intermédio de algumas simplificações, fundamentadas na teoria geral da eletrônica de potência, propôs-se um equacionamento simplificado do conversor operando nas duas regiões possíveis de trabalho.

Os resultados de simulação do conversor mostraram que o equacionamento proposto atende aos requisitos de operação e fornece, com boa precisão, os esforços nos componentes do conversor. O Apêndice 1 apresenta em detalhes: a planilha de cálculo dos componentes passivos, bem como os esforços de tensão e corrente aos quais esses componentes estarão sujeitos.

No capítulo seguinte, para complementar a análise quantitativa do novo conversor, apresentar-se-á o estudo do transformador, que será abordado o estudo do transformador que completará a análise quantitativa do novo conversor.

CAPÍTULO 5

ANÁLISE DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

5.1 Introdução

Neste capítulo, apresenta-se a análise teórica dos esforços de tensão e corrente nos enrolamentos do transformador. Primeiramente, apresentam-se as formas de onda características para cada região de operação, no modo de condução contínuo. Ao final, apresentam-se equações relativas aos esforços de tensão e corrente eficazes nos enrolamentos, com a comprovação da análise e do equacionamento por meio de resultados de simulação e dos resultados experimentais dos ensaios realizados.

5.2 Análise teórica simplificada

Realizar-se-á a análise dos esforços no transformador tomando como referência o circuito representado na Figura 5.1.

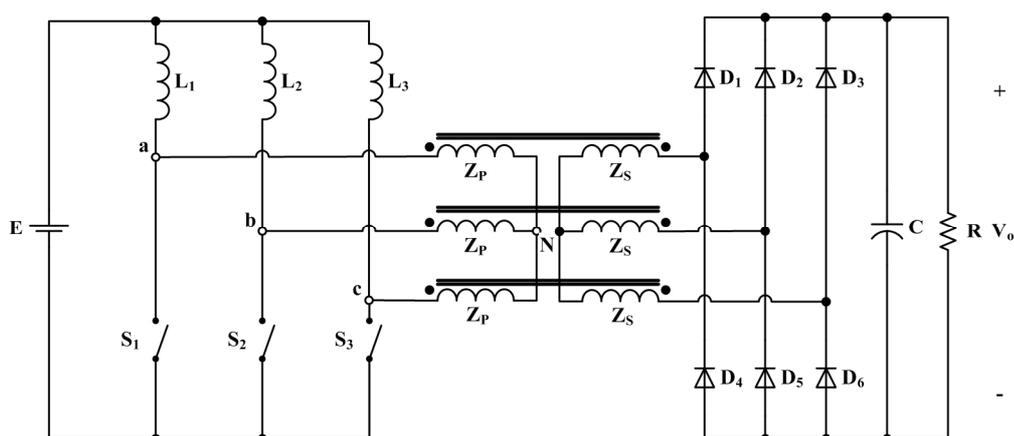


Figura 5.1 – Circuito equivalente do conversor proposto

Para a análise quantitativa dos esforços de tensão e de corrente, emprega-se o modelo idealizado do transformador. Utilizam-se três transformadores monofásicos conectados em estrela considerando que tanto as tensões como as correntes dos

enrolamentos primários e secundários estão co-relacionadas somente pela relação entre espiras. Assim, em cada etapa de funcionamento, resultará um circuito equivalente através do qual ficam estabelecidos os limites de tensão e de correntes nos enrolamentos. Para a descrição das etapas, empregar-se-á a seguinte convenção, quanto ao estado dos interruptores:

- $S_i=1$, interruptor em condução, resistência nula;
- $S_i=0$, interruptor bloqueado, resistência infinita.

Concebem-se os circuitos equivalentes tomando como ponto de partida que o conversor opera em regime permanente. A tensão máxima sobre cada um dos interruptores, que também é a máxima tensão de entrada dos circuitos equivalentes, é dada pela equação 5.1. De igual modo, a máxima corrente instantânea de cada fase do enrolamento primário é dada pela equação 5.2.

$$v_p(t) = E \frac{q}{n} = \frac{V_o}{n} \quad 5.1$$

$$i_p(t) = \frac{2}{3} I_E = \frac{2}{3} I_o q \quad 5.2$$

5.3 Análise do transformador na região R_2

Nesta subseção, apresentam-se os circuitos equivalentes dos esforços de tensão e de corrente do enrolamento primário do transformador.

5.3.1 Circuitos equivalentes para a primeira etapa ($S_1=S_3=1, S_2=0$)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.2 para representar a primeira etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos enrolamentos do transformador.

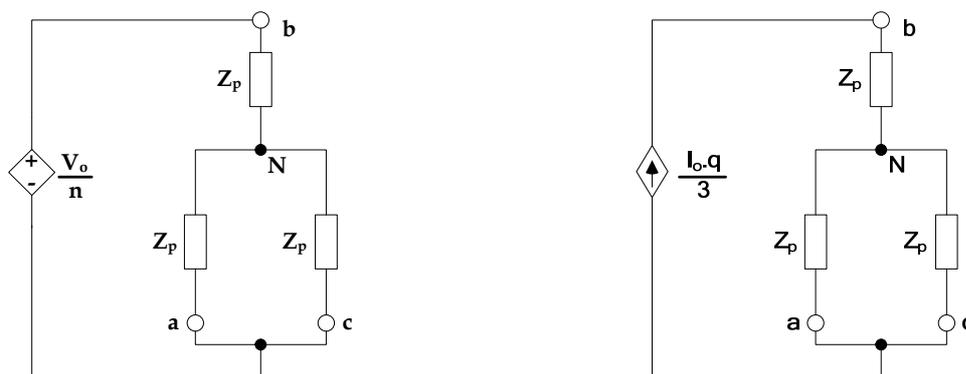


Figura 5.2 – Circuitos equivalentes para a primeira etapa de funcionamento

A partir dos circuitos equivalentes da Figura 5.2, obtêm-se as equações 5.3 e 5.4. Nas equações seguintes:

- V_o é a tensão de saída do conversor;
- I_o é a corrente de saída do conversor;
- q é o ganho estático para o modo de condução contínuo;
- Z_p é a relação entre a tensão aplicada em um enrolamento primário e a corrente que circula através desse.

$$V_{bN} = \frac{V_o}{n} \cdot \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_o}{n}$$

$$V_{aN} = V_{cN} = -\frac{V_o}{n} \cdot \frac{\frac{Z_p}{2}}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = -\frac{1}{3} \cdot \frac{V_o}{n}$$
5.3

$$I_{bN} = \frac{1}{3} I_o \cdot q$$

$$I_{aN} = I_{cN} = -\frac{1}{6} I_o \cdot q$$
5.4

5.3.2 Circuitos equivalentes para a segunda etapa ($S_1=1; S_2=S_3=0$)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.3 para representar a segunda etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos

enrolamentos do transformador. Definem-se as tensões e correntes nos enrolamentos durante essa etapa pelas equações 5.5 e 5.6.

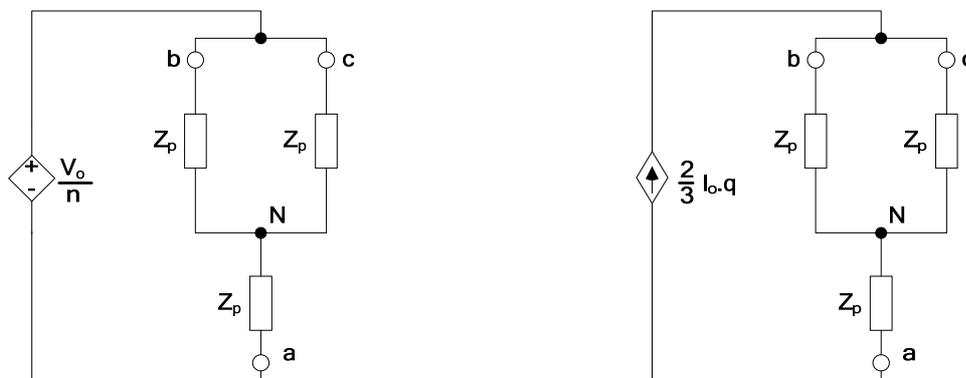


Figura 5.3 - Circuitos equivalentes para a segunda etapa de funcionamento

$$V_{a_N} = -\frac{V_o}{n} \cdot \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = -\frac{2}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \tag{5.5}$$

$$V_{b_N} = V_{c_N} = \frac{V_o}{n} \cdot \frac{\frac{Z_p}{2}}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{1}{3} \cdot \frac{V_o}{n}$$

$$I_{a_N} = -\frac{2}{3} I_o \cdot q \quad I_{b_N} = I_{c_N} = \frac{1}{3} I_o \cdot q \tag{5.6}$$

5.3.3 Circuitos equivalentes para a terceira etapa (S₁=S₂= 1; S₃=0)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.4 para representar a terceira etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos enrolamentos do transformador. As equações 5.7 e 5.8 estabelecem as tensões e correntes nos enrolamentos durante essa etapa.

$$V_{c_N} = \frac{V_o}{n} \cdot \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \quad V_{a_N} = V_{b_N} = -\frac{V_o}{n} \cdot \frac{\frac{Z_p}{2}}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = -\frac{1}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \tag{5.7}$$

$$I_{c_N} = \frac{1}{3} I_o \cdot q \quad I_{a_N} = I_{b_N} = -\frac{1}{6} I_o \cdot q \tag{5.8}$$

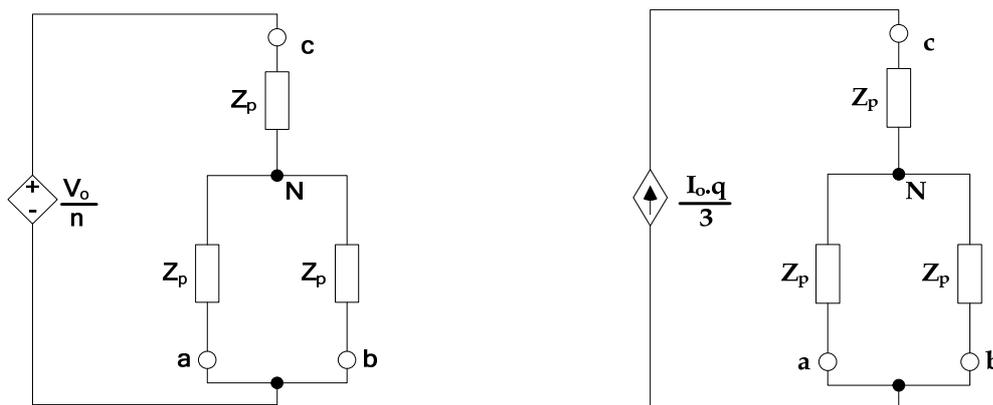


Figura 5.4 – Circuitos equivalentes para a terceira etapa de funcionamento

5.3.4 Circuitos equivalentes para a quarta etapa ($S_1= S_3= 0; S_2=1$)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.5 para representar a quarta etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos enrolamentos do transformador. As equações 5.9 e 5.10 estabelecem as tensões e correntes nos enrolamentos durante a quarta etapa de funcionamento.

$$V_{bN} = \frac{V_o}{n} \cdot \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = -\frac{2}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \quad V_{a_N} = V_{c_N} = \frac{V_o}{n} \cdot \frac{\frac{Z_p}{2}}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{1}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \quad 5.9$$

$$I_{bN} = -\frac{2}{3} I_o \cdot q \quad I_{a_N} = I_{c_N} = \frac{1}{3} I_o \cdot q \quad 5.10$$

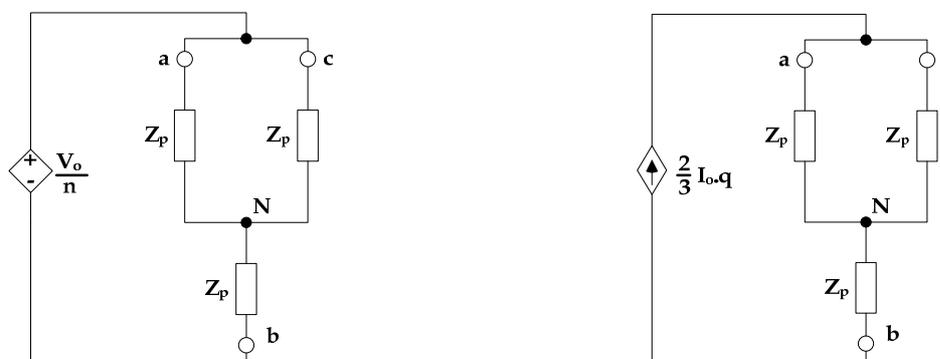


Figura 5.5 – Circuitos equivalentes para a quarta etapa de funcionamento

5.3.5 Circuitos equivalentes para a quinta etapa ($S_1=0$; $S_2=S_3=1$)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.6 para representar a quinta etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos enrolamentos do transformador. As equações 5.11 e 5.12 estabelecem as tensões e correntes nos enrolamentos durante essa etapa de funcionamento.

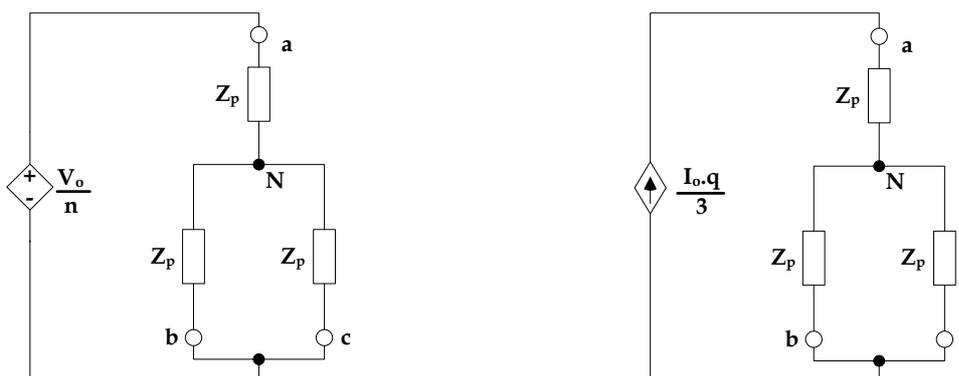


Figura 5.6 – Circuitos equivalentes para a quinta etapa de funcionamento

$$V_{a_N} = \frac{V_o}{n} \cdot \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \quad V_{b_N} = V_{c_N} = -\frac{V_o}{n} \cdot \frac{\frac{Z_p}{2}}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = -\frac{1}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \quad 5.11$$

$$I_{a_N} = \frac{1}{3} I_o \cdot q \quad I_{b_N} = I_{c_N} = -\frac{1}{6} I_o \cdot q \quad 5.12$$

5.3.6 Circuitos equivalentes para a sexta etapa ($S_1= S_2=0$; $S_3=1$)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.7 para representar a sexta etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos enrolamentos do transformador. Por meio das equações 5.13 e 5.14 ficam definidas as tensões e correntes nos enrolamentos primários.

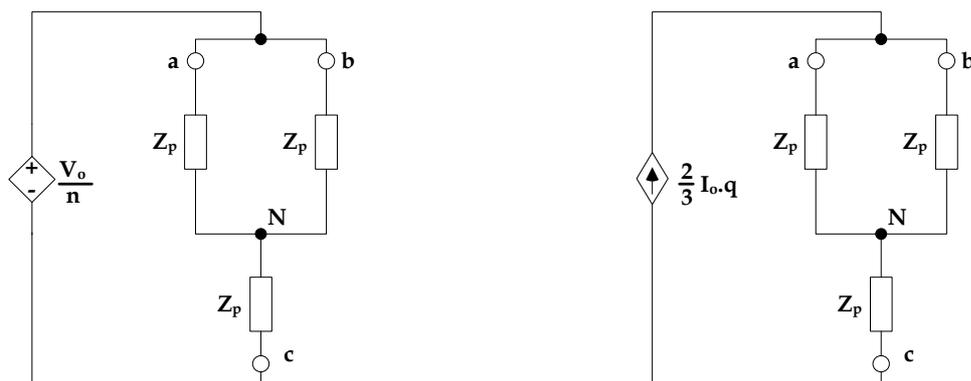


Figura 5.7 – Circuitos equivalentes para a sexta etapa de funcionamento

$$V_{c_N} = -\frac{V_o}{n} \cdot \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = -\frac{2}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \quad V_{a_N} = V_{b_N} = \frac{V_o}{n} \cdot \frac{\frac{Z_p}{2}}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{1}{3} \cdot \frac{V_o}{n} \quad 5.13$$

$$I_{c_N} = -\frac{2}{3} I_o \cdot q \quad I_{a_N} = I_{b_N} = \frac{1}{3} I_o \cdot q \quad 5.14$$

5.3.7 Formas de onda para região R₂ de operação

A Figura 5.8 apresenta as formas de onda teóricas dos esforços de tensão e corrente nos enrolamentos primários do transformador.

5.3.8 Esforços de tensão nos enrolamentos do transformador

Nesta seção, apresenta-se o equacionamento que fornecerá os esforços de tensão e de corrente de pico e eficaz, bem como a potência aparente processada nos enrolamentos do primário do transformador. Para tal, usam-se as formas de onda apresentadas na Figura 5.8 como referência, na qual: G₁, G₂ e G₃ representam a modulação dos pulsos de comando dos interruptores e as formas de onda v_p(t) e i_p(t) representam instantaneamente a tensão e a corrente em um dos enrolamentos primários do transformador.

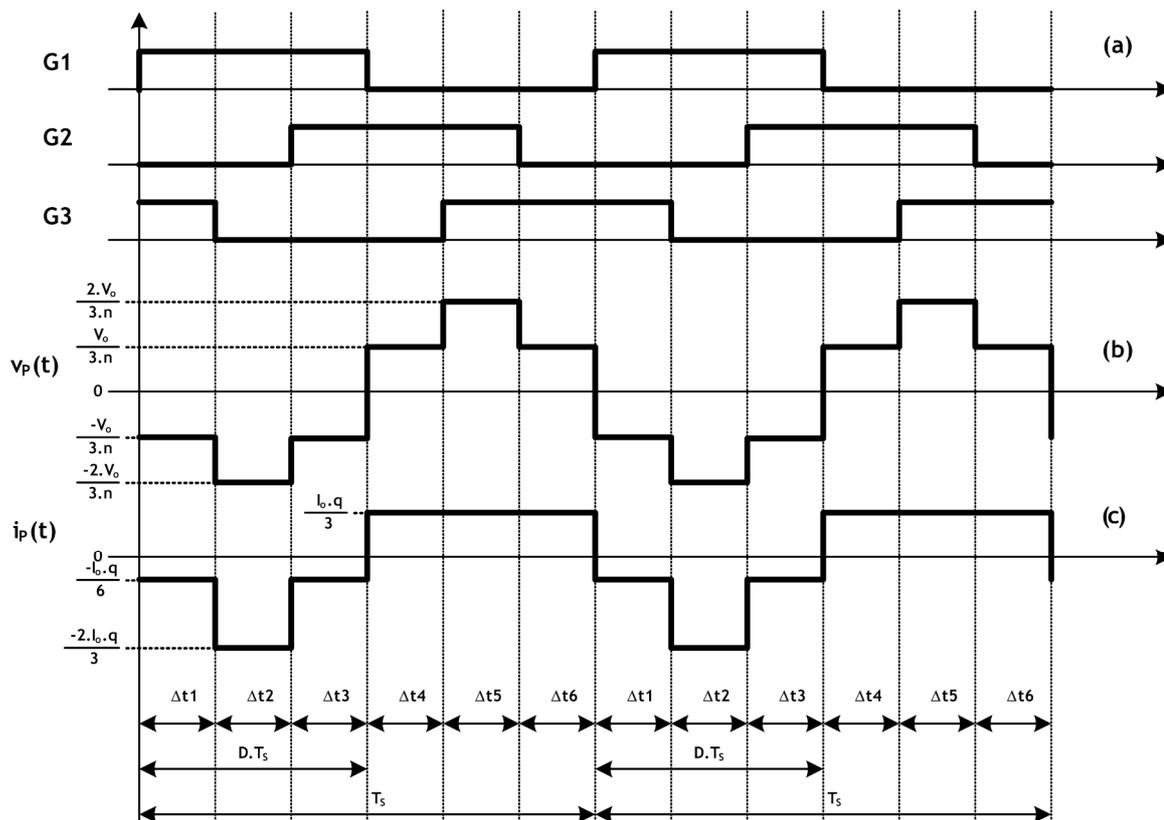


Figura 5.8 – Tensão e corrente dos enrolamentos primários do transformador para o conversor operando na região R_2 e no MCC para $D=0,5$ e $n=1$

a) *Tensão eficaz nos enrolamentos primários*

As equações 5.15 determinam os intervalos de tempo das etapas de funcionamento do conversor trabalhando em R_2 . A equação 5.16 fornece a tensão eficaz de cada um dos enrolamentos do primário do transformador; nas demais equações a seguir:

- n é a relação entre o número de espiras do secundário pelo número de espiras do primário do transformador;
- P_o é a potência média de saída do conversor;
- V_{pN} e V_{sN} são os valores de tensão eficaz em um dos enrolamentos;
- I_{pN} e I_{sN} são os valores de corrente eficaz em um dos enrolamentos;

$$\begin{aligned}
\Delta t_1 &= t_1 - t_0; \Delta t_2 = t_2 - t_1; \\
\Delta t_3 &= t_3 - t_2; \Delta t_4 = t_4 - t_3; \\
\Delta t_5 &= t_4 - t_0; \Delta t_6 = t_6 - t_5; \\
\Delta t_1 &= \Delta t_3 = \Delta t_5 = T_s \left(\frac{3D - 1}{3} \right); \\
\Delta t_2 &= \Delta t_4 = \Delta t_6 = T_s \left(\frac{2 - 3D}{3} \right);
\end{aligned} \tag{5.15}$$

$$\begin{aligned}
V_{pN_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[2 \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{V_o}{3n} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_o}{3n} \right)^2 dt + 2 \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_o}{3n} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{2V_o}{3n} \right)^2 dt \right]} \\
V_{pN_{ef}} &= \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{V_o}{n}
\end{aligned} \tag{5.16}$$

b) Corrente eficaz nos enrolamentos primários

A equação 5.17 fornece o valor eficaz da corrente elétrica que circula através de cada um dos enrolamentos do primário do transformador.

$$\begin{aligned}
I_{pN_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[2 \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{I_o q}{6} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2I_o q}{3} \right)^2 dt + 2 \int_0^{\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6} \left(\frac{I_o q}{3} \right)^2 dt \right]} \\
I_{pN_{ef}} &= \frac{I_o}{6} \sqrt{2q(9n - 2q)}
\end{aligned} \tag{5.17}$$

c) Esforços de tensão e corrente nos enrolamentos secundários

As equações 5.16 e 5.17 fornecem os esforços nos enrolamentos primários. Nos enrolamentos secundários, obtêm-se esses esforços pela equação 5.18 e pela equação 5.19.

$$\begin{aligned}
V_{sN_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[2 \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{V_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_o}{3} \right)^2 dt + 2 \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_o}{3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{2V_o}{3} \right)^2 dt \right]} \\
V_{sN_{ef}} &= \frac{\sqrt{2}}{3} V_o
\end{aligned} \tag{5.18}$$

$$\begin{aligned}
I_{sN_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[2 \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{I_o q}{6n} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2I_o q}{3n} \right)^2 dt + 2 \int_0^{\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6} \left(\frac{I_o q}{3n} \right)^2 dt \right]} \\
I_{sN_{ef}} &= \frac{I_o}{6n} \sqrt{2q(9n - 2q)}
\end{aligned} \tag{5.19}$$

d) Potência processada em cada enrolamento

Por meio das equações 5.16 e 5.17, é possível obter a equação 5.20 que determina a potência aparente processada por um dos enrolamentos do transformador.

$$P_{pN} = V_{pN_{ef}} \cdot I_{pN_{ef}} \rightarrow P_{pN} = \frac{P_o}{9n} \sqrt{q(9n - 2q)} \quad 5.20$$

e) Potência processada pelo transformador

Idealizando que a potência processada em cada “perna” do transformador seja a soma das potências processadas pelo enrolamento primário, adicionada à potência do secundário, e que estas são iguais, a equação 5.21 fornece a quantidade de potência processada em cada fase do transformador e a equação 5.22 fornece a potência total processada pelos três transformadores.

$$\begin{aligned} P_{TN} &= 2(V_{pN_{ef}} \cdot I_{pN_{ef}}) \\ P_{TN} &= \frac{2P_o}{9n} \sqrt{q(9n - 2q)} \end{aligned} \quad 5.21$$

$$\begin{aligned} P_T &= 3P_{TN} \\ P_T &= \frac{2P_o}{3n} \sqrt{q(9n - 2q)} \end{aligned} \quad 5.22$$

5.4 Análise do transformador na região R₃

Determinaram-se os valores limites de tensão e corrente por meio da análise em regime permanente. A análise das etapas de funcionamento para o modo de condução contínuo permite observar que, durante as etapas de acumulação de energia, tanto a tensão aplicada sobre qualquer um dos enrolamentos bem como a corrente que circularia através de cada um desses enrolamentos são nulas. Portanto, para a especificação dos esforços de tensão e de corrente no transformador, basta analisar as etapas nas quais ocorre transferência de energia da fonte para a carga, quais sejam: na segunda, na quarta e na sexta etapas.

5.4.1 Circuitos equivalentes para a segunda etapa ($S_2=0; S_1=S_3=1$)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.9 para representar a segunda etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos enrolamentos primários do transformador.

Os valores de tensão e corrente eficaz nos enrolamentos podem ser determinados pelas equações 5.23 e 5.24.

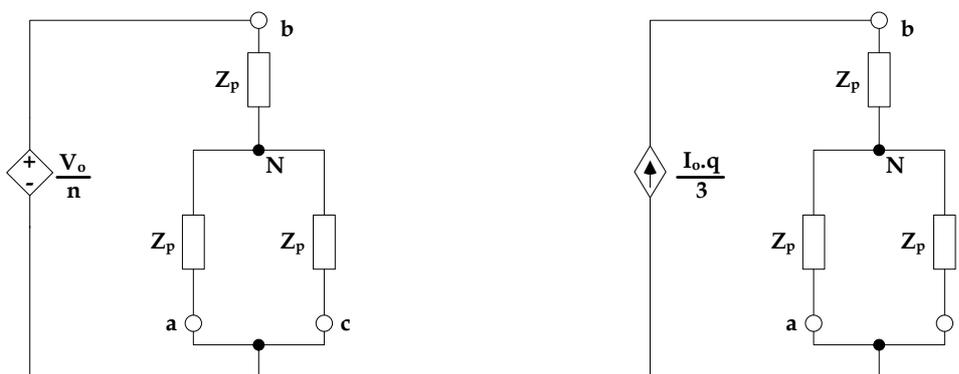


Figura 5.9 – Circuitos equivalentes para a segunda etapa de funcionamento

$$V_{b_N} = \frac{V_o}{n} \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{2}{3} \frac{V_o}{n} \tag{5.23}$$

$$V_{a_N} = V_{c_N} = -\frac{1}{3} \frac{V_o}{n}$$

$$I_{b_N} = \frac{I_o q}{3} \tag{5.24}$$

$$I_{a_N} = I_{c_N} = -\frac{I_o q}{6}$$

5.4.2 Circuitos equivalentes para a quarta etapa ($S_3=0; S_1=S_2=1$)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.10 para representar a quarta etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos enrolamentos do transformador. Os esforços de tensão e de corrente eficaz nos enrolamentos primários podem ser determinados pelas equações 5.25 e 5.26.

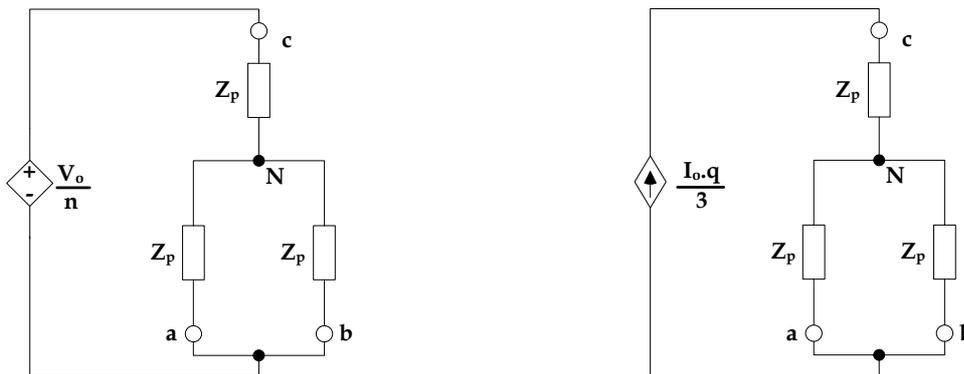


Figura 5.10 – Circuitos equivalentes para a quarta etapa de funcionamento

$$V_{cN} = \frac{V_o}{n} \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{2}{3} \frac{V_o}{n} \tag{5.25}$$

$$V_{a_N} = V_{b_N} = -\frac{1}{3} \frac{V_o}{n}$$

$$I_{c_N} = \frac{I_o q}{3} \tag{5.26}$$

$$I_{a_N} = I_{b_N} = -\frac{I_o q}{6}$$

5.4.3 Circuitos equivalentes para a sexta etapa (S₁=0; S₁=S₃=1)

Utilizam-se os circuitos equivalentes da Figura 5.11 para representar a sexta etapa de funcionamento e obter-se a tensão e a corrente elétrica que circula através dos enrolamentos do transformador. Os esforços de tensão e corrente eficaz nos enrolamentos primários podem ser determinados pelas equações 5.27 e 5.28.

$$V_{a_N} = \frac{V_o}{n} \frac{Z_p}{\frac{Z_p}{2} + Z_p} = \frac{2}{3} \frac{V_o}{n} \tag{5.27}$$

$$V_{b_N} = V_{c_N} = -\frac{1}{3} \frac{V_o}{n}$$

$$I_{a_N} = \frac{I_o q}{3} \tag{5.28}$$

$$I_{b_N} = I_{c_N} = -\frac{I_o q}{6}$$

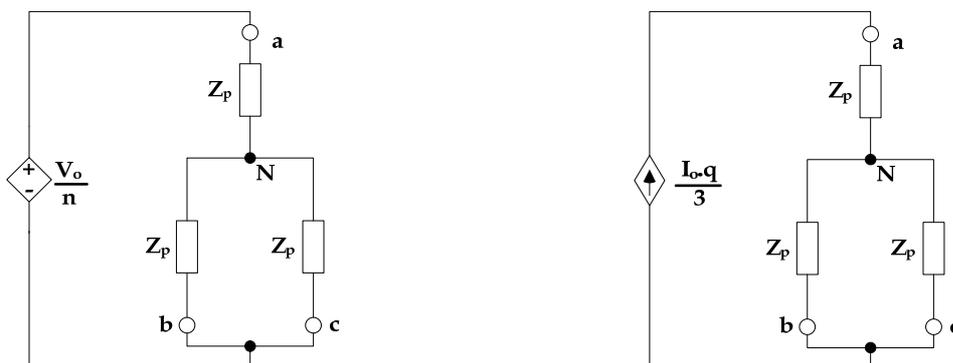


Figura 5.11 – Circuitos equivalentes para a sexta etapa de funcionamento

5.4.4 Formas de onda para região R₃ de operação

Na região R₃ de operação, a tensão e a corrente dos enrolamentos do transformador têm os formatos representados pela Figura 5.12.

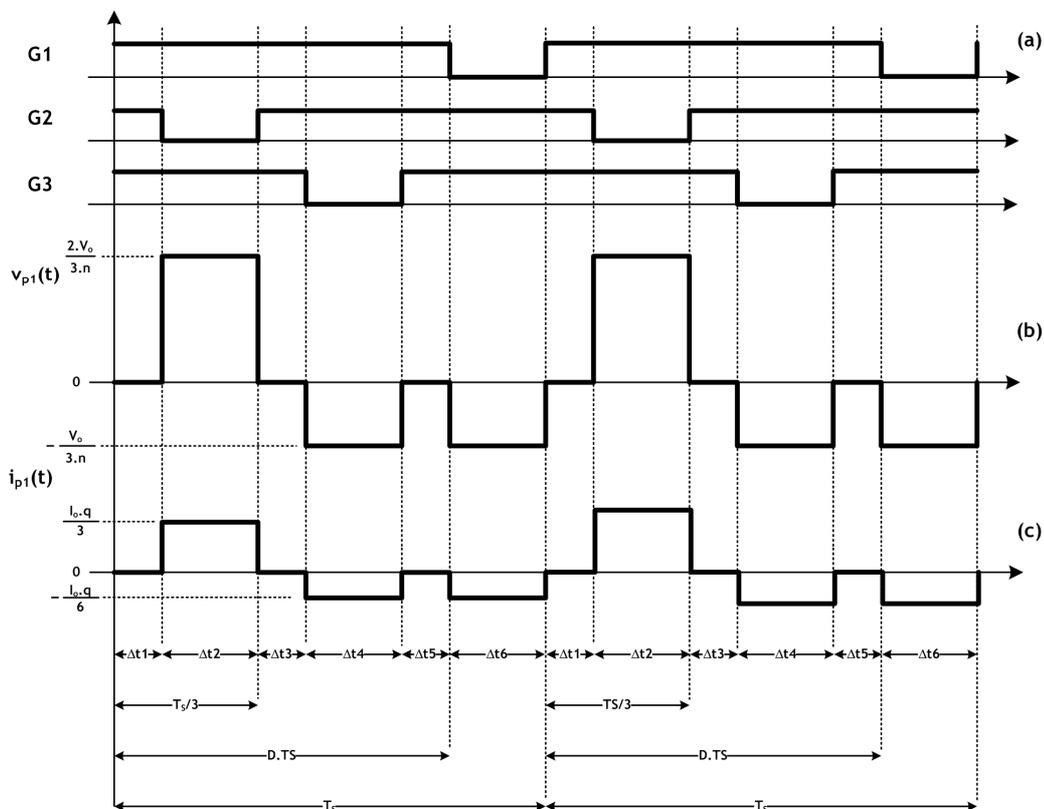


Figura 5.12 – Tensão e corrente dos enrolamentos primários do transformador para o conversor operando na região R₃ e no MCC para D=0,8 e n=1

5.4.5 Esforços de tensão nos enrolamentos do transformador

Tal como na região R_2 de operação, nesta seção, apresenta-se o equacionamento que fornecerá os valores de tensão e de corrente de pico e eficaz, bem como a potência aparente processada nos enrolamentos do primário do transformador. Empregar-se-ão essas grandezas no dimensionamento do transformador.

a) Tensões eficazes nos enrolamentos primários

Utilizam-se as equações 5.29 para determinar a duração das etapas de funcionamento do conversor operando em R_3 .

$$\begin{aligned}\Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5 &= T_s \left(\frac{3D - 2}{3} \right) \\ \Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6 &= T_s (1 - D)\end{aligned}\quad 5.29$$

A tensão eficaz de cada um dos enrolamentos do primário do transformador para o conversor operando na região R_3 e no modo de condução contínuo é dada pela equação 5.30.

$$V_{pn_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[2 \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{V_o}{3n} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2V_o}{3n} \right)^2 dt \right]} \rightarrow V_{pn_{ef}} = \frac{V_o}{n} \sqrt{\frac{2n}{3q}} \quad 5.30$$

b) Correntes eficazes nos enrolamentos primários

A equação 5.31 define o valor eficaz da corrente elétrica que circula através de cada um dos enrolamentos do primário do transformador.

$$\begin{aligned}I_{pn_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[2 \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{I_o q}{6} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_o q}{3} \right)^2 dt \right]} \\ I_{pn_{ef}} &= \frac{I_o}{6} \sqrt{6nq}\end{aligned}\quad 5.31$$

c) *Esforços de tensão e corrente nos enrolamentos secundários*

As equações 5.32 e 5.33 definem os valores de tensão e corrente nos enrolamentos secundários.

$$V_{sn_{ef}} = n \cdot V_{pn_{ef}} \rightarrow V_{sn_{ef}} = V_o \sqrt{\frac{2n}{3q}} \tag{5.32}$$

$$I_{sn_{ef}} = \frac{I_{pn_{ef}}}{n} \rightarrow I_{sn_{ef}} = I_o \sqrt{\frac{q}{6n}} \tag{5.33}$$

d) *Potência processada em cada enrolamento*

Por intermédio das equações 5.32 e 5.33, é possível obter a expressão que determina a potência aparente, idealmente processada através de um dos enrolamentos do transformador, conforme dada pela equação 5.34.

$$\begin{aligned} P_{sn} &= V_{sn_{ef}} \cdot I_{sn_{ef}} \\ P_{sn} &= \frac{P_o}{3} \end{aligned} \tag{5.34}$$

5.4.6 Quadro de resumo dos esforços no transformador

A Tabela 5.1 apresenta os esforços de corrente e tensão através dos enrolamentos do transformador em função da região de operação do conversor.

Tabela 5.1 – Quadro de esforços por fase do transformador

Operação em	R ₂		R ₃	
Valor eficaz de	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
Primários	$V_{pN_{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{V_o}{n}$	$I_{pN_{ef}} = \frac{I_o}{6} \sqrt{2q(9n - 2q)}$	$V_{pN_{ef}} = \frac{V_o}{n} \sqrt{\frac{2n}{3q}}$	$I_{pN_{ef}} = \frac{I_o}{6} \sqrt{6nq}$
Secundários	$V_{sN_{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_o$	$I_{sN_{ef}} = \frac{I_o}{6n} \sqrt{2q(9n - 2q)}$	$V_{sN_{ef}} = V_o \sqrt{\frac{2n}{3q}}$	$I_{sN_{ef}} = I_o \sqrt{\frac{q}{6n}}$
Potência por fase	$P_{TN} = \frac{P_o}{9n} \sqrt{q(9n - 2q)}$		$P_{TN} = \frac{P_o}{3}$	

5.5 Verificação por simulação dos esforços no transformador

Nesta seção, apresentam-se as formas de onda de tensão e de corrente dos enrolamentos do transformador. Na seqüência, verificam-se os valores de tensão e corrente eficazes para cada fase do transformador. As especificações e os circuitos de simulação empregados são os mesmos utilizados no capítulo 4. Por conveniência, faz-se a verificação do equacionamento do transformador tomando um dos enrolamentos primários como referência.

5.5.1 Valores teóricos esperados

A partir das especificações do conversor, resumidas na Tabela 5.2 das equações a respeito do dimensionamento do transformador propostas anteriormente, deseja-se verificar, através das simulações, a precisão dos valores de tensão e corrente eficazes e a potência aparente em um enrolamento do transformador, dados pelas equações 5.35 em R_2 e pelas equações 5.36 para o conversor funcionando em R_3 .

$$\begin{aligned}
 V_{pn_{ef}R2} &= \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{V_o}{n} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{450}{5,25} \cong 40,41V \\
 I_{pn_{ef}R2} &= \frac{I_o}{6} \sqrt{2q(9n - 2q)} = \frac{15,11}{6} \sqrt{2 \cdot 9,574(9 \cdot 5,25 - 2 \cdot 9,574)} = 58,41A \\
 P_{pnR2} &= \frac{P_o}{9n} \sqrt{q(9n - 2q)} \cong 2.361VA
 \end{aligned} \tag{5.35}$$

$$\begin{aligned}
 V_{pn_{ef}R3} &= \frac{V_o}{n} \sqrt{\frac{2n}{3q}} = \frac{450}{5,25} \sqrt{\frac{2 \cdot 5,25}{3 \cdot 16,667}} \cong 39,28V \\
 I_{pn_{ef}R3} &= \frac{I_o}{6} \sqrt{6nq} = \frac{7,556}{6} \sqrt{6 \cdot 5,25 \cdot 16,667} = 28,86A \\
 P_{pnR3} &= \frac{P_o}{3} = \frac{3.400W}{3} \cong 1.134VA
 \end{aligned} \tag{5.36}$$

5.5.2 Simulações para R_2

Nesta seção, apresenta-se a completa verificação, tanto do formato, como dos valores de tensão e corrente dos enrolamentos do transformador para a região R_2 .

Tabela 5.2 – Quadro de esforços por fase do transformador

Especificações	R ₂	R ₃
Potência de saída [Po]	6.800W	3.400W
Tensão de saída [Vo]	450V	450V
Tensão de entrada [E]	47V	27V
Ganho de tensão [q]	9,574	16,667
Relação de transformação [n]	5,25	5,25

5.5.3 Potência aparente em um enrolamento primário

Na Figura 5.13, apresentam-se as curvas de tensão e corrente em um dos enrolamentos primários, bem como os valores de tensão e de corrente eficazes para esse enrolamento. Obtiveram-se 40,7V eficazes de tensão e 58,9A eficazes de corrente, totalizando 2.397 VA de potência aparente em um dos enrolamentos do transformador, o que respalda os 2.360 VA teóricos esperados.

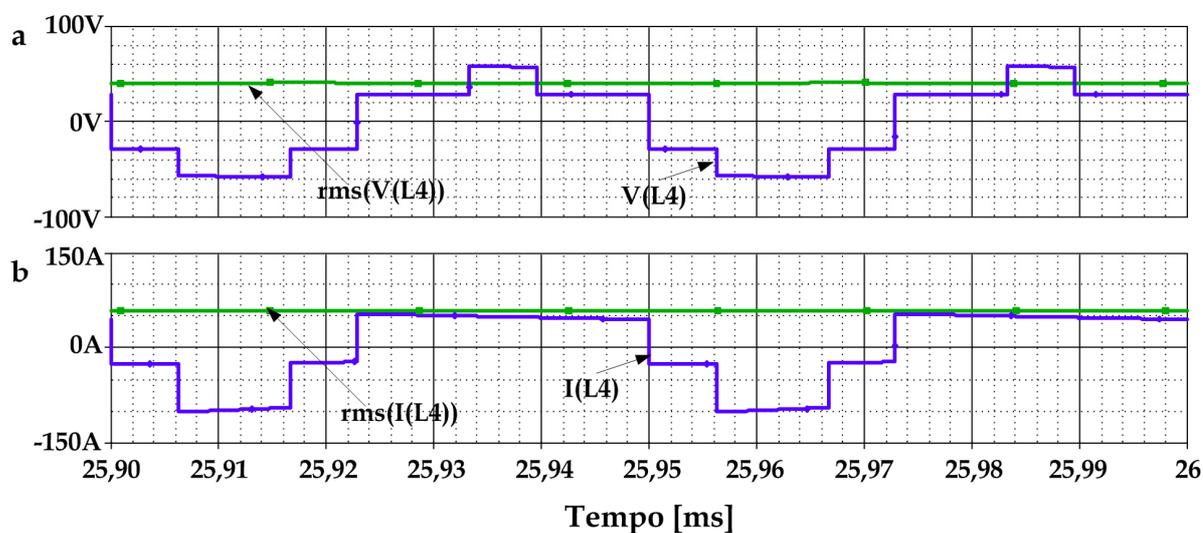


Figura 5.13 – Formas de onda em um enrolamento primário do transformador na região R₂: em (a) formato e valor eficaz da tensão, em (b) formato e valor eficaz da corrente

5.5.4 Simulações para R_3

Nesta seção, apresenta-se a completa verificação, tanto do formato como dos valores de tensão e de corrente dos enrolamentos do transformador para a região R_3 de operação.

a) *Potência aparente em um enrolamento primário*

Na Figura 5.14, apresentam-se as curvas da tensão e da corrente em um dos enrolamentos primários, bem como os valores de tensão e de corrente eficazes para esse enrolamento. Obtiveram-se 39,2V eficazes de tensão e 29,1A eficazes de corrente, totalizando 1.142 VA de potência aparente em um dos enrolamentos do transformador, o que respalda os 1.134 VA teóricos esperados.

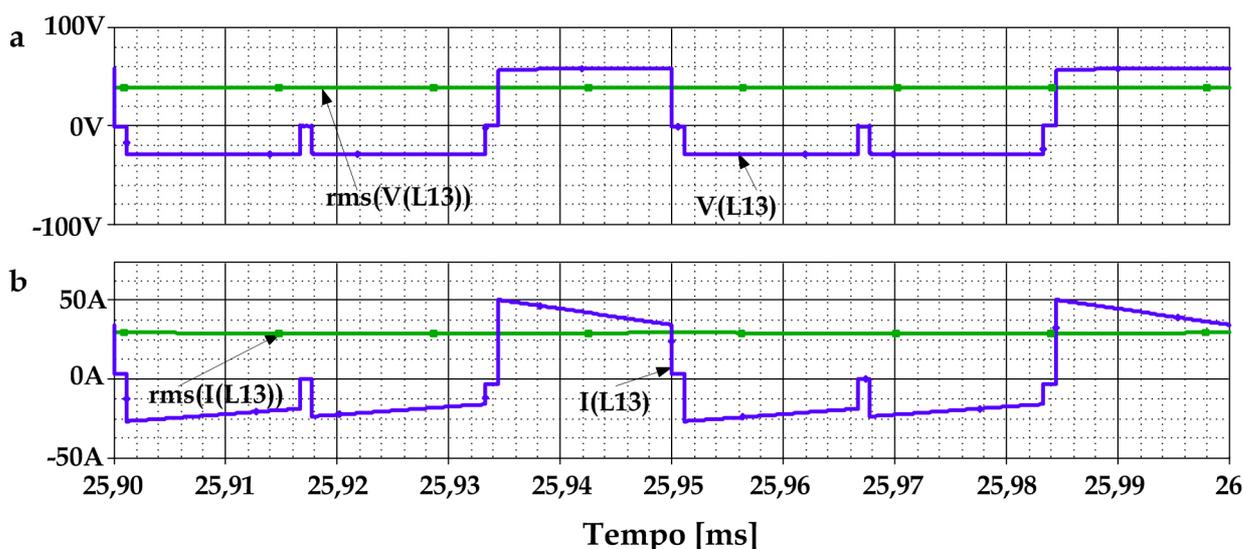


Figura 5.14 - Formas de onda em um enrolamento primário do transformador na região R_3 : em (a) formato e valor eficaz da tensão, em (b) formato e valor eficaz da corrente

5.6 Projeto do transformador

Após a determinação dos esforços de corrente e de tensão nos enrolamentos do transformador, apresenta-se, nesta seção, o projeto físico do transformador. Primeiramente, apresenta-se a análise para obtenção do produto de áreas, possibilitando, dessa forma, a

especificação do núcleo mais adequado que viabiliza a completa especificação do transformador. Desenvolve-se a análise a seguir para ambas as regiões e no modo contínuo de operação do conversor.

5.6.1 Determinação do produto de áreas

A definição do produto de áreas leva em consideração duas leis fundamentais do eletromagnetismo: a Lei de Faraday e a Lei de Ampère. Por outro lado, o produto de áreas representa, também, a capacidade de processamento de energia do elemento magnético ou quanto ele deve ser capaz de processar, tendo como principais parâmetros o tipo de material magnético, aspectos geométricos e, finalmente, aspectos construtivos. Essas características ficam representadas por meio de fatores, tais como fator de utilização da janela, fator de ocupação dos enrolamentos, entre outros.

5.6.2 Tensão magnetizante

Em um elemento magnético, a tensão magnetizante define a excursão do fluxo magnético. Essa, por sua vez é definida pelo valor médio em um semiciclo da tensão instantânea desse elemento, conforme mostrado na Figura 5.15. As equações 5.37, 5.38 e 5.39 fornecem a tensão magnetizante quando o conversor opera na região R_2 e, as equações 5.40 e 5.42, a tensão magnetizante para o conversor na região R_3 .

Nas Figura 5.15(a) e Figura 5.15(b), o traço pontilhado representa a excursão do fluxo magnético em função da tensão aplicada no elemento magnético. Na Figura 5.15(c), apresenta-se a curva idealizada da tensão magnetizante de um elemento magnético, ao passo que, na Figura 5.15(d), apresenta-se a excursão do fluxo magnético desse mesmo elemento magnético, supondo uma onda de tensão como a da Figura 5.15(c).

$$Vm_{R2} = \frac{1}{DT_s} \left[\int_0^{\Delta_{t1} + \Delta_{t2}} \left(\frac{2}{3} \frac{V_o}{n} \right) dt \right] \quad 5.37$$

Na equação 5.37:

$$\Delta_{t1} = T_s \frac{(3D - 1)}{3}$$

$$\Delta_{t2} = T_s \frac{(2 - 3D)}{3}$$
5.38

$$Vm_{R2} = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_o}{n} \cdot \frac{q}{(q - n)}$$
5.39

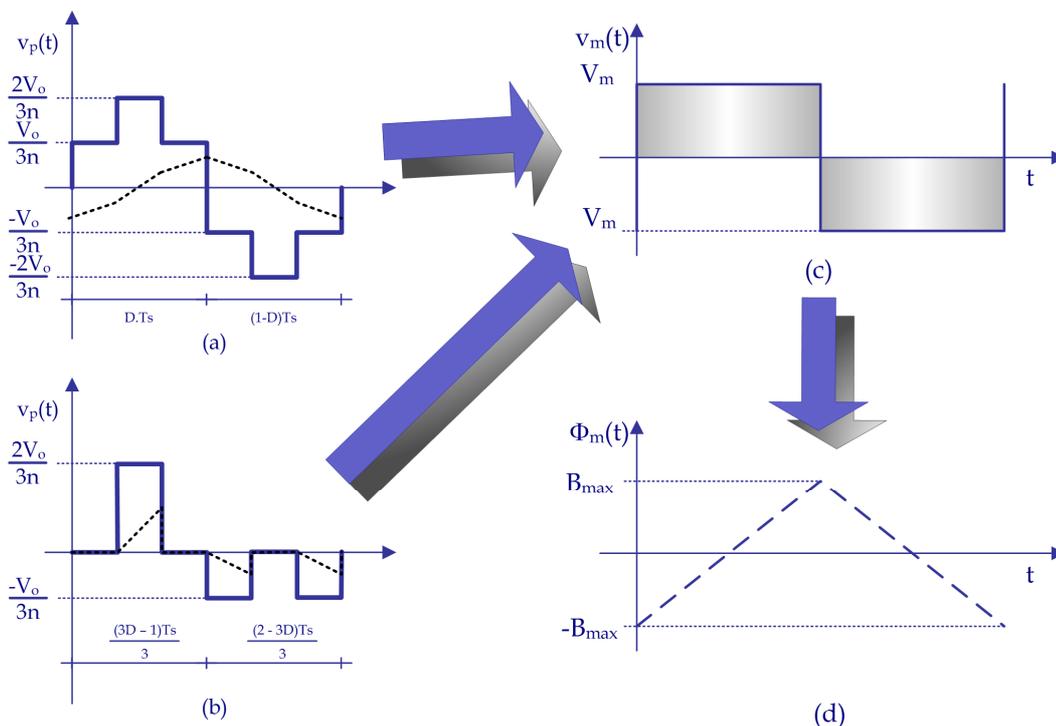


Figura 5.15 - Formas de onda idealizadas no elemento magnético: (a) tensão instantânea no primário para R₂, (b) tensão instantânea no primário para R₃ (c) tensão magnetizante e (d) excursão do fluxo magnético

Na região R₃, obtém-se a tensão magnetizante partindo da forma de onda da tensão nos enrolamentos mostrada na Figura 5.15(b) e pela equação 5.40.

$$Vm_{R3} = \frac{3}{T_s (3D - 1)} \left[\int_0^{\Delta_{t2}} \left(\frac{2 V_o}{3 n} \right) dt \right]$$
5.40

Na equação 5.40:

$$\Delta_{t2} = T_s (1 - D)$$
5.41

Resultando na equação 5.42 que quantifica a tensão magnetizante no núcleo do transformador.

$$Vm_{R3} = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_o}{(2q - 3n)} \quad 5.42$$

5.6.3 Excursão do fluxo magnético

As equações 5.43 e 5.44 definem o fluxo magnético e a diferença de potencial aplicadas em um enrolamento primário do transformador, respectivamente.

$$\Phi(t) = \int_s \vec{B} \cdot \vec{ds} = B(t) \cdot A_e \quad 5.43$$

$$v = \oint_l \vec{E} \cdot \vec{dl} \quad 5.44$$

Para o cálculo do transformador, deve-se partir da Lei de Faraday, mostrada na sua forma integral na equação 5.45, em que: \vec{E} representa o vetor campo elétrico e \vec{B} o vetor densidade de fluxo magnético. Nessa equação, o termo à direita representa a variação da tensão sobre o enrolamento, enquanto o da esquerda representa a taxa de variação do fluxo magnético concatenado no núcleo do enrolamento. De forma mais comum, esta Lei aparece como a representada na equação 5.46.

$$\oint_l \vec{E} \cdot dl = -\frac{\partial}{\partial t} \int_s \vec{B} \cdot ds \quad 5.45$$

$$v_p(t) = N_p A_e \frac{d}{dt} B(t) \quad 5.46$$

As equações 5.47 fornecem a relação entre a excursão do fluxo magnético e a tensão magnetizante aplicada sobre o enrolamento primário do transformador.

$$V_m = \frac{1}{DT_s} \int_0^{DT_s} v_p(t) dt = \frac{N_p A_e}{DT_s} \int_{-B_m}^{B_m} dB \quad 5.47$$

$$V_m = \frac{N_p A_e \Delta B}{DT_s}$$

Igualando as equações 5.42 e 5.47, obtém-se a equação 5.48, que estabelece a densidade de fluxo no núcleo do elemento magnético, para o conversor trabalhando na

região R_2 , e, pela equação 5.49, obtém-se para o conversor trabalhando na região R_3 .

$$\Delta B_{R2} = \frac{2}{9n} \frac{V_o}{N_p A_e f_s} \quad 5.48$$

$$\Delta B_{R3} = \frac{2}{3q} \frac{V_o}{N_p A_e f_s} \quad 5.49$$

5.6.4 Área efetiva do núcleo

Define-se a área efetiva do núcleo magnético A_e , necessária para a circulação do fluxo magnético pelas equações 5.50.

$$A_{eR2} = \frac{2}{9n} \frac{V_o}{N_p \Delta B f_s} \quad 5.50$$

$$A_{eR3} = \frac{2}{3q} \frac{V_o}{N_p \Delta B f_s}$$

5.6.5 Área da janela

A partir da Lei de Ampère e da derivada de corrente, obtém-se a equação 5.51, na qual:

K_c é o fator de ocupação da janela do núcleo pelo enrolamento;

A_w é a área da janela;

A_c é a área de cobre dos enrolamentos;

J é a densidade de corrente.

$$A_c = K_c A_w = \frac{N_p I_p n_{ef} + N_s I_s n_{ef}}{J} \quad 5.51$$

Define-se a área da janela do núcleo magnético necessária para a transferência de energia pelo transformador pela equação 5.52 para R_2 e pela equação 5.53 para R_3 .

$$A_{wR2} = \frac{2N_p I_p n_{ef}}{JK_c} = \frac{I_o}{3} \frac{N_p}{JK_c} \sqrt{2q(9n - 2q)} \quad 5.52$$

$$Aw_{R3} = \frac{2N_p I_p n_{ef}}{JK_c} = \frac{1}{3} \frac{N_p I_o \sqrt{6nq}}{JK_c} \quad 5.53$$

Define-se, finalmente, o produto ideal de áreas $A_e A_w$, pelas equações 5.54, 5.55 e 5.56, em que K_f é o fator na especificação do transformador que depende da topologia. Em R_2 K_f é dado pela equação 5.55 e, em R_3 , pela equação 5.56.

$$A_e A_w = \frac{P_o}{K_f K_c \Delta B J f_s} \quad 5.54$$

$$K_{fR2} = \frac{27}{2} \frac{n}{\sqrt{2q(9n-2q)}} \quad 5.55$$

$$K_{fR3} = \frac{9}{2} \sqrt{\frac{q}{6n}} \quad 5.56$$

5.6.6 Fator de utilização da janela

O fator de utilização da janela (K_c) determina a relação entre a quantidade de cobre e a área disponível para o enrolamento num elemento magnético. Uma série de outros fatores, como a geometria do condutor e o tipo de enrolamento feito, determina essa relação. Em [15], um valor típico atribuído é, aproximadamente, 0,4.

5.7 Conclusão

Neste capítulo, apresentou-se a análise matemática para o dimensionamento do transformador do conversor CC-CC, elevador, trifásico com isolamento em alta frequência. A partir da análise em regime permanente das formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos, obtiveram-se as expressões relevantes. Com o objetivo de verificação da análise e do equacionamento proposto apresentaram-se os resultados de simulação do conversor. Os resultados obtidos comprovaram o equacionamento proposto e estabeleceram as equações básicas necessárias para a escolha de um elemento magnético que possibilite a operação adequada do transformador e do conversor.

CAPÍTULO 6

MODELAGEM DO CONVERSOR ELEVADOR CC-CC TRIFÁSICO OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

6.1 Introdução

Nesta seção, apresenta-se a modelagem do conversor CC-CC elevador trifásico. Tal modelagem será obtida seguindo-se a metodologia apresentada em [16].

A modelagem empregada baseia-se no desenvolvimento das equações de estado do conversor, primeiramente como um sistema não-linear e, na seqüência, a partir de algumas simplificações, como um sistema linearizado [17], [18]. A partir do modelo linearizado de pequenos sinais, definem-se as funções de transferência que relacionam as variações na corrente de entrada e da tensão de saída com as perturbações na razão cíclica. Os modelos e os resultados obtidos revelam que o conversor em estudo é dinamicamente similar ao conversor elevador convencional.

6.2 Circuito equivalente do conversor

Na Figura 6.1, apresenta-se o diagrama representativo do conversor usado para a definição do seu modelo dinâmico instantâneo.

6.2.1 Estados topológicos

Denominam-se estados topológicos os diferentes arranjos na estrutura do conversor em função dos estados de condução dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 . A Tabela 6.1 representa a combinação entre os estados discretos dos interruptores do conversor e a definição das estruturas resultantes. Quando um dos interruptores S_i assume o estado $\lambda=1$ significa que há a circulação de corrente elétrica através do mesmo e que não existe tensão sobre os seus terminais.

De outra forma, quando $\lambda=0$, significa que o interruptor entra no estado bloqueado e que a corrente desse interruptor é nula.

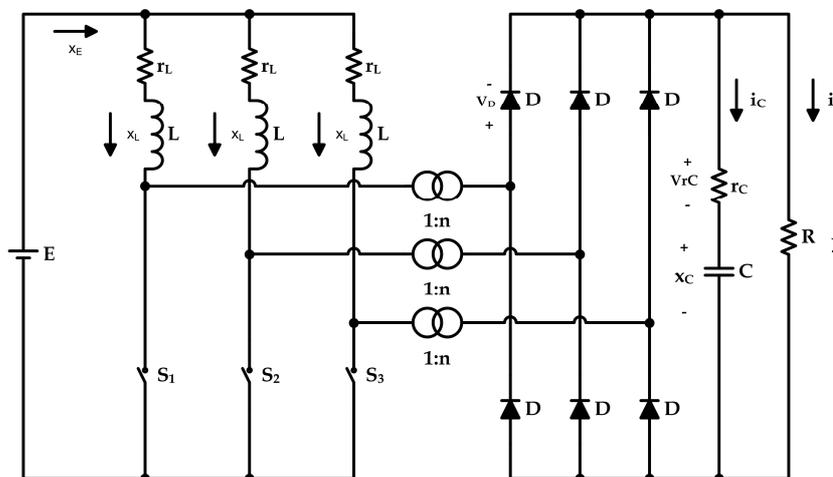


Figura 6.1 - Diagrama esquemático do conversor

Tabela 6.1 - Combinação entre os estados discretos dos interruptores

λ	S_1, S_2 e S_3	D_1, D_2 e D_3	Estrutura
1	Conduzindo	Bloqueado	E_1
0	Bloqueado	Bloqueado	E_D
0	Bloqueado	Conduzindo	E_0

Dependendo do modo de condução, podem existir as três estruturas definidas anteriormente. Na abordagem que se apresenta, enfatizar-se-á o modo de condução contínuo da corrente elétrica que circula através dos indutores². Nessa situação, existirão duas estruturas distintas: E_1 e E_0 . Para a primeira, quando um dos interruptores estiver em condução, os diodos correspondentes à mesma fase estarão bloqueados e, na segunda estrutura, ter-se-á a situação inversa, conforme representado na Figura 6.2. Ter-se-á a estrutura E_D quando o conversor operar no modo descontínuo, ou seja, durante as etapas nas quais a corrente nos indutores atinge o patamar zero.

² Contínuo, pois a corrente elétrica que circula através dos indutores nunca atinge o patamar zero.

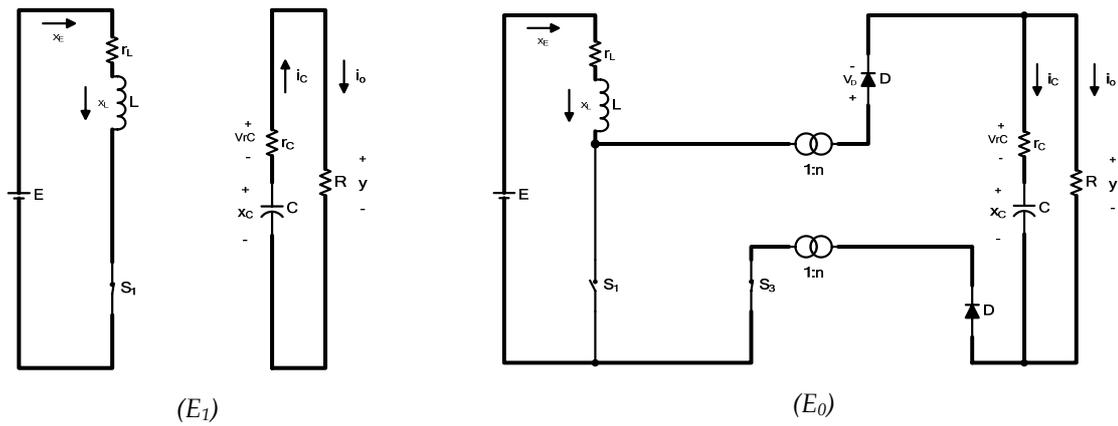


Figura 6.2 - Estruturas resultantes: E_1 , interruptores em condução e E_0 diodos em condução

6.2.2 Definição das variáveis de estado

Obtêm-se as equações a seguir para o conversor operando no modo de condução contínuo. Logo, são válidas para os estados topológicos do conversor E_1 e E_0 . Essas equações podem ser combinadas, modulando com (f) , os termos que só aparecem nas equações de E_1 e, com $(1-f)$ os termos que só aparecem em E_0 ; os termos comuns são mantidos na forma original.

O sistema de equações de estado fica definido pelas equações 6.1. Os estados x_1, x_2 e x_3 correspondem às correntes dos indutores de entrada. A corrente drenada da fonte de alimentação é obtida pelo somatório instantâneo das correntes dos indutores e é representada pelo estado x_E . A tensão do capacitor de saída é representada pelo estado x_C e a variável de saída y corresponde à tensão na carga.

$$\begin{aligned}
 x_1 &= i_{L1}(t) \rightarrow \dot{x}_1 = \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\
 x_2 &= i_{L2}(t) \rightarrow \dot{x}_2 = \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\
 x_3 &= i_{L3}(t) \rightarrow \dot{x}_3 = \frac{di_{L3}(t)}{dt} \\
 x_C &= v_C(t) \rightarrow \dot{x}_C = \frac{dv_C(t)}{dt} \\
 x_E &= x_1 + x_2 + x_3 \rightarrow \dot{x}_E = \frac{d(i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t))}{dt} = \dot{x}_1 + \dot{x}_2 + \dot{x}_3 \\
 y &= v_o(t)
 \end{aligned}
 \tag{6.1}$$

6.3 Etapas de funcionamento

A partir das etapas de funcionamento do conversor, ficam definidas as equações dinâmicas representativas do conversor. Diferentemente das etapas descritas nos capítulos anteriores, nesta seção, reduzir-se-ão a condições distintas, quais sejam: as etapas de armazenagem da energia da fonte nos indutores e as etapas de transferência dessa energia para a carga.

6.3.1 Etapas de armazenagem de energia

Seguindo a modulação definida para a região R_2 , as etapas de armazenagem de energia em L_1 ocorrem nos instantes Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 ; em L_2 , nos instantes Δt_3 , Δt_4 e Δt_5 ; e em L_3 , nos instantes Δt_5 , Δt_6 e Δt_1 . É importante destacar que a razão cíclica dos interruptores é a mesma em todos os interruptores e é dada pela equação 6.2.

$$D = \frac{t_{ON}}{T_S} = \begin{cases} \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3}{T_S} \\ \frac{\Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5}{T_S} \\ \frac{\Delta t_5 + \Delta t_6 + \Delta t_1}{T_S} \end{cases} \quad 6.2$$

Assim, as seguintes equações dinâmicas ficam estabelecidas:

$$\begin{cases} L \cdot \dot{x}_1 + r_L \cdot x_1 = E \\ L \cdot \dot{x}_2 + r_L \cdot x_2 = E \\ L \cdot \dot{x}_3 + r_L \cdot x_3 = E \\ \underbrace{L \cdot \dot{x}_E + r_L \cdot x_E}_{= 3E} \\ L \cdot \dot{x}_E + r_L \cdot x_E - 3E = 0 \\ C \cdot \dot{x}_C + \frac{1}{(R + r_C)} \cdot x_C = 0 \\ Y - x_C \frac{R}{(R + r_C)} = 0 \end{cases} \quad 6.3$$

6.3.2 Etapas de transferência de energia

Nos intervalos em que o interruptor não está em condução, a energia armazenada em L é transferida para a carga, ou seja, a energia armazenada em L_1 é transferida nos instantes Δt_4 , Δt_5 e Δt_6 ; a de L_2 , nos instantes Δt_6 , Δt_1 e Δt_2 ; e a de L_3 , nos instantes Δt_2 , Δt_3 e Δt_4 . De forma direta, os intervalos de transferência de energia ficam definidos pela equação 6.4.

$$1 - D = \frac{t_{off}}{T_S} = \begin{cases} \frac{\Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6}{T_S} \\ \frac{\Delta t_6 + \Delta t_1 + \Delta t_2}{T_S} \\ \frac{\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4}{T_S} \end{cases} \quad 6.4$$

Nas etapas de transferência de energia, as equações 6.5 definem o comportamento dinâmico do conversor. Conforme descrito no item 6.2.2, aos termos da equação 6.5 que não aparecem na equação 6.3 multiplicar-se-á o termo $(1-\lambda)$; da mesma forma, aos termos da equação 6.3 que não aparecem na equação 6.5 multiplicar-se-á o termo (λ) . Os termos comuns às equações são mantidos na sua forma original.

$$\left\{ \begin{array}{l} L \cdot \dot{x}_1 + r_L x_1 = E - \left(\frac{Y + 2V_D}{n} \right) \\ L \cdot \dot{x}_2 + r_L x_2 = E - \left(\frac{Y + 2V_D}{n} \right) \\ L \cdot \dot{x}_3 + r_L x_3 = E - \left(\frac{Y + 2V_D}{n} \right) \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L \dot{x}_E + r_L x_E = \frac{3}{n} [nE - (Y + 2V_D)] \\ C \dot{x}_C = \frac{1}{n \cdot (R + r_C)} (R x_E - x_C n) \\ Y = \frac{R}{n (R + r_C)} (r_C x_E + x_C n) \end{array} \right. \quad 6.5$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{L \cdot \dot{x}_E + r_L \cdot x_E = \frac{3}{n} [nE - (Y + 2V_D)]}$

6.4 Modelo instantâneo não-conservativo do conversor

Para a realização do equacionamento, utilizar-se-á o modelo não-conservativo do conversor, assim chamado, pois nele as componentes dissipativas, como as resistências em série do capacitor (r_C) e do indutor (r_L), são consideradas. Para simplicidade de análise,

desconsideram-se tanto a queda de tensão direta na condução dos diodos retificadores (V_D) quanto a resistência em condução dos interruptores ($R_{DS(on)}$). Assim, o sistema resultante dessa análise é o espaço de estados instantâneo não conservativo do conversor CC-CC elevador trifásico, no qual as variáveis de estado de interesse são a corrente de entrada x_E , a tensão sobre o capacitor x_C e a variável de saída y representando a tensão de saída do conversor, conforme mostra a equação 6.6.

$$\begin{cases} \dot{x}_E = \frac{[(3E - r_L x_E) n^2 (R + r_C) - 3R(1-f)(r_C x_E + n x_C)]}{n^2 L (R + r_C)} \\ \dot{x}_C = \frac{(1-f) R x_E - n x_C}{n C (R + r_C)} \\ y = \frac{R[(1-f) r_C x_E + n x_C]}{n (R + r_C)} \end{cases} \quad 6.6$$

6.4.1 Modelo pela média temporal local

A equação 6.7 representa o valor médio de uma variável qualquer dentro de um período de comutação. Aplicando à variável λ o mesmo conceito de valor médio, obtém-se a equação 6.8 que é a representação da razão cíclica de comutação do conversor.

$$\hat{g}(t) = \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t g(\tau) d(\tau) \quad 6.7$$

$$\begin{aligned} \hat{d}(t) &= \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t \lambda(\tau) d(\tau) \\ \hat{d} &= \hat{\lambda}(t) \end{aligned} \quad 6.8$$

Aplicando esse conceito às demais variáveis do modelo instantâneo representado em 6.6, obtém-se as equações 6.9, que são o espaço de estados médio instantâneo do conversor, em que a notação $(\hat{})$ indica que a grandeza em questão está sendo representada pelo seu valor médio instantâneo.

$$\begin{cases} \hat{x}_E = \frac{[(3\hat{E} - r_L \hat{x}_E)n^2(R + r_C) - 3R(1 - \hat{d})(r_C \hat{x}_E + n\hat{x}_C)]}{n^2 L (R + r_C)} \\ \hat{x}_C = \frac{(1 - \hat{d})R\hat{x}_E - nx_C}{nC(R + r_C)} \\ \hat{y} = \frac{R[(1 - \hat{d})r_C \hat{x}_E + n\hat{x}_C]}{n(R + r_C)} \end{cases} \quad 6.9$$

6.4.2 Modelo linearizado

Para permitir que o modelo linearizado possa estar sujeito às variações na carga, a variável de controle \hat{d} deve ser expressa nos termos do seu valor nominal (D) e das suas perturbações (\tilde{d}), [16], [19]. Assim, a equação 6.10 define a variável de controle quando modelada por valores médios instantâneos.

$$\hat{d} = \tilde{d} + D \quad 6.10$$

Por conveniência, admite-se que não ocorrerá variação na tensão de entrada do conversor, de modo que E , na equação 6.9, é considerada constante no tempo.

6.4.3 Pontos de equilíbrio

Ponto de equilíbrio ou de operação do conversor é o estado estacionário das variáveis de estado, ou seja, os pontos de equilíbrio do sistema são obtidos considerando que $\dot{\hat{x}}_E$ e $\dot{\hat{x}}_C$ no sistema definido pela equação 6.9 são nulos. As equações 6.11 fornecem os pontos de equilíbrio do modelo linearizado do conversor em estudo.

$$\begin{aligned} \overline{x}_E = I_E &= \frac{3nV_o(1 - D)(R + r_C)}{r_L \cdot n^2(R + r_C) + 3R(1 - D)[r_C + R(1 - D)]} \\ \overline{x}_C = V_o &= \frac{I_E R(1 - D)}{n} \end{aligned} \quad 6.11$$

Aplicando o mesmo conceito de perturbações de pequenos sinais (\sim), aplicado na variável de controle d , equação 6.10, ao sistema dado pela equação 6.9, obtém-se o modelo de pequenos sinais não-conservativo linearizado do conversor CC-CC elevador trifásico, dado

pela equação 6.12. Este sistema agora é linear em torno dos pontos de equilíbrio (I_E e V_o) e nele podem ser aplicadas várias estratégias de controle linear já difundidas na literatura.

$$\begin{aligned}
 \widehat{x}_E &= I_E + \widetilde{x}_E \\
 \widehat{x}_C &= V_o + \widetilde{x}_C \\
 \widehat{d} &= D + \widetilde{d} \\
 \begin{cases} \dot{\widetilde{x}}_E \\ \dot{\widetilde{x}}_C \end{cases} &= \begin{pmatrix} -\frac{r_L n^2 (R + r_C) + 3Rr_C (1 - D)}{n^2 L (R + r_C)} & -\frac{3R(1 - D)}{nL(R + r_C)} \\ \frac{R(1 - D)}{nC(R + r_C)} & -\frac{1}{C(R + r_C)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \widetilde{x}_E \\ \widetilde{x}_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{3R(r_C I_E + nV_o)}{n^2 L (R + r_C)} \\ -\frac{RI_E}{nC(R + r_C)} \end{pmatrix} \cdot \widetilde{d} \\
 Y &= \begin{pmatrix} \frac{Rr_C(1 - D)}{n(R + r_C)} & \frac{R}{(R + r_C)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_E \\ x_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{Rr_C I_E}{n(R + r_C)} \end{pmatrix} \cdot \widetilde{d}
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

6.4.4 Modelagem do sistema de controle

Para a modelagem do sistema de controle, faz-se necessária a escolha das funções de transferência que representem o conversor e a sua dinâmica mediante as perturbações nas suas variáveis de controle. Desse modo, aplicando os conceitos da transformação de Laplace na equação 6.12 e empregadas as equações 6.11, obtêm-se as equações 6.13 e 6.14. Essas funções de transferência são muito semelhantes às obtidas para o conversor elevador convencional, como pode ser verificado em [16], [20], e [21].

$$\begin{aligned}
 G_I(S) &= \frac{x_E(S)}{d(S)} = G_{pi} \frac{S + \omega_{Zi}}{\left(\frac{S}{\omega_o}\right)^2 + \frac{S}{\omega_o Q} + 1} \\
 G_V(S) &= \frac{x_C(S)}{d(S)} = G_{pv} \frac{S - \omega_{Zv}}{\left(\frac{S}{\omega_o}\right)^2 + \frac{S}{\omega_o Q} + 1}
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

Nas equações 6.13, G_I é a função de transferência da planta de corrente e relaciona a corrente de entrada em função da razão cíclica. $x_E(S)$ representa a variável controlada e $d(S)$ a variável de controle, ambas no domínio da frequência. G_V pode ser utilizada como a função de transferência da malha de tensão em função da razão cíclica. As grandezas G_{pi} e G_{pv} representam os ganhos das funções de transferência. Já, ω_{Zi} e ω_{Zv} são os zeros da malha de corrente e da malha de tensão, respectivamente.

O denominador de ambas as funções de transferência está escrito de forma a explicitar a frequência angular de corte do sistema (ω_o) e o fator de qualidade (Q) desse

sistema. Na equação de G_V , se observa que existe um zero no semiplano direito do plano S , tal como em qualquer topologia de conversores do tipo *boost* e *buck-boost*.

Nas seções seguintes, apresentam-se as funções de transferência do conversor para o modelo conservativo e para o modelo simplificado. A curva de ganho da Figura 6.7 permite verificar que, no caso da função de transferência que relaciona a corrente de entrada com a razão cíclica, as três respostas convergem para o mesmo ponto a partir da frequência de 1kHz. Essa convergência possibilita, por exemplo, que seja escolhido o modelo simplificado de $G_I(S)$ para representar a dinâmica da corrente de entrada em relação às variações da razão cíclica.

$$\begin{aligned}
 \omega_o &= \frac{1}{n(R+r_C)} \sqrt{\frac{r_L n^2 (R+r_C) + 3R(1-D)[R(1-D) + r_C]}{LC}} \\
 Q &= \frac{\sqrt{LC} [n(R+r_C)] \{r_L n^2 (R+r_C) + 3R(1-D)[R(1-D) + r_C]\}}{(R+r_C) \{n^2 [r_L C(R+r_C) + L] + 3RCr_C(1-D)\} \sqrt{r_L n^2 (R+r_C) + 3R(1-D)[R(1-D) + r_C]}} \\
 G_{pi} &= \frac{9RV_o n(1-D)(R+r_C) \{C[2Rr_C + R^2(1-D) - RDr_C + r_C^2]\}}{\{r_L n^2 (R+r_C) + 3R(1-D)[R(1-D) + r_C]\}^2} \\
 \omega_{zi} &= \frac{2R(1-D) + r_C}{C[2Rr_C + R^2(1-D) - RDr_C + r_C^2]} \\
 G_{pv} &= -\frac{3V_o R(R+r_C)(1-D)[n^2 L(R+r_C)]}{\{r_L n^2 (R+r_C) + 3R(1-D)[R(1-D) + r_C]\}^2} \\
 \omega_{zv} &= \frac{3R^2(1-D)^2 - r_L n^2 (R+r_C)}{n^2 L(R+r_C)}
 \end{aligned} \tag{6.14}$$

6.4.5 Modelo conservativo de pequenos sinais

O modelo conservativo de pequenos sinais é obtido desconsiderando quaisquer elementos que representem perdas nos componentes do conversor, tais como a resistência série do capacitor e a do indutor.

Aplicando esta consideração nas equações 6.14 obtêm-se as equações 6.15 que representam o modelo conservativo de pequenos sinais, pelo qual, observam-se semelhanças com os modelos dos conversores elevadores já apresentados na literatura [16], [17], [18], [19], [20], [21] e [22].

$$\begin{aligned}
G_{I_c}(S) &= \frac{x_E(S)}{d(S)} = G_{pi_c} \frac{S + \omega_{Zic}}{\left(\frac{S}{\omega_{o_c}}\right)^2 + \frac{S}{\omega_{o_c} Q_c} + 1} \\
G_{V_c}(S) &= \frac{x_C(S)}{d(S)} = G_{pv_c} \frac{S - \omega_{Zvc}}{\left(\frac{S}{\omega_{o_c}}\right)^2 + \frac{S}{\omega_{o_c} Q_c} + 1} \\
\omega_{o_c} &= \frac{(1-D)}{n} \sqrt{\frac{3}{LC}} & Q_c &= \frac{R(1-D)}{n} \sqrt{\frac{3C}{L}} \\
G_{pi_c} &= \frac{V_o n C}{(1-D)^2} & \omega_{Zic} &= \frac{2}{RC} \\
G_{pv_c} &= -\frac{n^2 L V_o}{3R(1-D)^3} & \omega_{Zvc} &= \frac{3R(1-D)^2}{n^2 L}
\end{aligned} \tag{6.15}$$

6.4.6 Modelo simplificado

Para a malha de corrente, ainda se pode aplicar uma outra simplificação, qual seja a de admitir que o estágio de saída não sofra variações de modo que a tensão de saída possa ser representada por uma fonte de tensão, e desse modo, obter G_{Is} , conforme a equação 6.16 que fornece a função de transferência simplificada da malha de corrente. A equação 6.16 é obtida a partir das equações 6.12, nas quais $\widetilde{x_C} = r_C = r_L = 0$.

$$G_{Is}(S) = \frac{x_E(S)}{d(S)} = \frac{3V_o}{SnL} \tag{6.16}$$

6.4.7 Resposta dinâmica da malha de corrente

Nesta seção, atestar-se-á a função de transferência da malha de corrente, definida nas equações 6.12, para uma perturbação do tipo degrau na razão cíclica. Essa verificação é importante para testar as funções de transferência propostas pela modelagem apresentada. Para tal, serão avaliadas e comparadas a resposta dinâmica da malha, quanto à frequência da resposta ao degrau e ao tempo de acomodação, bem como a característica estática dessa malha quanto à mudança do ponto de operação do conversor.

Para determinar a validade dos modelos apresentados, comparar-se-ão os resultados obtidos por simulações por meio dos softwares *Orcad*[®] versão 10.5 e *Simulink*[®] versão 5.0, conforme mostram a Figura 6.3 e Figura 6.4, respectivamente. Nesses resultados,

observar-se-ão os tempos de acomodação crescente (T_{ac}) e decrescente (T_{ad}), a máxima ultrapassagem ou sobre-sinal (M_p), a frequência de oscilação da resposta transitória (F_{rt}) e os valores iniciais (P_1) e final (P_2) da corrente, antes e depois da perturbação de 2% do valor nominal da razão cíclica.

No instante $t=300\text{ms}$, é aplicado um degrau crescente de 2% do valor nominal da razão cíclica. A corrente e a razão cíclica nominais até esse momento eram de 147,2A (P_1) e 0,47 respectivamente. Após o intervalo T_{ac} ($\cong 83\text{ms}$), a corrente passou para aproximados 150 A (P_2) e a razão cíclica, agora, é de 0,4795. O sobre-sinal medido foi aproximadamente de 33A (20% do valor nominal). A frequência da resposta transitória encontrada é de aproximados 50 Hz.

No instante $t=500\text{ms}$, é aplicado um degrau decrescente, e a razão cíclica volta ao seu valor nominal 0,47. A corrente retorna aos 147,2A (P_1) após um tempo de acomodação decrescente de aproximados 83ms. Obtiveram-se os mesmos valores para a frequência da resposta transitória e do afundamento da corrente de entrada. Observa-se, ainda, que mesmo em regime, a corrente drenada da fonte apresenta oscilações em baixa frequência. Isto ocorre, pois a fonte de alimentação (E) é a saída de um retificador trifásico a diodos com filtro capacitivo convencional. Para efeito de comparação, os resultados das simulações para a malha de corrente estão resumidos na Tabela 6.2, na qual se observa que os modelos obtidos analiticamente respondem com boa precisão ao funcionamento natural do conversor.

A maior discrepância ficou por conta do sobre-sinal (M_p) e está associada aos valores dos elementos resistivos do circuito. No entanto, essa diferença não exerce influência sobre a resposta dinâmica do modelo. Os mesmos testes podem ser efetuados na malha $G_v(S)$.

Tabela 6.2 - Teste do modelo de função de transferência da malha de corrente.

Grandezas	Resultados obtidos na simulação	
	no Orcad	no Simulink
Frt	52,63 Hz	54,65 Hz
Tac e Tad	83 ms	82ms
Mp	40,8 A	25,9A
P1	147,2 A	147,4 A
P2	150,2 A	150,4 A

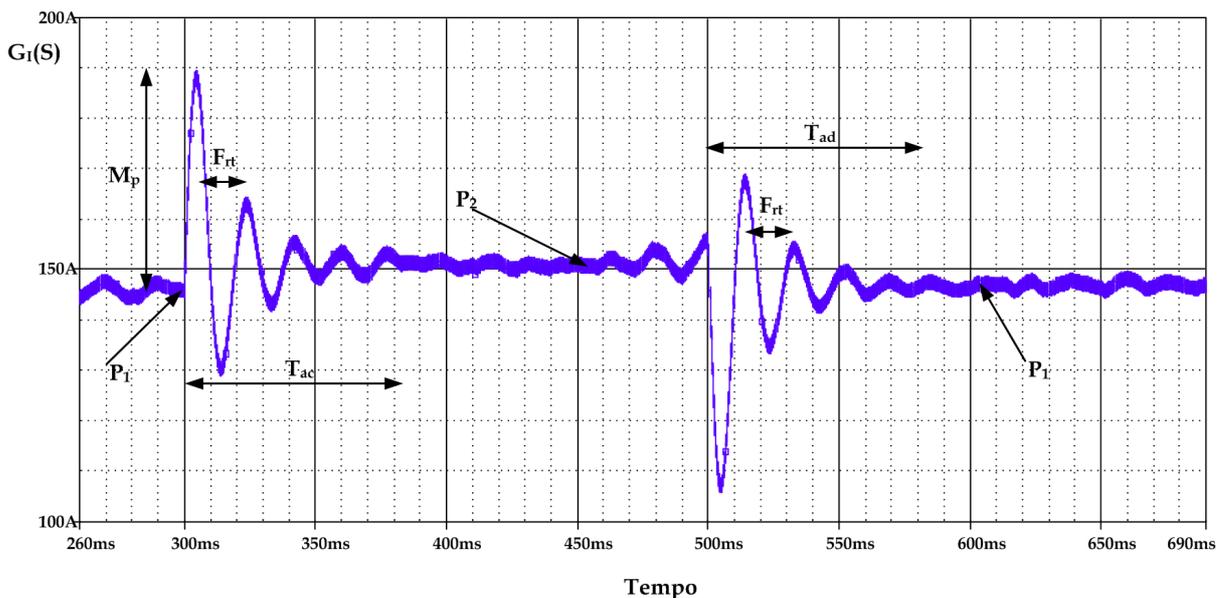


Figura 6.3 – Resposta dinâmica da corrente de entrada para um degrau de 2% na razão cíclica do conversor, obtida por meio do programa Orcad

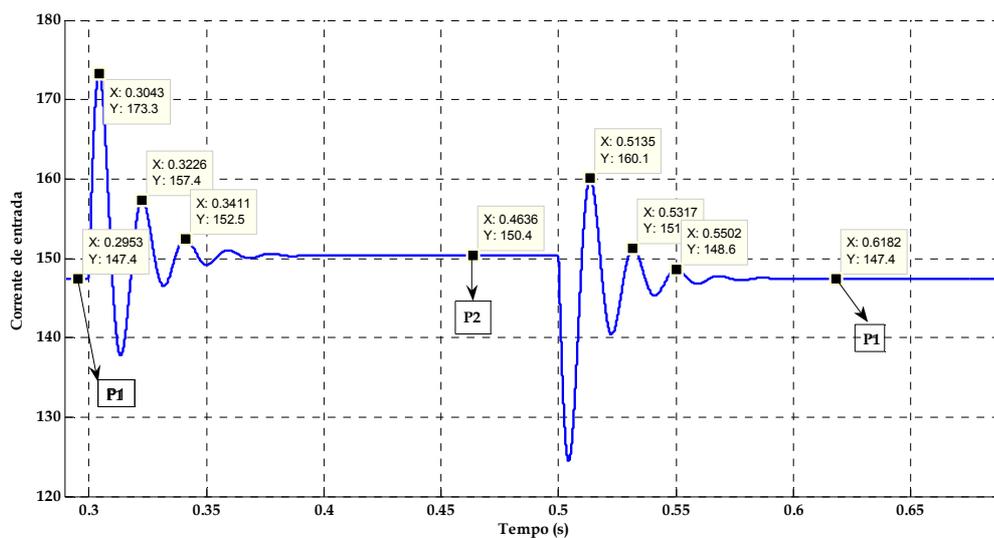


Figura 6.4 – Resposta dinâmica da corrente de entrada para um degrau de 2% na razão cíclica do conversor, obtida por meio do programa Simulink

6.5 Estratégia de controle

A estratégia de controle a ser empregada está representada na Figura 6.5. Por meio do sensoriamento da corrente de entrada e da tensão de saída, emprega-se um controle, do tipo em cascata, das duas malhas de controle. A malha de tensão fornecerá a referência para a malha de corrente que, por sua vez, será a responsável pela dinâmica de controle do conversor. Os blocos $H_I(S)$ e $H_V(S)$ são sensores de efeito Hall.

Os compensadores de tensão e de corrente são representados pelos blocos $C_V(S)$ e $C_I(S)$ respectivamente. O bloco PWM corresponde ao estágio de leitura do sinal de saída do compensador que é tratado de forma digital e gera os pulsos de comando dos interruptores. Esses pulsos são amplificados pelo circuito de comando e entregues aos terminais de gatilho dos interruptores.

6.5.1 Diagrama de blocos do controle

Apresenta-se o diagrama de blocos do sistema de controle do conversor elevador proposto na Figura 6.6. Nesse diagrama, existe uma malha interna de corrente com dinâmica mais rápida e uma malha externa de tensão de dinâmica mais lenta. A malha interna corrige e impõe a corrente de entrada, que é função da corrente de referência gerada pela malha de tensão.

A malha de corrente é projetada segundo os critérios de margem de fase e frequência de cruzamento, vastamente empregados na literatura, tais como aqueles utilizados em [22].

O controle da tensão de saída é obtido através da interação da corrente de entrada e da impedância do filtro de saída, representada por $Z_o(S)$. Essa alternativa é empregada sempre que a malha de tensão for utilizada para gerar o sinal de referência para a malha de corrente, tal como nos conversores elevadores utilizados para a correção de fator de potência.

A equação corresponde à função de transferência $Z_o(S)$. A informação da FTMF da malha de corrente é importante para o dimensionamento da malha de tensão, uma vez que, para a dinâmica mais lenta desta última, a malha de corrente representará apenas um ganho.

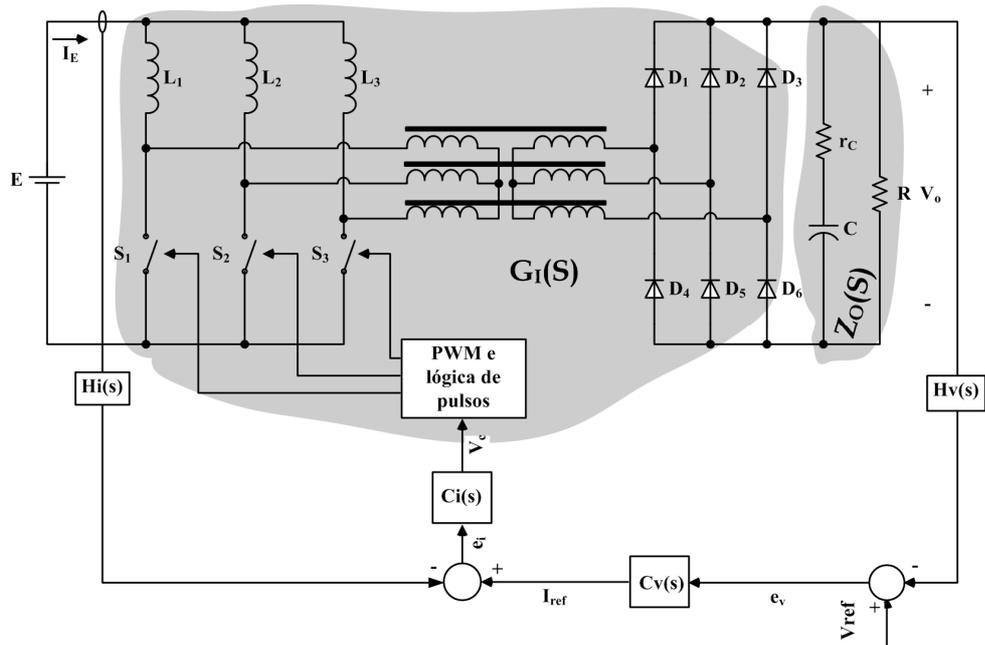


Figura 6.5 - Estratégia de controle do conversor elevador trifásico

$$Z_o(S) = \frac{V_o(S)}{I_E(S)} = G_{zo} \frac{S + \omega_{zo}}{S + \omega_{po}}$$

$$G_{zo} = \frac{FTMF_i(1-D)}{n} \frac{R \cdot r_C}{R + r_C}$$

$$\omega_{zo} = \frac{1}{r_C C} \quad \omega_{po} = \frac{1}{(R + r_C) C}$$

6.17

$$FTMF_i(S) = \frac{I_E(S)}{I_{ref}(S)} = Rci \left(\frac{Ci(S) \cdot G_{Ic}(S)}{1 + Ci(S) \cdot G_{Ic}(S) \cdot Hi} \right)$$

$$FTMF_i(S) \cong \frac{Rci}{Hi} \quad FTMF_{i_{dB}} = 20 \cdot \log \left(\frac{Rci}{Hi} \right)$$

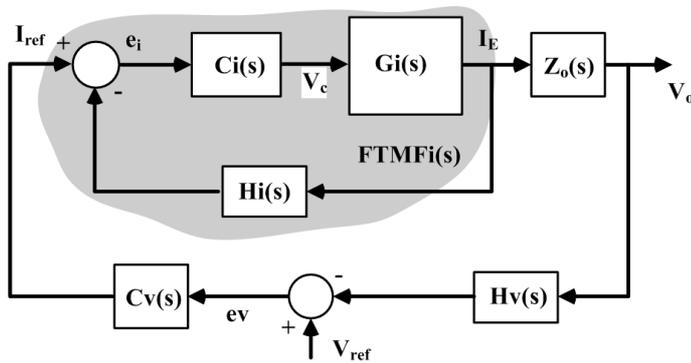


Figura 6.6 - Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor

6.6 Características das malhas de controle

O estabelecimento do sistema de controle consiste na escolha de qual função de transferência será empregada e na definição dos valores dos componentes do conversor.

6.6.1 Malha de corrente

A partir das equações 6.13, 6.14, 6.15 e 6.16, ficaram caracterizadas três alternativas para a especificação da malha da corrente de entrada em função das perturbações na razão cíclica. Na Figura 6.7, as respostas da malhas de corrente estão sendo representadas graficamente; observa-se que todas as três curvas convergem para um mesmo ponto à medida que a frequência é aumentada. Essa convergência possibilita que qualquer uma das funções possa ser utilizada como modelo da malha de corrente.

Obtiveram-se os resultados para as seguintes especificações de componentes do conversor: $V_o=450V$, $L=127\mu H$, $C=2mF$, $R=29,78\Omega$, $r_L=8,61mH$, $r_C=100m\Omega$, $D=0,47$ e $n=5,25$.

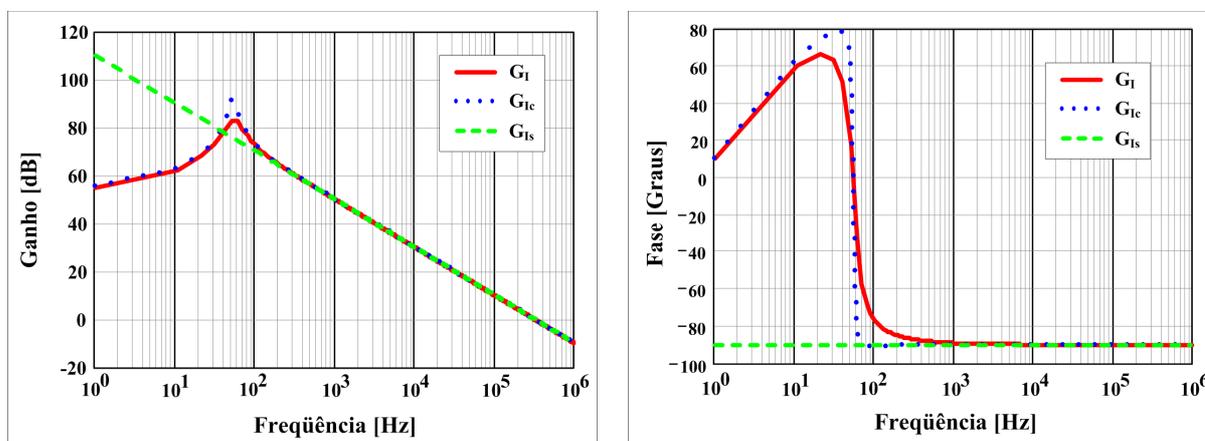


Figura 6.7 – Diagrama de Bode das malhas de corrente de entrada

A partir dos resultados obtidos, utilizar-se-á a malha de corrente descrita pelas equações 6.15. Para incorporar a função de comutação à malha de corrente, faz-se uma alteração no seu ganho. A amplitude da onda triangular (V_T) estabelece a relação entre o sinal da saída do compensador de corrente e o sinal de entrada do circuito modulador. Assim, as equações da malha de corrente que serão empregadas no projeto da malha de controle da corrente de entrada serão as dadas pelas equações 6.18.

$$\begin{aligned}
 G_{I_c}(S) &= \frac{x_E(S)}{V_c(S)} = G_{pi_c} \frac{S + \omega_{Zic}}{\left(\frac{S}{\omega_{oc}}\right)^2 + \frac{S}{\omega_{oc}Q_c} + 1} \\
 \omega_{oc} &= \frac{(1-D)}{n} \sqrt{\frac{3}{LC}} & Q_c &= \frac{R(1-D)}{n} \sqrt{\frac{3C}{L}} \\
 G_{pi_c} &= \frac{V_o n C}{V_T (1-D)^2} & \omega_{Zic} &= \frac{2}{RC}
 \end{aligned} \tag{6.18}$$

Nos itens a seguir, definir-se-ão o compensador e os critérios de alocação dos pólos e zeros desse compensador que realizarão a estabilização da corrente de entrada.

a) Compensador de corrente

A Figura 6.8 representa a topologia do compensador de corrente de avanço e atraso de fase, [22], que será empregado para a estabilização da corrente de entrada. Essa topologia de compensador também é tratada na literatura como PI com filtro. A função de transferência do compensador é representada pela equação 6.19.

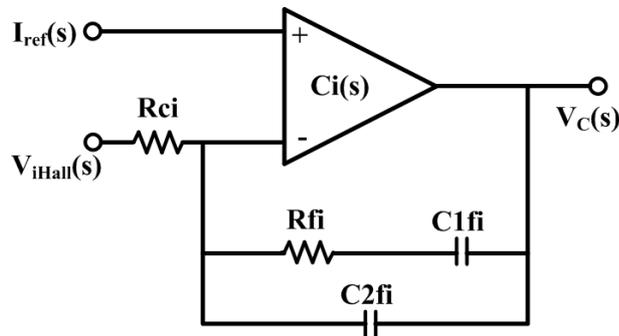


Figura 6.8 - Compensador em avanço e atraso de fase para a malha de corrente, PI com filtro

$$\begin{aligned}
 C_i(S) &= \frac{V_c(S)}{V_{iHall}(S)} = K_i \frac{(S + \omega_{Zci})}{S(S + \omega_{Pci})} \\
 K_i &= \frac{1}{R_{ci}C2_{fi}} \quad \omega_{Zci} = \frac{1}{R_{fi}C1_{fi}} \quad \omega_{Pci} = \frac{C1_{fi} + C2_{fi}}{R_{fi}C1_{fi}C2_{fi}} \\
 C1_{fi} &= C2_{fi} \left(\frac{\omega_{Pci}}{\omega_{Zci}} - 1 \right) \quad V_{iHall} = I_E H_i(S)
 \end{aligned} \tag{6.19}$$

b) Critérios de alocação dos pólos e zero do compensador de corrente

Seguindo os mesmos critérios de alocação dos pólos e zero da malha de corrente

apresentados em [21] e [22], define-se:

- o zero do compensador deve estar posicionado na frequência dos pólos da planta;
- o segundo pólo do compensador deve ser posicionado na frequência da ondulação de corrente de entrada, que é o triplo da frequência de comutação dos interruptores;
- para a garantia de uma margem de fase próxima a 45° e uma boa resposta dinâmica, mantendo a estabilidade da malha, indica-se que a frequência de cruzamento da função de transferência de malha aberta fique entre $\frac{1}{4}$ e $\frac{1}{10}$ da frequência da ondulação da corrente de entrada.

6.6.2 Malha de tensão

O controle da tensão de saída será feito considerando que a malha de corrente exerce a característica de uma fonte de corrente que alimenta o estágio de saída do conversor, dado pela impedância $Z_o(S)$. Na verdade, a corrente que circula por $Z_o(S)$ é a corrente de saída do estágio retificador, ou seja: $I_{z_o}(S) = I_E(1 - D)$. Assim $Z_o(s)$ pode ser escrita como sendo a função de transferência entre a tensão de saída e a corrente de entrada do conversor, conforme apresentada na equação 6.20. Da mesma forma que a malha de corrente, a malha de tensão $Z_o(S)$ é dependente da tensão de saída e da razão cíclica nominal, dos valores de resistência de carga, de indutância de entrada e da capacitância de saída.

Na Figura 6.9, mostra-se a resposta em frequência no diagrama de Bode da malha de tensão. Para frequências superiores a 10 kHz, a dinâmica da malha de tensão é resumida a um ganho que varia com a razão cíclica nominal do conversor, o que representará variações na malha para grandes variações na razão cíclica e deslocará o ponto de operação para grandes variações da corrente de carga.

$$Z_o(S) = \frac{V_o(S)}{I_E(S)} = G_{zo} \frac{S + \omega_{zo}}{S + \omega_{po}} \quad 6.20$$

$$G_{zo} = \frac{(1 - D) R r_C}{n(R + r_C)} \quad \omega_{zo} = \frac{1}{r_C C} \quad \omega_{po} = \frac{1}{(R + r_C) C}$$

Nos itens a seguir, definem-se o compensador e os critérios de alocação dos pólos e zeros para a estabilização da tensão de saída.

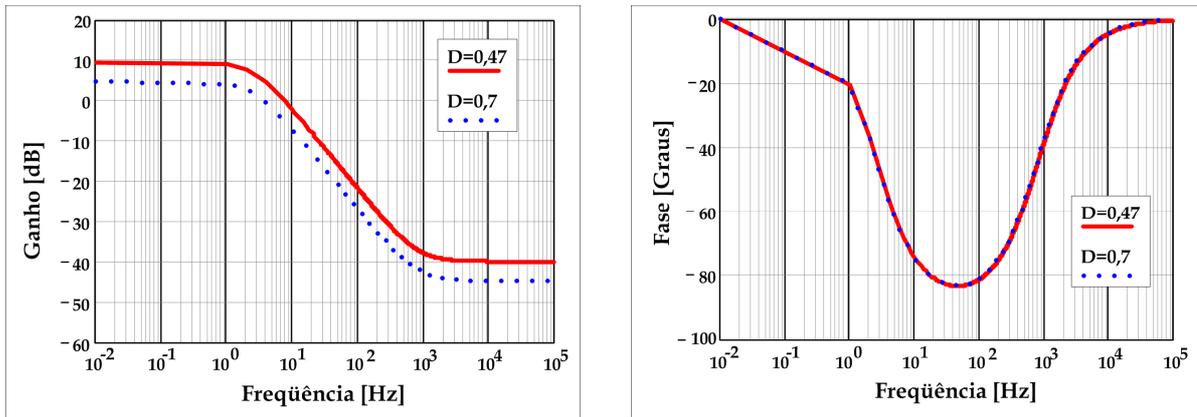


Figura 6.9 – Diagrama de Bode da malha de tensão de saída

a) **Compensador de tensão**

A Figura 6.10 representa a topologia do compensador, que é o mesmo adotado no controle da malha de corrente, a ser empregado para a estabilização da tensão de saída. A função de transferência do compensador é representada pelas equações 6.21.

A malha apresenta um pólo e um zero que é dependente da resistência r_c e do valor da capacitância de saída. Dependendo da ordem de grandeza desses componentes, o efeito do zero ocorrerá em uma frequência muito superior à de comutação e, por esse motivo, em vários estudos, o zero da planta é desconsiderado.

$$C_v(S) = \frac{V_c(S)}{V_{vHall}(S)} = K_v \frac{(S + \omega_{Zcv})}{S(S + \omega_{Pcv})}$$

$$K_v = \frac{1}{R_{cv}C2_{fv}} \quad \omega_{Zcv} = \frac{1}{R_{fv}C1_{fv}} \quad \omega_{Pcv} = \frac{C1_{fv} + C2_{fv}}{R_{fv}C1_{fv}C2_{fv}} \quad 6.21$$

$$C1_{fv} = C2_{fv} \left(\frac{\omega_{Pv}}{\omega_{Zv}} - 1 \right) \quad V_{vHall} = V_o H_v(S)$$

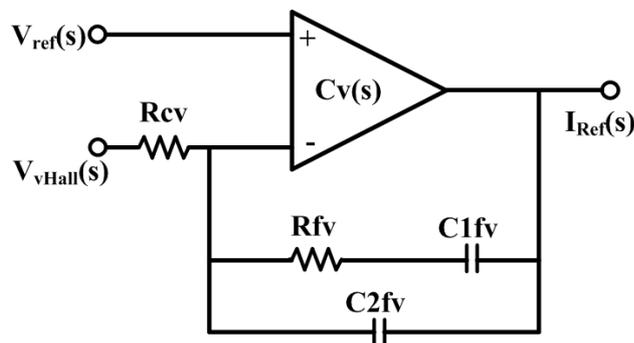


Figura 6.10 - Compensador em avanço e atraso de fase para a malha de tensão, PI com filtro

b) Critérios de alocação dos pólos e zero do compensador de tensão

Seguindo os mesmos critérios de alocação dos pólos e zero da malha de tensão apresentados em [21] e [22], define-se:

- a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto da malha de tensão (FTLA_v) deve estar entre $\frac{1}{4}$ e $\frac{1}{10}$ da frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto da malha de corrente;
- o zero do compensador deve compensar o efeito do pólo da malha;
- o segundo pólo do compensador deve ser posicionado, pelo menos, uma década acima da frequência do zero do compensador.

6.7 Conclusão

Neste capítulo, apresentou-se a modelagem por valores médios instantâneos do conversor elevador trifásico. A partir da estrutura do conversor, buscou-se um modelo linear que estabilizasse a corrente de entrada e a tensão de saída.

Por meio da análise das etapas de funcionamento e da característica de fonte de corrente na entrada, optou-se por buscar uma função de transferência que relacionasse a corrente de entrada com a razão cíclica. Utilizando o controle em modo corrente, definiu-se que existirão duas malhas de controle: uma interna controlando a corrente de entrada com dinâmica tão rápida quanto os critérios de estabilidade permitirem e uma malha externa de dinâmica mais lenta controlando a tensão de saída e fornecendo a referência de corrente para a malha de corrente. Essa técnica é muito empregada em topologias convencionais do conversor elevador.

Apresentaram-se alguns critérios de alocação de pólos e zeros dos compensadores que serão aplicados no projeto das malhas a ser executado no capítulo 7.

CAPÍTULO 7

PROCEDIMENTOS DE PROJETO

Neste capítulo, apresenta-se o procedimento de projeto completo dos circuitos de potência, de comando e de controle do conversor. A partir dos equacionamentos e estratégias definidas nos capítulos anteriores, especificam-se os componentes do conversor CC-CC, elevador, trifásico para uma potência de 6,8 kW. Julgou-se essa potência adequada para a comprovação experimental do conversor proposto e definiu-se esse valor também em função da necessária adequação às instalações e cargas disponíveis no laboratório.

Todo o procedimento de cálculo tem como suporte os resultados de simulação. Adequou-se o circuito de auxílio à comutação desenvolvido em [23] via simulação para a limitação da sobretensão nos interruptores proveniente da indutância de dispersão do transformador. Adotou-se um circuito de proteção contra falhas nos pulsos de comando do conversor que transferirá a energia armazenada nos indutores de entrada à carga, bem como um circuito de proteção que evitará sobretensões destrutivas, caso a ligação entre a fonte de entrada e o conversor propriamente dito seja perdida.

7.1 Diagrama completo do circuito de potência para projeto

Empregar-se-á o circuito da Figura 7.1 como referência para os projetos dos diversos componentes do conversor CC-CC, elevador, trifásico com isolamento em alta frequência.

7.2 Especificações Gerais

Construir-se-á uma combinação de três transformadores monofásicos. Optou-se por essa configuração pelo fato de não se poder encontrar "convencionalmente" núcleos trifásicos de ferrite. As especificações de entrada do conversor definidas foram:

- $P_o = 6.800 \text{ W}$ é a potência nominal de saída;
- $V_o = 450\text{V}$ é a tensão nominal na saída do conversor;

- $E = 47 \text{ VCC}$ é a tensão nominal da fonte de entrada;
- $f_s = 20 \text{ kHz}$ é a frequência de comutação dos interruptores,
- $\Delta V_o = 9 \text{ V}$ é a máxima ondulação na tensão de saída.

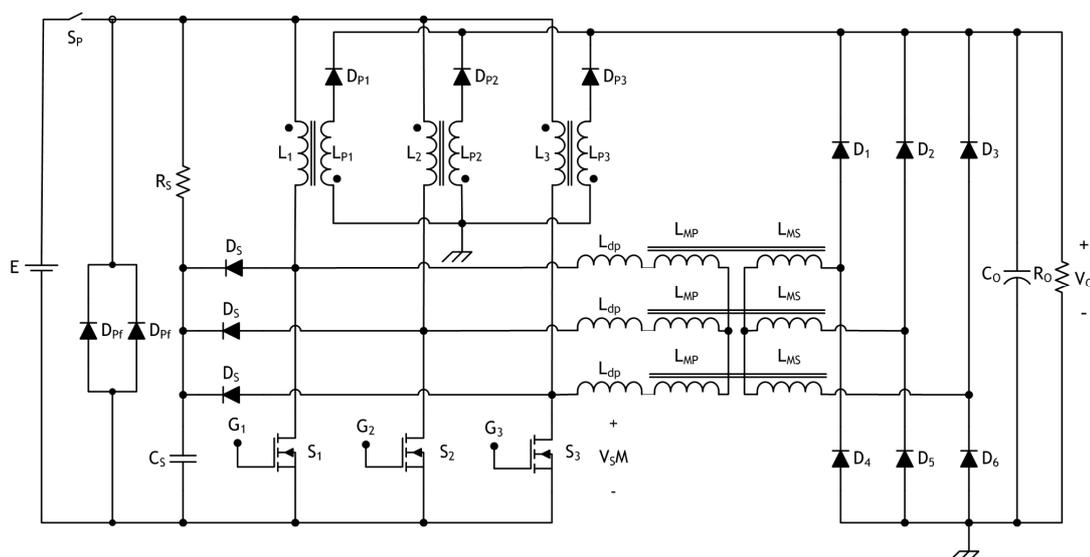


Figura 7.1 – Diagrama completo do circuito de potência do conversor proposto

7.3 Circuitos auxiliares de proteção

O circuito apresentado na Figura 7.1 apresenta três circuitos extras juntamente com o circuito principal proposto. Esses circuitos auxiliares são necessários, ora devido às não-idealidades dos componentes que o compõem, ora devido à natureza de funcionamento do conversor principal. A seguir, tem-se a descrição da função e do princípio de funcionamento desses circuitos.

7.3.1 Circuito de auxílio à comutação

Na Figura 7.2, mostra-se o circuito de auxílio à comutação dos interruptores S_1 , S_2 e S_3 nos instantes em que estes são comandados ao bloqueio. Em [23], estuda-se esse circuito, o qual se denomina circuito de auxílio à comutação parcialmente regenerativo, uma vez que parte da energia armazenada na indutância de dispersão é desviada do interruptor e regenerada para a fonte de entrada através de R_s . A energia acumulada na indutância de

dispersão dos transformadores é a responsável pela sobretensão durante o bloqueio dos interruptores. Com o emprego do circuito de comutação proposto, essa sobretensão é limitada e mantida dentro de valores seguros que possibilitem a utilização do interruptor escolhido.

No conversor em estudo, optou-se por empregar um arranjo composto por R_S , D_S e C_S para cada interruptor. Fez-se o dimensionamento via simulação e com base nos resultados, especificaram-se três diodos HFA25TB60 (25A/600V), três capacitores de polipropileno de $1\mu\text{F}/600\text{V}$ e três resistores de $50\Omega/50\text{W}$ para a implementação do circuito. A perda de potência nos resistores R_S (P_G) totalizou aproximados 120W e será empregada na seção 7.11 para o cálculo do rendimento teórico do conversor. Na Tabela 7.1, apresentam-se as especificações do diodo HFA25TB60.

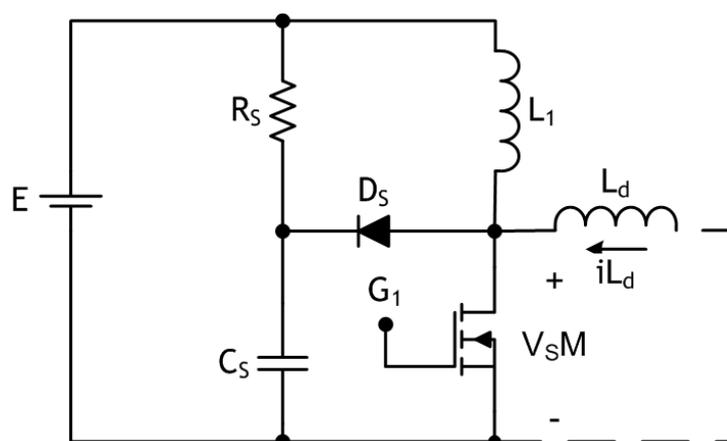


Figura 7.2 – Circuito de auxílio à comutação parcialmente regenerativo

7.3.2 Circuito de proteção contra bloqueio dos interruptores

Como já apresentado, o conversor em estudo possui características de entrada semelhantes às de uma fonte de corrente, exigindo da topologia que sempre exista um caminho para circulação da energia armazenada nos indutores de entrada. Durante um curto-circuito, o circuito de proteção dos *drives* de comando dos interruptores, descrito no item 7.11, retirará os pulsos de comando dos interruptores, bloqueando-os e, desse modo, impedirá que qualquer energia acumulada nos indutores de entrada seja transferida à carga. Conseqüentemente, existirá uma sobretensão destrutiva sobre os interruptores do conversor.

O circuito apresentado na Figura 7.3 é empregado para a transferência da energia armazenada nos indutores do conversor elevador nos casos em que os interruptores permanecem bloqueados devido à ação do circuito de proteção do circuito de comando. Esse circuito é composto de três indutores de proteção ($L_{P,1,2,3}$) que são acoplados aos indutores L_1 , L_2 e L_3 e dimensionados para que, em condições normais de operação, a tensão nos terminais dos anodos dos diodos ($D_{P,1,2,3}$) seja menor que a tensão nominal da saída e, desse modo, mantenha-os reversamente polarizados. Em condições anormais, a tensão nos terminais dos indutores de proteção superará o nível da tensão de saída polarizando diretamente os diodos de proteção e viabilizando a transferência da energia armazenada para os estágios de saída. Testou-se o funcionamento desse circuito e verificou-se, via simulação, que, de tal modo, os diodos utilizados terão a mesma especificação e características dos diodos do circuito de auxílio à comutação, detalhadas na Tabela 7.1.

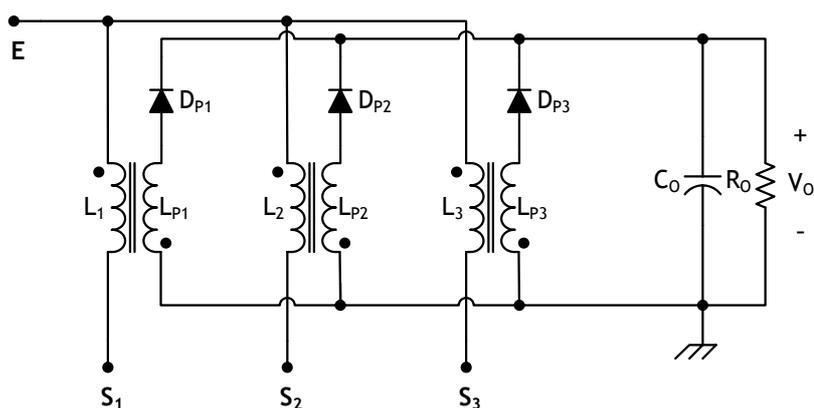


Figura 7.3 – Detalhe do circuito de proteção contra bloqueios involuntários ou de proteção dos interruptores do conversor CC-CC elevador trifásico

Tabela 7.1 - Resumo das especificações dos diodos retificadores no estágio de saída [28]

Especificações dos diodos retificadores HFA25TB60			
Modelo	Características		
	Estáticas	Dinâmicas	Térmicas
HFA25TB60	$I_D = 25 \text{ A @ } 100^\circ\text{C}$ $v_D = 1,3\text{V}$ $V_{RM} = 600\text{V}$	$I_{RRM} = 10\text{A}$ $T_{rr} = 60\text{ns}$ $Q_{rr} = 800\text{nC}$	$R_{thJC} = 1,0^\circ\text{C/W}$ $R_{thCD} = 0,5^\circ\text{C/W}$ $R_{thJA} = 80^\circ\text{C/W}$

7.3.3 Circuito de proteção contra falta da fonte de alimentação

O que ocorrerá se, por qualquer motivo, a ligação entre a fonte de alimentação do conversor CC-CC e o ponto comum de ligação com os indutores de entrada deixar de existir? A resposta: “Se não existir um caminho para a desmagnetização dos indutores, a energia armazenada nestes produzirá um arco elétrico (algo comum em circuitos altamente indutivos) no ponto de abertura (supostamente o interruptor principal S_P) desmagnetizando quase que instantaneamente os indutores, “Explica-se: qualquer sobretensão nos indutores polarizará os diodos de proteção (D_P). Este arco poderá ser destrutivo para o suposto interruptor, se este for o causador da abertura do circuito. Para evitar tal desgaste prematuro em tal dispositivo elétrico, previu-se o uso de diodos em antiparalelo com o barramento CC de entrada. Diante de uma possível abertura inadvertida, em funcionamento do conversor, tais diodos serão polarizados e descarregarão a energia armazenada nos indutores.

Foi a partir dessa questão que, no diagrama completo do circuito de potência do conversor, adicionaram-se dois diodos HFA25TB60 (D_{Pt}), em antiparalelo com o barramento CC, dimensionados via simulação. A função desse circuito é proporcionar um caminho para a desmagnetização dos indutores de entrada. Cabe verificar que, mesmo existindo pulsos de comando dos interruptores, se a ligação entre a fonte de entrada e os demais componentes do conversor for perdida, não existirá o caminho de baixa impedância para a desmagnetização dos indutores necessária para evitar a destruição, por sobretensões, de componentes do conversor.

7.4 Projeto físico do transformador

Nesta seção, apresentam-se algumas especificações do transformador, tais como: máxima densidade de fluxo magnético, máxima densidade de corrente elétrica que circula através do condutor e a relação de transformação escolhida. Empregar-se-á o projeto descrito nas seções seguintes para o dimensionamento de três transformadores monofásicos com enrolamento simples, ou seja, um primário e um secundário conectados em estrela. Apresentar-se-ão os cálculos para um transformador que devem ser reproduzidos para a construção dos outros dois que comporão a estrutura. Após a determinação dos valores de

corrente e tensão nos enrolamentos do transformador, apresentam-se as equações e os dados necessários para o projeto físico do transformador operando na região R₂. O material magnético do núcleo de ferrite será o TSF 7070, da *TSC International* [24]. Construir-se-ão os enrolamentos com arranjos de fios do tipo *Litz*.

7.4.1 Relação de transformação

Construir-se-á o transformador com relação de transformação igual a 5, entendendo que essa relação é obtida da equação 7.1.

$$n = \frac{V_{sec}}{V_{pri}} = \frac{N_s}{N_p} = 5 \quad 7.1$$

7.4.2 Densidade máxima de corrente

Calcular-se-ão os enrolamentos tendo como máxima densidade de corrente

$$J_{max} = 400 \frac{A}{cm^2}.$$

7.4.3 Máxima excursão do fluxo magnético

A máxima excursão da densidade de fluxo magnético no núcleo ΔB_{max} , é escolhida pelo projetista tendo como parâmetros o tipo de material e, principalmente, a máxima perda volumétrica nesse material. Por sua vez, essa depende, também, da temperatura de trabalho do elemento magnético. Assim, para o material TSF 7070 [24], admitindo 70mW/cm³ de perdas no núcleo e trabalhando com uma temperatura em torno de 100°C, a densidade de fluxo magnético no núcleo será $\Delta B_{max} = 0,32T$.

7.4.4 Fator de ocupação da janela

Conforme apresentado nas referências [15] e [25], o fator de ocupação da janela teórico escolhido será $K_c = 0,4$.

7.4.5 Fator de topologia

O fator K_f para a região R_2 é dado pela equação 7.2.

$$K_{fR_2} = \frac{27}{2} \frac{n}{\sqrt{2q(9n - 2q)}} \cong 3,03 \tag{7.2}$$

7.4.6 Escolha do núcleo

A equação 7.3 fornece o produto de áreas do núcleo de ferrite a ser escolhido.

$$A_e A_w = \frac{P_o}{K_{fR_2} K_c \Delta B J_f} = \frac{6.800 \cdot 10^4}{3,03 \cdot 0,4 \cdot 0,320 \cdot 400 \cdot 20.000} \cong 21,92 \cdot \text{cm}^4 \tag{7.3}$$

A partir dessa informação, escolhe-se o núcleo 80-38-20 de material TSF 7070 da TSC, disponível no laboratório, cujas principais especificações mostram-se na Figura 7.4.

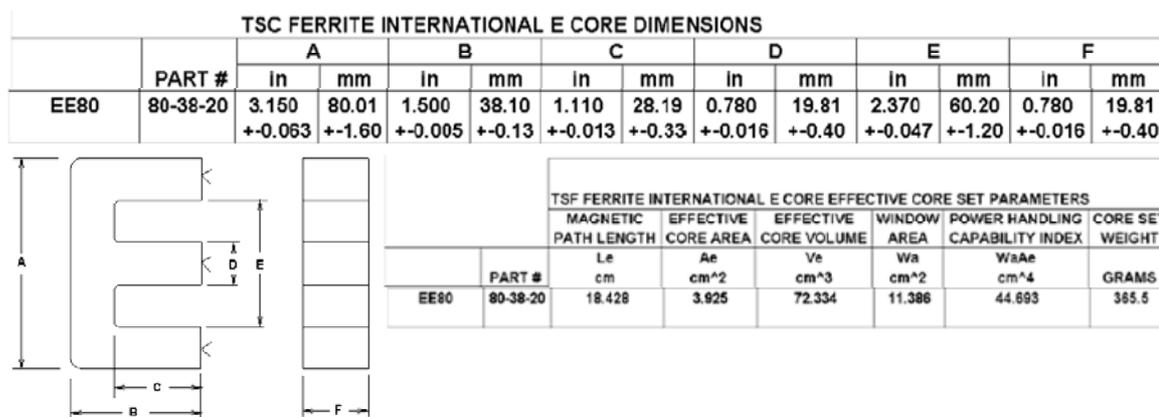


Figura 7.4 – Especificações do núcleo de ferrite escolhido [24]

7.4.7 Montagem dos enrolamentos

A técnica empregada na construção dos enrolamentos dos transformadores foi a divisão dos enrolamentos e a montagem em forma de sanduíche. Tal técnica é empregada para diminuir a indutância de dispersão dos transformadores, detalhada na referência [26]. Enrolou-se um quarto do enrolamento secundário sobreposto pela metade do enrolamento

primário. Em continuidade, envolveram-se essas partes do primário e do secundário por metade do secundário; na seqüência, enrolou-se a outra metade do enrolamento primário e, finalmente, mais um quarto do enrolamento secundário, conforme mostrado na Figura 7.5.

7.4.8 Número de espiras

Após a escolha do núcleo e de conhecer os seus dados construtivos, as equações 7.4 e 7.5 fornecem o número de espiras dos enrolamentos do transformador. A partir dessas equações, faz-se a correção da relação entre as espiras dos enrolamentos, conforme equação 7.6.

$$N_p = \frac{2}{9} \frac{V_o}{n \Delta B_m A_e f_s} = \frac{2}{9} \frac{450 \cdot 10^4}{5 \cdot 0,320 \cdot (2 \cdot 3,925) \cdot 20.000} \approx 4 \tag{7.4}$$

$$N_s = \frac{N_p n (V_o + 2V_d)}{q \left(E - Rds_{on} \cdot \frac{I_o \cdot q}{3} \right)} = \frac{4 \cdot 5 (450 + 2)}{9,575 \left(47 - \frac{0,032 \cdot 15,11 \cdot 9,575}{3} \right)} \approx 21 \tag{7.5}$$

$$n = \frac{V_{sec}}{V_{pri}} = \frac{N_s}{N_p} = 5,25 \tag{7.6}$$

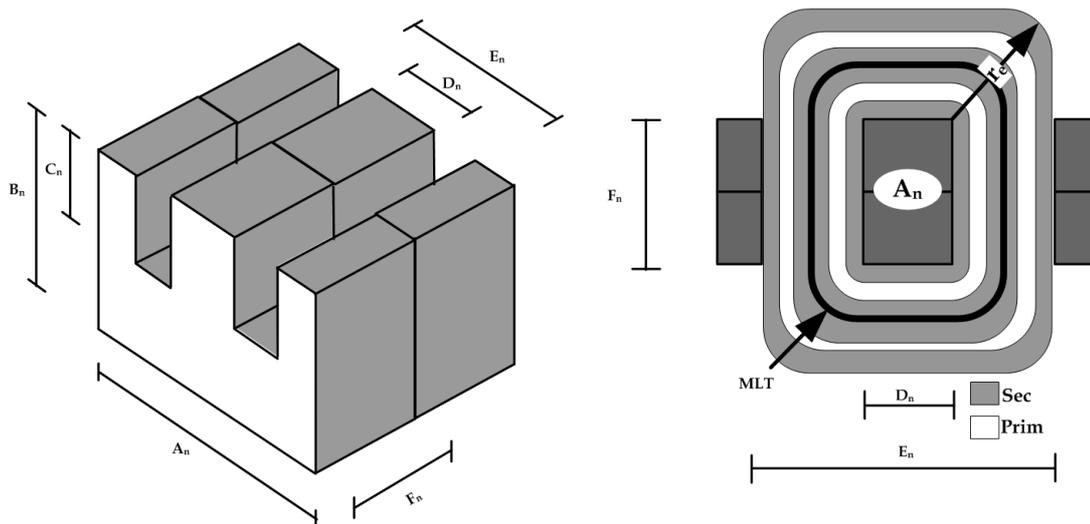


Figura 7.5 – Arranjo dos núcleos de ferrite para construção de um dos transformadores

7.4.9 Especificação dos condutores

Nesta subsecção, dimensionam-se os condutores dos enrolamentos dos transformadores. Em ambos os enrolamentos, primários e secundários, construir-se-ão arranjos de fios *Litz* que, além de reduzir as perdas pelos efeitos *Skin* e de proximidade, tornou possível a partição dos enrolamentos do transformador descrita no item 7.4.7, pois seu uso facilitou o manuseio durante a construção dos enrolamentos.

a) *Condutor elementar*

O condutor *Litz* empregado corresponde a um arranjo de 40 fios do tipo 37 AWG. Nos itens seguintes, apresentam-se as especificações desse arranjo, sendo:

- A_{ce} = seção de cobre do condutor elementar;
- $d_{ce_{is}}$ = diâmetro externo do condutor elementar, considerando o isolamento;
- $A_{p,rs}$ = seção de cobre necessária dos enrolamentos;
- $J_{p,rs}$ = densidade de corrente dos enrolamentos,
- $I_{p,rs}$ = corrente eficaz nos enrolamentos do transformador.

b) *Área de cobre do condutor elementar*

$$\begin{aligned} A_{ce} &= 100 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2 \\ A_{ce_{is}} &= 160 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2 \\ d_{ce_{is}} &= 0,09 \text{ cm} \end{aligned} \tag{7.7}$$

c) *Área de cobre do enrolamento*

A secção de cobre necessária para cada enrolamento do transformador fica definida pela equação 7.8.

$$\begin{aligned} A_p &= \frac{I p n_{ef}}{J_m} = \frac{56,04}{400} \approx 0,14 \text{ cm}^2 \\ A_s &= \frac{I s n_{ef}}{J_m} = \frac{11,21}{400} \approx 0,028 \text{ cm}^2 \end{aligned} \quad 7.8$$

d) Número de condutores elementares

A equação 7.9 fornece o número de condutores elementares de cada enrolamento.

$$\begin{aligned} n c e_p &= \frac{A_p}{A_{ce}} \approx 40 \\ n c e_s &= \frac{A_s}{A_{ce}} \approx 8 \end{aligned} \quad 7.9$$

7.4.10 Especificações do carretel

a) Creepage distance

Creepage distance é o termo em inglês para o menor caminho, ou menor medida, da superfície do isolante usado entre duas partes condutoras, como os enrolamentos dos transformadores, ou entre uma parte condutora e outros circuitos periféricos. Adotou-se uma distância (C_{rep}) de segurança de 0,2 cm, entre a parede do carretel e as partes ativas dos enrolamentos. O emprego dessa distância de segurança é aconselhado, principalmente, quando a diferença de potencial entre os enrolamentos for grande, tal como na aplicação em questão.

b) Espessura do carretel

A equação 7.10 fornece a espessura do carretel empregado.

$$e_c = 0,2 \text{ cm} \quad 7.10$$

c) *Área disponível para enrolamento*

A equação 7.11 determina a largura do carretel disponível para o enrolamento. A área de cobre disponível para o enrolamento é fornecida pela equação 7.12.

$$Lc = 2[C_n - (e_c + Crep)] \cong 5,64cm \quad 7.11$$

$$Ac = Lc \left[\frac{E_n - D_n}{2} - 2 \cdot e_c \right] \cong 6,31cm^2 \quad 7.12$$

d) *Área ocupada pelos enrolamentos*

As equações 7.13 definem as áreas ocupadas pelos enrolamentos do transformador.

$$\begin{aligned} Acen &= [Np \cdot ncp \cdot Ace + Ns \cdot ncs \cdot Ace] \cong 1,31cm^2 \\ Aen &= [Np \cdot ncp \cdot Ace_{is} + Ns \cdot ncs \cdot Ace_{is}] \cong 2,1cm^2 \end{aligned} \quad 7.13$$

e) *Fator de ocupação*

A possibilidade de execução do transformador projetado é verificada a partir da definição do fator de ocupação da janela do núcleo pelos enrolamentos do transformador. Esse fator pode ser definido pela equação 7.14.

$$\begin{aligned} Acen &= [Np \cdot ncp \cdot Ace + Ns \cdot ncs \cdot Ace] \cong 1,31cm^2 \\ F_{oc} &= \frac{Aen}{Ac} \cong 0,34 \end{aligned} \quad 7.14$$

7.4.11 Cálculo das perdas no transformador

A completa especificação do transformador passa pela determinação das suas perdas tanto no cobre como no núcleo e a elevação de temperatura que essas perdas causarão. A temperatura de trabalho do núcleo será de 100°C. Nos subitens a seguir, determinam-se as perdas em um dos transformadores.

a) Densidade de correntes

Definidas as seções de cobre dos enrolamentos e de posse dos valores de corrente eficaz destes, a equação 7.15 estabelece as densidades de corrente resultantes no primário e no secundário do transformador.

$$\begin{aligned} J_p &= \frac{I_p n_{ef}}{n_{cp} \cdot Ace} \cong 350 \frac{A}{cm^2} \\ J_s &= \frac{I_s n_{ef}}{n_{cs} \cdot Ace} \cong 350 \frac{A}{cm^2} \end{aligned} \quad 7.15$$

b) Resistividade do cobre

Para a temperatura de trabalho escolhida, e admitindo que esta seja também a temperatura do enrolamento, a equação 7.16 fornece a resistividade do cobre para a temperatura de 100°C [26].

$$\begin{aligned} \rho_{20^\circ C} &= 1,708 \cdot 10^{-6} \cdot \Omega \cdot cm \\ \rho_{100^\circ C} &= 1,708 \cdot 10^{-6} [1 + (0,00393) \cdot (100 - 20)] \\ \rho_{100^\circ C} &\simeq 2,245 \cdot 10^{-6} \cdot \Omega \cdot cm \end{aligned} \quad 7.16$$

c) Comprimento médio das espiras

A determinação do comprimento médio de uma espira (MLT) é uma das formas de se determinar o volume de cobre de cada enrolamento. Pode-se calcular essa distância por meio da equação 7.17.

$$MLT = 2(D_n + F_n) + 2\pi \left(\frac{A_{cen}}{2 \cdot L_c} \right) \simeq 12,62cm \quad 7.17$$

d) Volume de cobre

A determinação do volume de cobre dos enrolamentos será útil para, juntamente com a densidade de corrente, determinar as perdas por efeito *Joule* nos enrolamentos,

mostrada na equação 7.18.

$$\begin{aligned} V_{c_p} &= N_p \cdot n_{c_p} \cdot A_{c_e} \cdot MLT \cong 8,08 \cdot cm^3 \\ V_{c_s} &= N_s \cdot n_{c_s} \cdot A_{c_e} \cdot MLT \cong 8,48 \cdot cm^3 \end{aligned} \quad 7.18$$

e) Perdas no cobre

A equação 7.19 quantifica as perdas no enrolamento de um transformador.

$$P_{Cobre} = \rho_{100^\circ C} \cdot (V_{c_p} \cdot J_p^2 + V_{c_s} \cdot J_s^2) \cong 4,56W \quad 7.19$$

f) Perdas no núcleo

A equação 7.20 quantifica as perdas no núcleo de um transformador.

$$P_{nucleo} = V_e \cdot P_{Vol} = 144,668cm^3 \cdot 0,070W / cm^3 \cong 10,13W \quad 7.20$$

g) Perdas no transformador

As perdas totais em cada um dos transformadores ficam determinadas pela equação 7.21.

$$\begin{aligned} P_{Mag} &= P_{Cobre} + P_{Nucleo} \cong 14,69W \\ P_{Tr} &= 3P_{Mag} \cong 44,07W \end{aligned} \quad 7.21$$

7.4.12 Elevação de temperatura

Determinadas as perdas em cada um dos transformadores, deve-se determinar a máxima elevação de temperatura desse elemento magnético. Assim, conhecidas as perdas no transformador e a resistência térmica do núcleo utilizado, dada pela equação 7.22 [25], a máxima elevação de temperatura fica estabelecida pela equação 7.23. Na Tabela 7.2, estão detalhadas as especificações construtivas para um dos transformadores.

a) **Resistência térmica**

A equação 7.22 estabelece a resistência térmica do transformador.

$$R_{Th} = 59,3 \cdot V_e^{-0,544} = 3,96^\circ C / W \quad 7.22$$

b) **Elevação de temperatura**

A equação 7.23 fornece a elevação de temperatura de trabalho em cada um dos transformadores.

$$\Delta_{Th} = P_{trafo} \cdot R_{Th} = 14,69 \cdot 3,96 \simeq 58,2^\circ C \quad 7.23$$

Tabela 7.2 – Dados construtivos dos transformadores de alta frequência

Dados construtivos do transformador			
Núcleo	Características		
	Espiras	Condutores	Perdas
TSC 2x80-38-20 4 partes - material TSF 7070	Primário = 4	40 fios Litz x40x 37AWG	Perdas = 14,69 W
	Secundário = 21	8 x fios Litz (40x37AWG)	$\Delta T = 58,2^\circ C$

7.5 Ensaio dos transformadores

Após a construção dos transformadores, efetuaram-se ensaios de curto-circuito e de circuito aberto dos mesmos. Por meio do ensaio de circuito aberto, considerando que a indutância de dispersão seja muito menor que a indutância magnetizante, pode-se obter esta última, ao passo que, por meio do ensaio de curto-circuito, pode-se obter a indutância de dispersão do transformador.

Os valores das indutâncias, tanto da magnetizante como da de dispersão, são obtidos a partir da equação da tensão de um indutor, rearranjada para a obtenção do valor das indutâncias, $L = V \frac{\Delta_t}{\Delta_i}$, na qual os valores obtidos no ensaio são empregados.

Realizou-se o ensaio de circuito aberto nos enrolamentos do primário e obteve-se a indutância magnetizante do secundário pela relação quadrática entre espiras. Realizou-se o

ensaio de curto-circuito nos enrolamentos do secundário e, ao valor encontrado, aplicou-se a relação quadrática entre as espiras para o cálculo do valor da indutância de dispersão do primário.

7.5.1 Ensaio de circuito aberto

Na Figura 7.6, na Figura 7.7 e na Figura 7.8, representam-se as formas de onda da corrente e da tensão no enrolamento primário dos transformadores T_{R1} , T_{R2} e T_{R3} , respectivamente. O valor de indutância magnetizante e as condições dos ensaios estão resumidos na Tabela 7.3, Tabela 7.4 e Tabela 7.5.

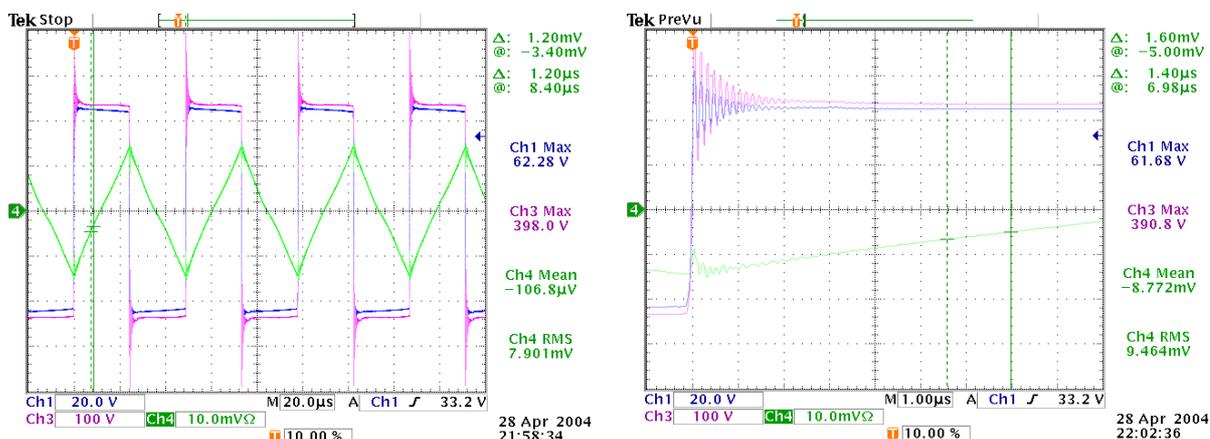


Figura 7.6 - Formas de onda no transformador T_{R1} : Ch1 é a tensão aplicada no enrolamento primário, Ch3 é a tensão aplicada no enrolamento secundário e Ch4 é a corrente no primário

Tabela 7.3 - Resultados experimentais dos transformadores

Parâmetros	Condições do ensaio	Valor
Tensão no enrolamento excitado	20V/div (Ch1)	45,2V
Intervalo de tempo da medida	1µs/div (Ch4)	1,4µs
Ondulação de corrente	2A/10mV/div (Ch4)	320mA
Indutância magnetizante do primário	Calculada	197,8µH
Indutância magnetizante do secundário	Relação de transformação	5,452mH

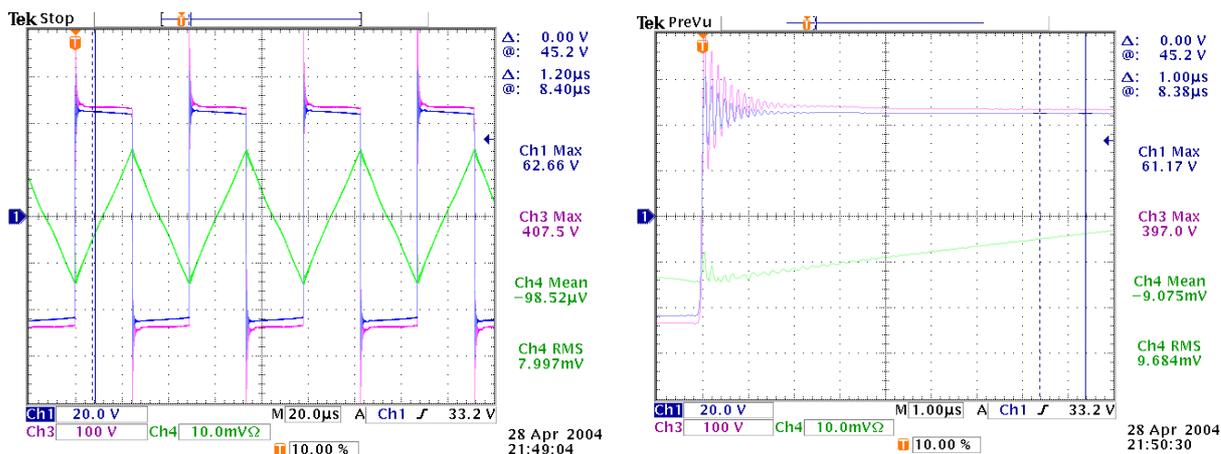


Figura 7.7 – Formas de onda no transformador T_{R2} : Ch1 é a tensão aplicada no enrolamento primário, Ch3 é a tensão aplicada no enrolamento secundário e Ch4 é a corrente no primário

Tabela 7.4 – Indutância magnetizante em T_{R2}

Parâmetros	Condições de ensaio	Valor
Tensão no enrolamento excitado	20V/div (Ch1)	45,2V
Intervalo de tempo da medida	1µs/div (Ch4)	1µs
Ondulação de corrente	2A/10mV/div (Ch4)	240mA
Indutância magnetizante do primário	Calculada	188,34µH
Indutância magnetizante do secundário	Relação de transformação	5,191mH

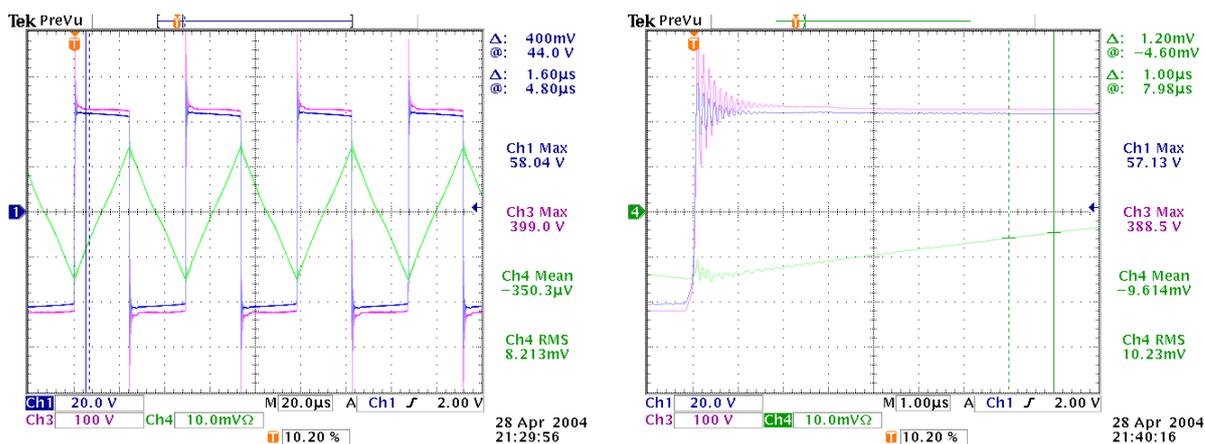


Figura 7.8 – Formas de onda no transformador T_{R3} : Ch1 é a tensão aplicada no enrolamento primário, Ch3 é a tensão aplicada no enrolamento secundário e Ch4 é a corrente no primário

Tabela 7.5 – Indutância magnetizante em T_{R3}

Parâmetros	Condições de ensaio	Valor
Tensão no enrolamento excitado	20V/div (Ch1)	43,6V
Intervalo de tempo da medida	1 μ s/div (Ch4)	1 μ s
Ondulação de corrente	2A/10mV/div (Ch4)	240mA
Indutância magnetizante do primário	Calculada	194,17 μ H
Indutância magnetizante do secundário	Relação de transformação	5,352mH

7.5.2 Ensaio de curto-circuito

O ensaio de curto-circuito pode ser realizado de duas maneiras. A primeira consiste em manter um dos enrolamentos em curto-circuito e alimentar o outro enrolamento de modo que, através do enrolamento em que se está aplicando a tensão de ensaio, circule a sua corrente nominal. Observando as curvas de tensão e corrente nesse enrolamento, pode-se determinar a indutância de dispersão do transformador. A segunda maneira é utilizar um equipamento, como as pontes RLC, comuns em laboratórios de ensaios, para a medição do valor da indutância do enrolamento que não está em curto-circuito. Esta última maneira é muito mais prática. Utilizada nos ensaios dos transformadores, os valores obtidos ficaram muito próximos dos resultados obtidos em ensaios feitos à primeira maneira. A Tabela 7.6 apresenta os valores das indutâncias de dispersão para cada um dos enrolamentos primários dos transformadores. O elevado desvio no valor de dispersão do transformador T_{R3} ocorre em virtude de esse transformador ter sido construído com maior quantidade de isolamento entre as frações dos enrolamentos do que a empregada nos transformadores T_{R1} e T_{R2} .

Tabela 7.6 – Parâmetros de dispersão nos transformadores

Transformador	Condições de ensaio	Valor
T_{R1}	Referida para o primário	166nH
T_{R2}	Referida para o primário	173nH
T_{R3}	Referida para o primário	320nH

7.6 Especificação dos interruptores ativos controláveis

A partir do equacionamento proposto no capítulo 4, faz-se a escolha do interruptor determinando os valores das correntes eficaz, de pico e média, bem como da máxima tensão de bloqueio aplicada nos terminais dos interruptores.

7.6.1 Correntes

Para as especificações do conversor, os valores das correntes média, eficaz e de pico dos interruptores são dadas pelas equações 7.24.

$$\begin{aligned}I_{Sm} &= \frac{I_o q}{3} \cong 48,23A \\I_{Sef} &= \frac{I_o q}{2} \sqrt{\frac{2n}{q}} \cong 75,8A \\I_{Sp} &= I_o q \cong 150A\end{aligned}\tag{7.24}$$

7.6.2 Tensão de bloqueio

A tensão de bloqueio ideal do interruptor é dada pela equação 7.25. No entanto, devido à indutância de dispersão do transformador, esse valor será maior. Assim, fez-se necessária a simulação do conversor considerando as sobretensões nos interruptores decorrentes dessas não-idealidades. Com base nos valores de dispersão dados na Tabela 7.6, observou-se que os interruptores necessitariam suportar tensões da ordem de 180V. Assim, escolheu-se o interruptor com as especificações resumidas na Tabela 7.7.

$$V_{SM} > \frac{V_o}{n} > 86V\tag{7.25}$$

7.6.3 Cálculo das perdas nos interruptores

Por meio das equações 7.26, 7.27, 7.28 e das especificações dadas na Tabela 7.7, determina-se a perda total de potência nos interruptores controlados.

Tabela 7.7 - Especificações dos interruptores controlados

Especificações dos interruptores SKM 121AR			
Modelo	Características		
	Estáticas	Dinâmicas	Térmicas
SKM 121AR	$I_D = 95 \text{ A @ } 80 \text{ °C}$ $V_{DSS} = 200\text{V}$ $R_{DS(on)} = 32\text{m}\Omega \text{ @ } 100 \text{ °C}$	$T_{d(on)} = 60\text{ns}$ $T_{d(off)} = 240\text{ns}$ $T_r = 60\text{ns}$ $T_f = 70\text{ns}$	$R_{thJC} = 0,18\text{°C/W}$ $R_{thCD} = 0,05\text{°C/W}$

a) *Perdas na condução*

Empregando-se interruptores de tecnologia MOSFET, determinam-se as perdas na condução por meio da equação 7.26.

$$PS_{cond} = 3(R_{DS(on)} \cdot I_S e f^2) = 3[0,032\Omega \cdot (75,8\text{A})^2] \cong 551,6\text{W} \quad 7.26$$

b) *Perdas na comutação*

As perdas na comutação dos interruptores ocorrem, principalmente, durante os bloqueios desses interruptores e podem ser obtidas por meio da equação 7.27.

$$PS_{com} = 3\left[\frac{1}{2}\left(V_S M \frac{I_o q}{2} T_{d(off)} f_S\right)\right] = 3\left[\frac{1}{2}(86\text{V} \cdot 75 \cdot 240 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3)\right] \cong 46,5\text{W} \quad 7.27$$

As perdas totais nos interruptores controlados ficam definidas pela equação 7.28.

$$P_S = PS_{cond} + PS_{com} = 551,6\text{W} + 46,5\text{W} = 598,1\text{W} \quad 7.28$$

7.7 Diodos do grupo superior

Para os dados de projeto, escolheram-se os diodos superiores a partir da determinação dos seus valores de tensão reversa e de correntes média e eficaz.

7.7.1 Correntes

Os diodos retificadores superiores devem suportar os esforços de corrente determinados nas equações 7.29.

$$\begin{aligned} I_{Dsm} &= \frac{I_o}{3} \cong 5A \\ I_{Dsef} &= \frac{I_o q}{3n} \sqrt{\frac{n}{q}} \cong 6,81A \end{aligned} \quad 7.29$$

7.7.2 Tensão reversa máxima

Os diodos devem suportar a tensão reversa máxima dada pela equação 7.30.

$$V_{DSM} > V_o + \frac{\Delta V_o}{2} > 454,5V \quad 7.30$$

7.8 Diodos do grupo inferior

Tal como para a escolha dos diodos do grupo superior, escolhem-se os diodos inferiores a partir dos dados de projeto e da determinação da tensão reversa e de correntes média e eficaz.

7.8.1 Correntes

Os diodos retificadores do grupo inferior devem suportar esforços de corrente dados pela equação 7.31.

$$\begin{aligned} I_{Dsm} &= \frac{I_o}{3} \cong 5A \\ I_{Dsef} &= \frac{I_o q}{3n} \sqrt{\frac{7n - 2q}{2q}} \cong 8,81A \end{aligned} \quad 7.31$$

7.8.2 Tensão reversa máxima

Os diodos devem suportar a tensão reversa dada pela equação 7.32.

$$V_{DSM} > V_o + \frac{\Delta V_o}{2} > 454,5V \quad 7.32$$

De posse dos dados de correntes e tensão reversa calculados, especifica-se o diodo HFA15TB60, cujas características estão descritas na Tabela 7.8, para realizarem a função dos diodos nos grupos superior e inferior do estágio de saída.

Tabela 7.8 - Resumo das especificações dos diodos retificadores no estágio de saída [28]

Especificações dos diodos retificadores HFA15TB60			
Modelo	Características		
	Estáticas	Dinâmicas	Térmicas
HFA15TB60	$I_D = 15 \text{ A @ } 100^\circ\text{C}$ $v_D = 1,3\text{V}$ $V_{RM} = 600\text{V}$	$I_{RRM} = 10\text{A}$ $T_{rr} = 60\text{ns}$ $Q_{tr} = 600\text{ns}$	$R_{thJC} = 1,7^\circ\text{C/W}$ $R_{thCD} = 0,5^\circ\text{C/W}$ $R_{thJA} = 80^\circ\text{C/W}$

7.8.3 Cálculo das perdas nos diodos retificadores

Determinam-se as perdas nos diodos retificadores utilizando-se as equações 7.33, 7.34, 7.35 e as especificações dos diodos mostradas na Tabela 7.8.

a) Perdas na condução

Por meio da equação 7.33, obtêm-se as perdas na condução dos diodos.

$$PD_{cond} = 6(V_D I_{Dm}) = 6(1,3V \cdot 5A) = 39W \quad 7.33$$

b) Perdas na comutação

Por meio da equação 7.34, obtêm-se as perdas na comutação dos diodos.

$$PD_{com} = 6 \left[\frac{1}{6} (V_{DSM} \cdot I_{RRM}) T_{rr} f_s \right] = 6 \left[\frac{1}{6} (454,5V \cdot 10A) 60 \cdot 10^{-9} \cdot 20kHz \right] \cong 5,5W \quad 7.34$$

Por meio da equação 7.35, determinam-se as perdas totais dos diodos retificadores de saída.

$$P_D = PD_{cond} + PD_{com} = 39W + 5,5W \cong 44,5W \quad 7.35$$

7.9 Capacitor de saída

Empregam-se as equações 4.23 para o dimensionamento do capacitor de saída. Na prática, os esforços de tensão e de corrente determinados pela equação 4.23 levam à necessidade de adoção de um capacitor com valor de capacitância bem maior do que o valor calculado. Para essa aplicação, escolheu-se empregar dois capacitores eletrolíticos de 1.000 μ F/500VCC em paralelo, cujas principais especificações mostram-se na Tabela 7.9.

$$C_{R2} = \frac{I_o}{9nq} \cdot \frac{(2q - 3n)(3n - q)}{f_s \Delta V_o} \cong 3,9\mu F$$

$$I_{Cef} = \frac{I_o}{3n} \sqrt{(2q - 3n)(3n - q)} \cong 4,4A \quad 7.36$$

$$V_C = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \geq 460V$$

Tabela 7.9 - Resumo das especificações dos capacitores de saída

Especificações dos capacitores B43510/B43520				
Modelo	Características			
	Capacitância	Tensão	Corrente eficaz (Cada)	Rse (Cada)
2XB43510A6108M000	1.000 μ F	500V	3,8A	200m Ω

7.10 Indutores de entrada

Nesta seção, apresentam-se o projeto dos indutores de entrada, L_1 , L_2 e L_3 , e a especificação dos indutores de proteção LP_1 , LP_2 e LP_3 , sendo que estes últimos estarão acoplados aos primeiros, tal como mostrado na Figura 7.3.

7.10.1 Valor das indutâncias

Obter-se-á o valor de indutância dos indutores de entrada do conversor elevador tendo como principais parâmetros a ondulação da corrente de entrada, a tensão de saída, a relação entre espiras e a frequência de comutação admitidas e relacionadas entre si pela equação 4.22.

$$L_{1,2,3} \geq \frac{1}{12 \cdot n} \cdot \frac{V_o}{\Delta i E \cdot f_s} \geq \frac{450}{12 \cdot 5,25 \cdot 3 \cdot 20000} \geq 120 \mu H \quad 7.37$$

7.10.2 Esforços de corrente

Os esforços de corrente nos indutores de entrada são determinados pelas equações 7.38.

$$\begin{aligned} \Delta i L &= \frac{V_o}{L \cdot f_s} \cdot \frac{q - n}{q^2} = \frac{450}{120 \cdot 10^{-6} \cdot 20000} \cdot \frac{9,57 - 5,25}{9,57^2} \cong 8,85 A \\ I L_{med} &\approx I L_{ef} = \frac{I_o q}{3} = \frac{15,11 \cdot 9,57}{3} \cong 48,2 A \\ I L_p &= I L_{med} + \frac{\Delta i L}{2} = 48,2 A + \frac{8,85}{2} \cong 52,63 A \end{aligned} \quad 7.38$$

7.10.3 Escolha do núcleo de ferrite

Devido à disponibilidade no laboratório, utilizaram-se núcleos de ferrite do tipo 77908-A7 da Magnetics® no formato toroidal de material Kool Mμ®[27]. Esse material apresenta características de alto desempenho para indutores com corrente circulante com reduzida ondulação, caso da aplicação em questão.

Nos subitens a seguir, apresenta-se o roteiro de cálculo do projeto físico dos indutores proposto na referência [27].

a) *Determinação do produto LP²*

Calculando o produto entre os valores da corrente média dos indutores e o da

indutância requerida pelo projeto, conforme dado pela equação 7.39 e de posse do ábaco da Figura 7.9, obteve-se o núcleo 77908-A7. A escolha do núcleo se deu pela intersecção do produto LI^2 com a reta da permeabilidade relativa do material, no caso 26μ .

$$L \cdot I_{med}^2 = 0,120mH \cdot (48,2A)^2 \cong 280mJ \quad 7.39$$

A escolha de outros valores para a permeabilidade relativa do núcleo implicará um núcleo com maior ou menor dimensão.

b) Determinação do produto de áreas

Caso não sejam empregados indutores toroidais, o produto de áreas, a ser obtido por meio da equação 7.40, permitirá escolher o menor núcleo que conseguirá processar a potência necessária nos enrolamentos dos indutores de entrada.

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{Lef} \cdot I_{Lp} \cdot 10^4}{K_w B_{max} J_{max}} \quad 7.40$$

c) Número de espiras

Conhecido o valor da indutância e escolhido o núcleo, pode-se determinar, por meio da equação 7.41 o número de espiras (N) com base nas especificações e dimensões deste núcleo dadas na Tabela 7.10.

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l_e \cdot 10^8}{0,4\pi\mu A_e}} = \sqrt{\frac{120 \cdot 10^{-6} \cdot 19,95 \cdot 10^8}{0,4\pi \cdot 26 \cdot 2,27}} \cong 57 \text{ espiras} \quad 7.41$$

N é o número de espiras; L , o valor da indutância dado em henries; l_e , o comprimento magnético do núcleo dado em cm; A_e , a área efetiva da seção transversal do núcleo dada em cm^2 ; e μ é a permeabilidade relativa do núcleo.

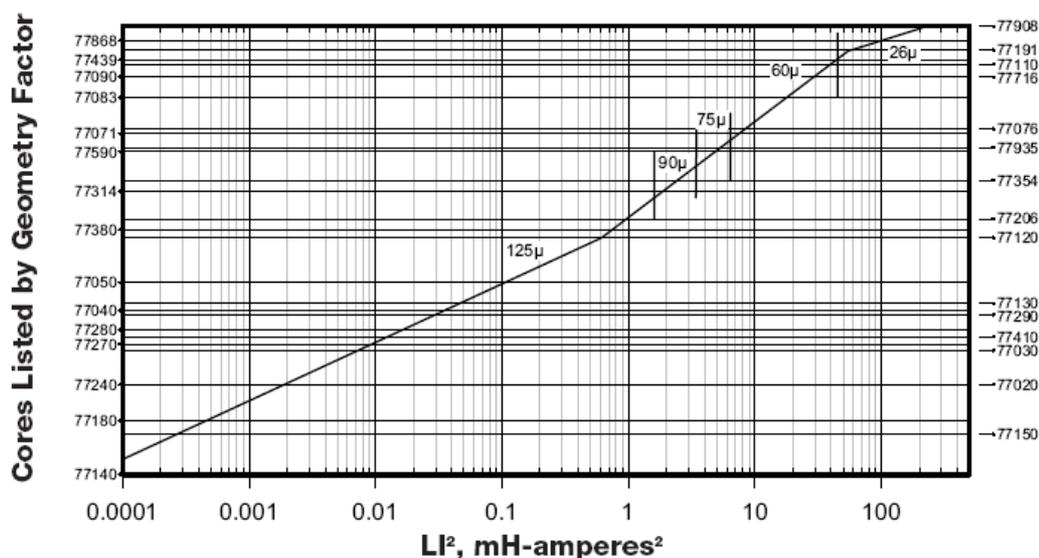


Figura 7.9 – Escolha do núcleo em função da energia armazenada no indutor ou produto LI^2 [27]

d) Escolha do condutor

Para a determinação da seção de cobre do condutor a ser utilizado no enrolamento dos indutores de entrada, faz-se necessária a adoção de um valor máximo para a densidade de corrente e o conhecimento do valor eficaz dessa corrente que circulará através dos indutores, conforme a equação 7.42

$$S_{cL} = \frac{I_{Lef}^2}{J_{\max}} = \frac{48,2A}{300 \frac{A}{cm^2}} = 0,1607cm^2 \quad 7.42$$

Como a ondulação de corrente e , consequentemente, a variação da densidade de fluxo magnético no núcleo do indutor, é muito pequena em relação à componente contínua da corrente, tanto as perdas por efeito *Skin* quanto as perdas no núcleo podem ser desprezadas.

Assim, fez-se a escolha do condutor elementar com base na facilidade de confecção do enrolamento. Desse modo, escolheu-se o condutor 25AWG como condutor elementar para a construção do enrolamento dos indutores.

O número de condutores elementares é dado pela equação 7.43. Durante a construção dos indutores, optou-se por utilizar 95 fios 25AWG para a montagem de cada indutor. Na Tabela 7.10, apresentam-se as principais características dos indutores de entrada.

$$N_{c_e} = \frac{S_{c_L}}{S_{c_e}} = \frac{0,16067 \text{ cm}^2}{0,001624 \text{ cm}^2} \cong 98 \text{ fios} \quad 7.43$$

Tabela 7.10 - Resumo das especificações do núcleo toroidal 77908-A7 da Magnetics® [27]

Núcleo toroidal 77908-A7 da Magnetics®				
Physical Characteristics			Winding Turn Length	
Window Area	17.99 cm ²	3,550,000 c.mils	WINDING FACTOR	LENGTH/TURN
Cross Section	2.27 cm ²	0.352 in ²	100% (Unity)	11.00 cm 0.361 ft
Path Length	19.95 cm	7.86 in	60%	9.24 cm 0.303 ft
Volume	45.3 cm ³	2.77 in ³	40%	7.53 cm 0.247 ft
Permeability (μ)		A_L ± 8%	20%	6.80 cm 0.223 ft
26		37	0%	6.52 cm 0.214 ft
AWG Wire Size	Turns (u.w.f.)	Rdc (Ohms, Ω) (u.w.f.)	Single Layer Turns	Single Layer Rdc. (Ohms, Ω)
25	8350	97.7	295	2.04

e) Resistência dos enrolamentos

A equação 7.44 fornece a resistência cc do enrolamento dos indutores de entrada, sendo que:

- ρ_{Te} é a resistividade do cobre no ponto mais quente do enrolamento e depende da temperatura nesse ponto. Para 80°C = 21,12×10⁻⁹ Ω.m;
- MLT é o comprimento médio de uma espira, dado em catálogo e dependente da geometria do núcleo. Para o núcleo empregado e, admitindo *winding factor*, Tabela 7.10, para ocupação total da área disponível, o MLT será 0,11m;
- n_{ce} é o número de condutores elementares empregados;
- d_{ce} é o diâmetro máximo de cada condutor elementar, para o fio 25 AWG = 0,045 cm.

$$R_{CC} = \frac{4 \cdot \rho_{te} \cdot MLT \cdot N_e}{d_{ce}^2 \cdot n_{ce} \cdot \pi} \cong 0,00861 \Omega \quad 7.44$$

f) Cálculo das perdas no cobre dos indutores

Por meio das equações 7.45, 7.46 e da corrente eficaz, definem-se as perdas no cobre dos indutores de entrada.

$$P_L = R_{CC} \cdot I L_{ef}^2 \quad 7.45$$

$$P_{L_{1,2,3}} = 0,00861(48,2)^2$$

$$P_{L_{1,2,3}} \cong 20W$$

$$P_{L_{(L1+L2+L3)}} \cong 60W \quad 7.46$$

g) Indutores de proteção

Por meio de simulações, obteve-se a relação de transformação para acoplamento dos indutores de proteção, L_{p1} , L_{p2} e L_{p3} , aos indutores de entrada, L_1 , L_2 e L_3 , bem como o valor de corrente máxima que ocorrerá durante uma falta dos três sinais de comando dos interruptores, para o conversor funcionando em condições nominais de operação.

Para que o circuito de proteção só atuasse nas condições extremas, tomou-se o cuidado de determinar uma relação de transformação tal que, durante os intervalos de desmagnetização dos indutores de entrada, a tensão induzida nos enrolamentos de proteção não excedesse o valor da tensão nominal de saída. Desse modo, o circuito só funcionará para os casos em que a tensão de saída estiver em queda ou a sobretensão nos enrolamentos do primário proporcionar que, nos enrolamentos de proteção, a tensão seja maior que a tensão de saída, o que colocará os diodos de proteção em condução efetivando a desmagnetização dos indutores de entrada. Tomadas essas precauções, na Tabela 7.11 apresentam-se as especificações dos indutores de entrada e as dos enrolamentos de proteção acoplados. As perdas mencionadas consideram apenas as perdas nos indutores principais, uma vez que as perdas nos enrolamentos de proteção são desconsideráveis.

Tabela 7.11 – Resumo das especificações dos indutores de entrada

Especificações dos indutores de entrada utilizando Núcleo 77908-A7		
Parâmetros	Enrolamentos principais	Enrolamentos de proteção
Números de espiras	56	201
Fio - quantidade dce(cm) - área(cm²)	25AWG - 95 fios 0,045 - 0,001624	25AWG/2 fios 0,045 - 0,001624
Indutância medida	L ₁ =125μH, L ₂ =127μH e L ₃ =129μH	L _{P1} =1,8mH, L _{P2} =1,82mH e L _{P3} =1,89mH
Perdas no cobre(@ 80°C - 48A, RCC= 8,61mΩ)	60W	

7.11 Cálculo do rendimento

Nas seções anteriores, definiram-se as perdas de potência nos principais componentes do conversor e no circuito de grampeamento da tensão de bloqueio dos interruptores. De posse desses dados, nesta seção, calcula-se o rendimento esperado aproximado do conversor.

7.11.1 Rendimento teórico

De posse das especificações e dos esforços de tensão e de corrente, o rendimento teórico do conversor, operando na condição de potência nominal esperada, fica definido pela equação 7.47.

$$\eta_{teorico} = \frac{P_o}{P_o + P_D + P_{trafos} + P_S + P_L + P_G} = \frac{6.800}{6.800 + 44,5 + 44,07 + 598,1 + 60 + 121,5} = 0,887 \quad 7.47$$

7.11.2 Rendimento por simulação

Após o dimensionamento dos componentes do conversor, realizaram-se simulações considerando a maior parte das não-idealidades desses componentes. Observou-se, por meio

dessas simulações, que a resistência série dos indutores, a resistência de condução dos interruptores e as quedas de tensão direta sobre os diodos alteram o valor nominal da razão cíclica dos interruptores para garantir o ganho de tensão esperado. Conhecidas essas não-idealidades, determina-se a correção no valor da razão cíclica a partir das equações 4.44 e 4.45. Tal ocorrência contribui para um aumento nos esforços de corrente elétrica que circula através dos indutores e dos interruptores de entrada e, conseqüentemente, as perdas de potência nesses componentes também aumentam. A equação 7.48 fornece o rendimento obtido nas simulações.

$$\eta_{simula} = \left\{ \frac{\frac{P_o}{P_o + P_D + P_{trafos} + P_S + P_L + P_G}}{6.800} \right\} = 0,877 \quad 7.48$$

$$\left\{ \frac{6.800}{6.800 + 45 + 44,07 + 660 + 81 + 121,5} \right\} = 0,877$$

7.12 Circuito de geração dos pulsos de comando

Fez-se a geração dos pulsos de comando dos interruptores empregando uma plataforma microprocessada eZdspTMLF2407 da *Spectrum Digital, Inc.* [29]. Por meio dessa plataforma, foi possível rodar um único programa que suportasse a geração dos pulsos de comando dos interruptores para as duas regiões de operação, mediante a implementação de duas rotinas de leitura de sinais analógicos provenientes do conversor.

Uma rotina é a de geração dos pulsos de gatilho dos interruptores a partir do sinal de saída do compensador de corrente que, através de um conversor A/D, fornece ao microprocessador a referência para o cálculo da razão cíclica. A outra rotina é a monitoração da temperatura em três pontos do dissipador utilizado na estrutura. Por meio dessa monitoração, tem-se um valor proporcional à temperatura do dissipador que é comparado com um limite preestabelecido. Quando esse limite for superado, uma rotina específica do programa estabelecerá uma redução de 10% da razão cíclica atual e, com isso, a redução em 10% da corrente de entrada drenada pelo conversor.

7.12.1 Fluxograma de geração dos pulsos de comando

O fluxograma da Figura 7.10 representa as rotinas implementadas no *software* de monitoração e geração de pulsos de comando dos interruptores do conversor.

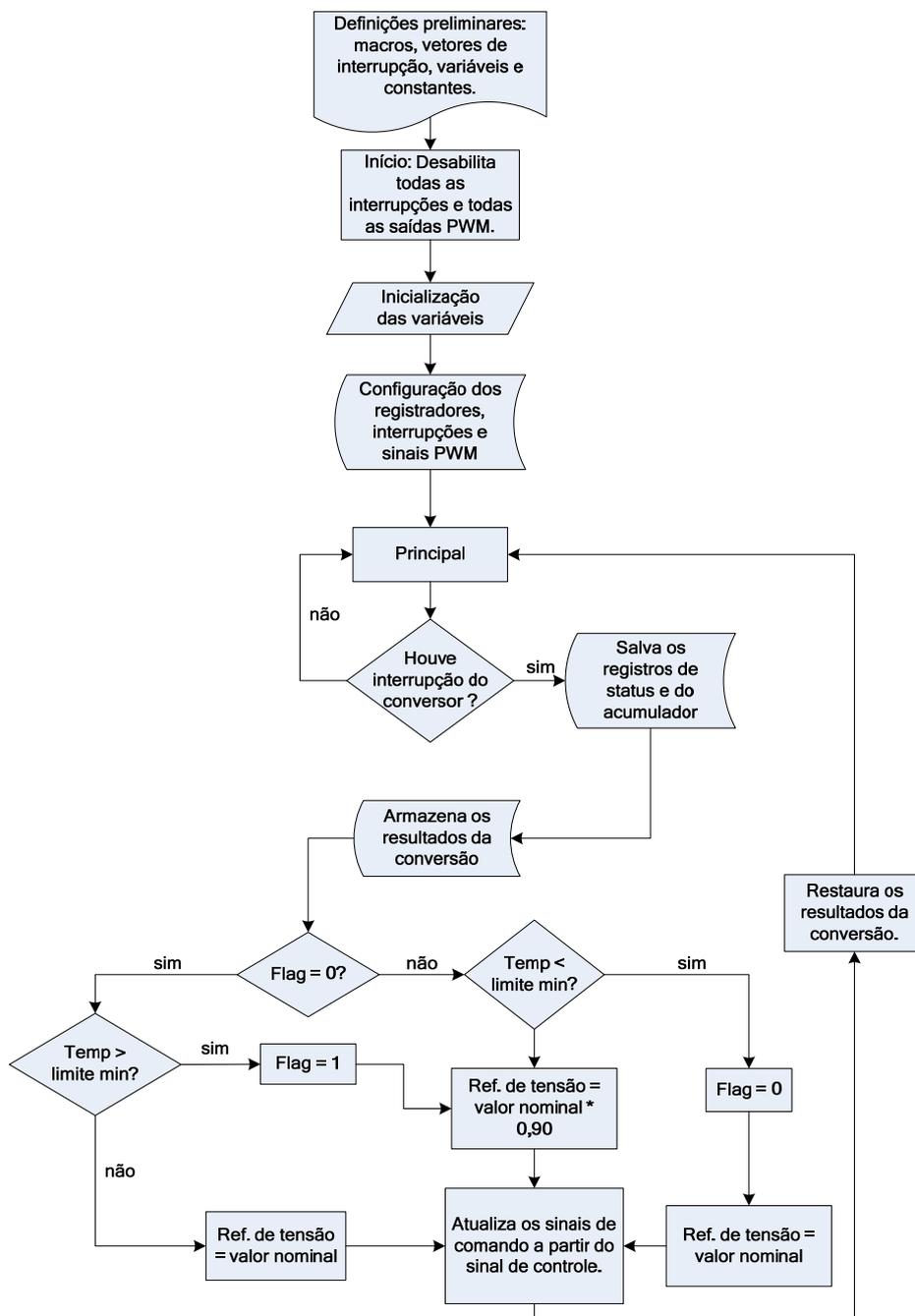


Figura 7.10 - Fluxograma do programa implementado no DSP

7.13 Circuito de comando dos interruptores

O circuito utilizado para comando dos interruptores tem a sua fotografia apresentada na Figura 7.11 e o seu diagrama de blocos funcional representado pela Figura 7.12. Esse circuito foi desenvolvido no INEP e a tecnologia foi repassada para a empresa Microsol [30], a qual é detentora dos direitos e provedora de amostras do circuito. Cada circuito tem capacidade de geração de pulsos para o comando de dois interruptores num arranjo do tipo comando por braço. Os pulsos de comando têm -8volts e +15volts de amplitude e podem ser utilizados tanto para o comando de MOSFETs quanto de IGBTs. O circuito possui proteção contra curto-circuito no interruptor por meio da medição da tensão sobre os seus terminais quando esse estiver em condução.

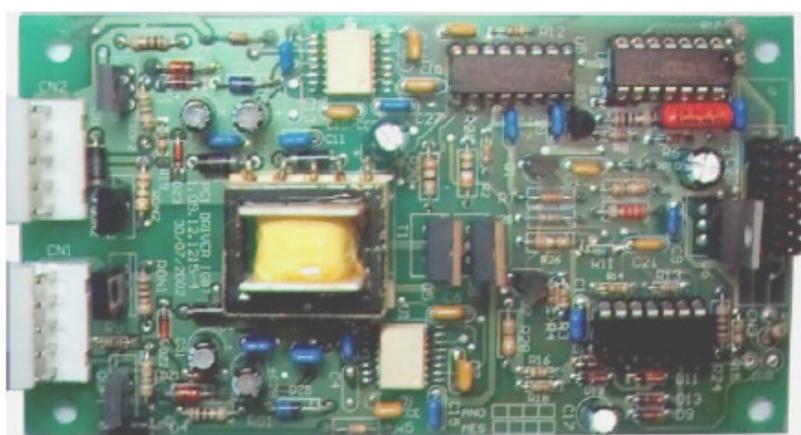


Figura 7.11 – Fotografia da placa de comando dos interruptores [30]

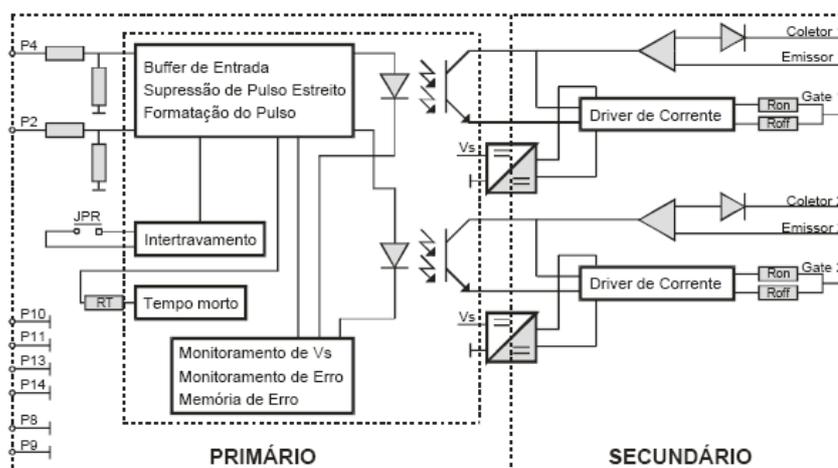


Figura 7.12 – Diagrama de blocos do circuito de comando utilizado para o comando dos interruptores [30]

7.14 Circuito de controle

Nesta seção, apresentam-se os projetos das malhas de controle do conversor. Executou-se o projeto no ambiente de projeto *Rltool*® no software *Matlab*®. Apresenta-se o programa de cálculo da malha e das funções de transferência dos compensadores no Apêndice 2. A Tabela 7.13 representa a tela principal do ambiente *Rltool* do *software MatLab*.

7.14.1 Utilização do ambiente *RLTool*

Os dados das malhas de tensão e de corrente são importados para o referido ambiente e, então, o projeto dos compensadores pode ser realizado. O procedimento de projeto consiste em posicionar os pólos e zeros dos compensadores e acompanhar, tanto pelo método do lugar das raízes quanto pelo método do diagrama de Bode, a resposta dinâmica da malha de controle em questão. No menu *analysis*, podem ser verificadas a resposta da malha para perturbações do tipo degrau, bem como a resposta gráfica da função de transferência e a identificação numérica dos pólos de malha fechada.

7.14.2 Malhas de corrente e de tensão do conversor

O dimensionamento do circuito de controle passa, primeiramente, pela definição das malhas do conversor. Por meio do equacionamento proposto no capítulo 6 e dos dados do conversor apresentados na Tabela 7.12, obtêm-se a função de transferência da malha de corrente, $G_{Ic}(s)$, e da malha de tensão, $Z_o(s)$, e os respectivos compensadores encontrados para a implementação do controle em malha fechada do conversor.

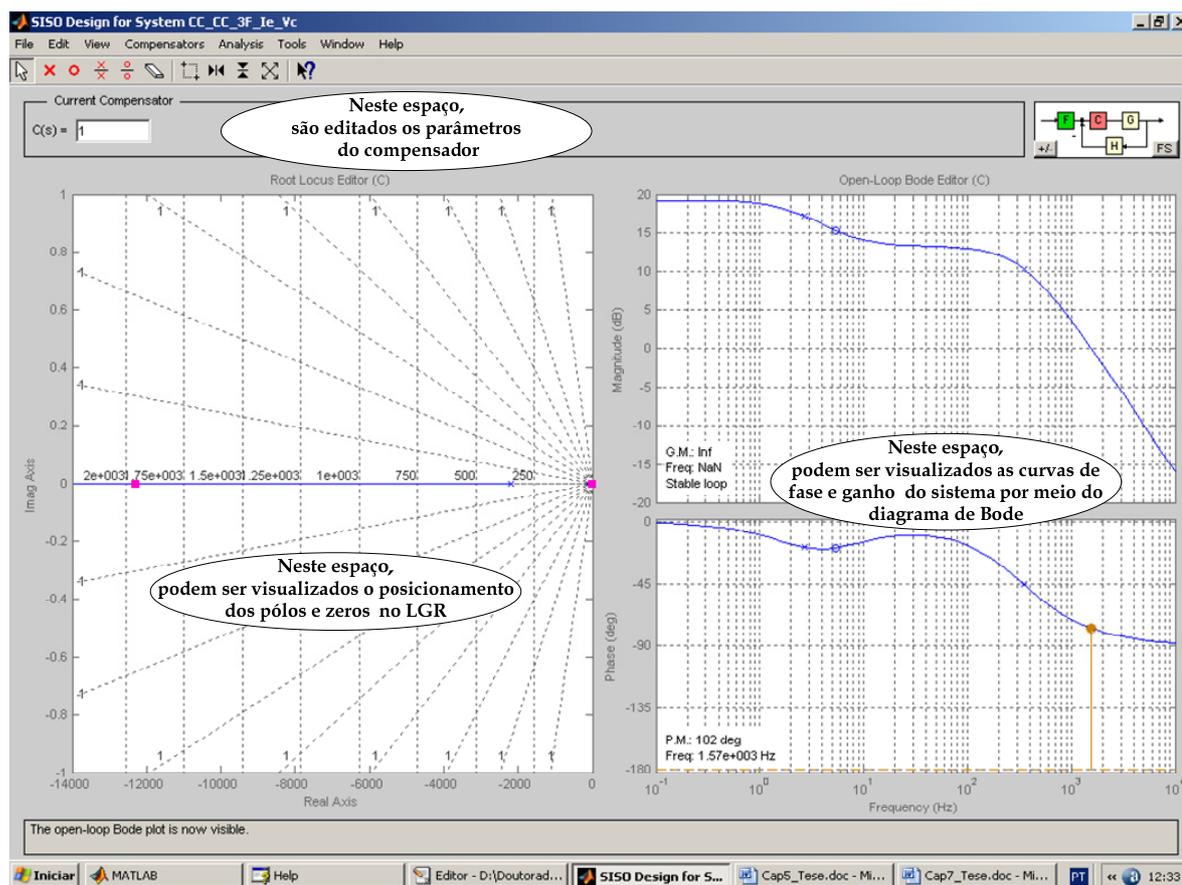


Figura 7.13 – Planta da malha de corrente no ambiente de projeto do RLtool®

a) Função de transferência da malha de corrente

Aplicam-se os dados do conversor nas equações 7.49 e, a partir dos resultados, pode-se determinar a curva de resposta da planta de corrente mostrada na Figura 7.14.

$$G_{Ic}(S) = \frac{x_E(S)}{V_c(S)} = G_{pi_c} \frac{S + \omega_{Zic}}{\left(\frac{S}{\omega_{oc}}\right)^2 + \frac{S}{\omega_{oc}Q_c} + 1}$$

$$\omega_{oc} = \frac{(1-D)}{n} \sqrt{\frac{3}{LC}} \cong 347 \text{ rad}$$

$$Q_c = \frac{R(1-D)}{n} \sqrt{\frac{3C}{L}} \cong 20,7$$

$$G_{pi_c} = \frac{V_o n C}{V_T (1-D)^2} \cong 5,1$$

$$\omega_{Zic} = \frac{2}{RC} \cong 33,6$$

7.49

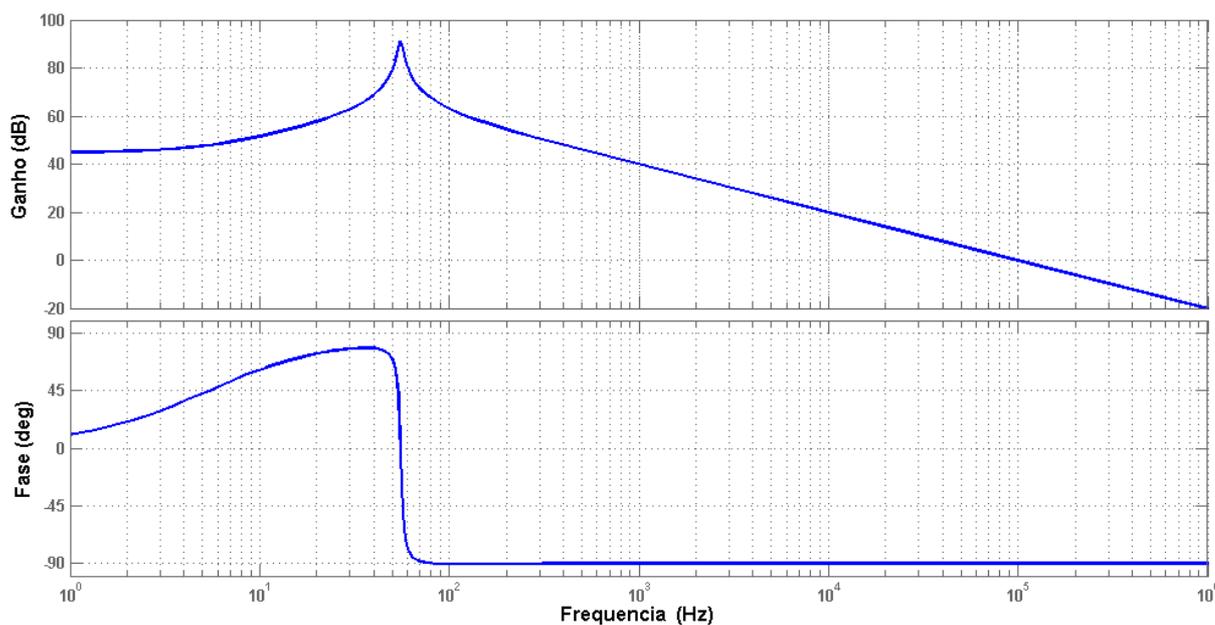


Figura 7.14 - Diagrama de Bode da malha de corrente

Tabela 7.12 - Parâmetros da malha do conversor

Parâmetros para o circuito de controle		
Parâmetros do conversor	Valores nominais	Sensores
$L=127\mu\text{H}$ - $r_L=8,61\text{m}\Omega$ - $C=2000\mu\text{F}$ - $r_C=100\text{m}\Omega$ - $R=29,78\Omega$ - $V_T=3,3\text{V}$	$V_o=450\text{V}$ - $E=47\text{V}$ - $q=9,907$ $D=0,47$ - $f_s=20\text{kHz}$ - $n=5,25$	$H_i=16,5\text{e-}3$ $H_v=6\text{e-}3$

b) *Compensador de corrente*

Na Figura 7.15, mostra-se a topologia do compensador da malha de corrente. Por meio das equações 6.19, definem-se os parâmetros do compensador de corrente, bem como os valores dos capacitores e resistores que o implementarão. Na Figura 7.15, mostra-se o diagrama de Bode do compensador de corrente.

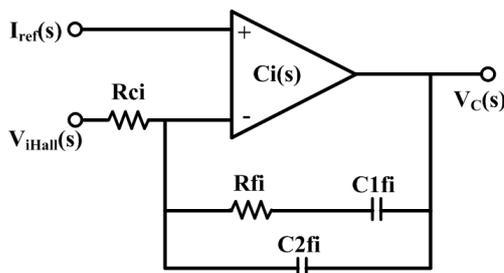


Figura 7.15 – Compensador em avanço e atraso de fase para a malha de corrente, PI com filtro.

$$C_i(s) = \frac{V_c(s)}{V_{iHall}(s)} = K_i \frac{(s + \omega_{Zci})}{s(s + \omega_{Pci})}$$

$$K_i = \frac{1}{R_{ci}C2_{fi}} = 555.556 \quad \omega_{Zi} = \frac{1}{R_{fi}C1_{fi}} = 1191 \frac{rad}{s}$$

$$\omega_{Pi} = \frac{C1_{fi} + C2_{fi}}{R_{fi}C1_{fi}C2_{fi}} = 100.397 \frac{rad}{s} \quad V_{iHall} = I_E H_i(s) = 2,47V$$
7.50

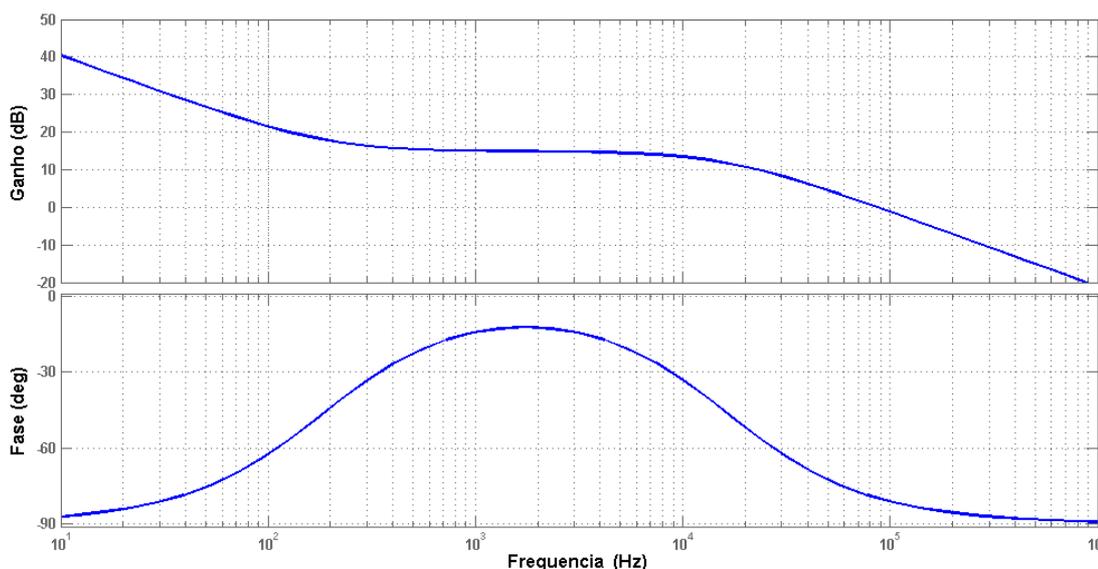


Figura 7.16 - Diagrama de Bode do compensador da malha de corrente

c) Resultados de simulação da malha de corrente

Na Figura 7.17, apresentam-se os diagramas de Bode e do lugar das raízes (LGR) da malha de corrente. No diagrama do lugar das raízes, os pólos e os zeros foram posicionados objetivando que a resposta do conversor não apresentasse um sobre-sinal acima de 5% da corrente nominal. No diagrama de Bode, pode-se verificar que a frequência de corte da Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA) ficou em 8 kHz, com uma margem de fase próxima de 62°. Na Figura 7.18, pode-se verificar o resultado do projeto executado com a visualização da resposta do circuito de controle a um degrau na entrada. Observa-se que o sobre-sinal resultante está dentro da especificação esperada. Na Figura 7.19, apresenta-se a resposta em malha fechada da corrente de entrada do conversor. Essa representação ilustra um dos critérios de projeto a serem utilizados na malha de tensão. Como pode ser verificada, a malha de corrente passa a ser representada como um ganho no diagrama de controle da tensão de saída, que é definido por meio das equações 7.51.

$$FTMF_i(S) = \frac{I_E(S)}{I_{Ref}(S)} = Rci \left(\frac{Ci(S) \cdot G_{Ic}(S)}{1 + Ci(S) \cdot G_{Ic}(S) \cdot Hi} \right)$$

$$FTMF_i(S) \cong \frac{Rci}{Hi} = \frac{1.000}{0,0165} = 60606 \tag{7.51}$$

$$FTMF_{i,dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{1.000}{0,0165} \right) \cong 95,65dB$$

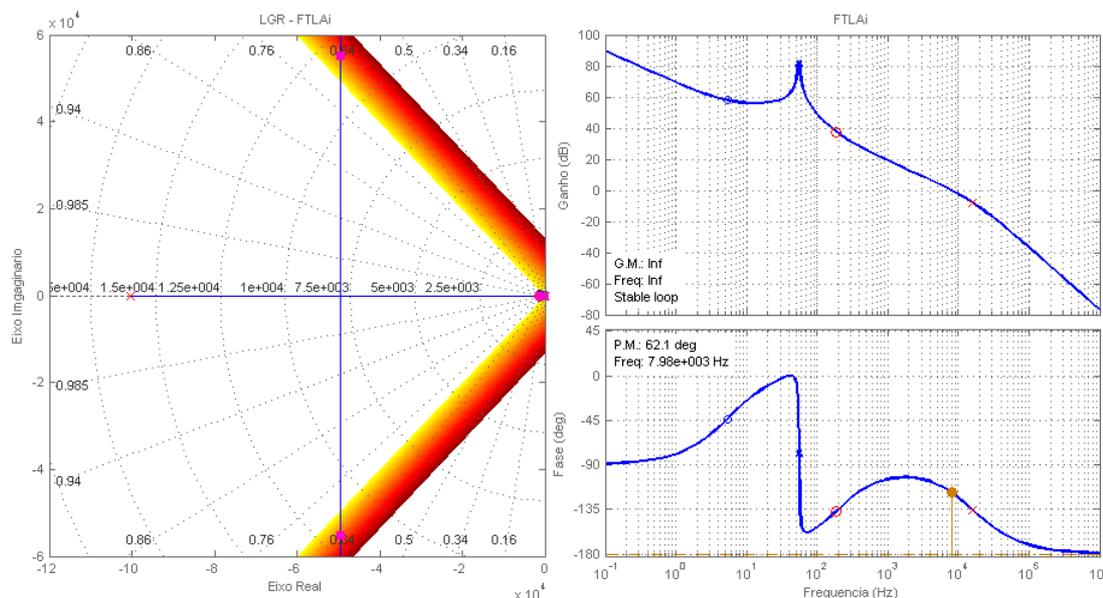


Figura 7.17 – Diagramas de Bode e LGR da malha de corrente

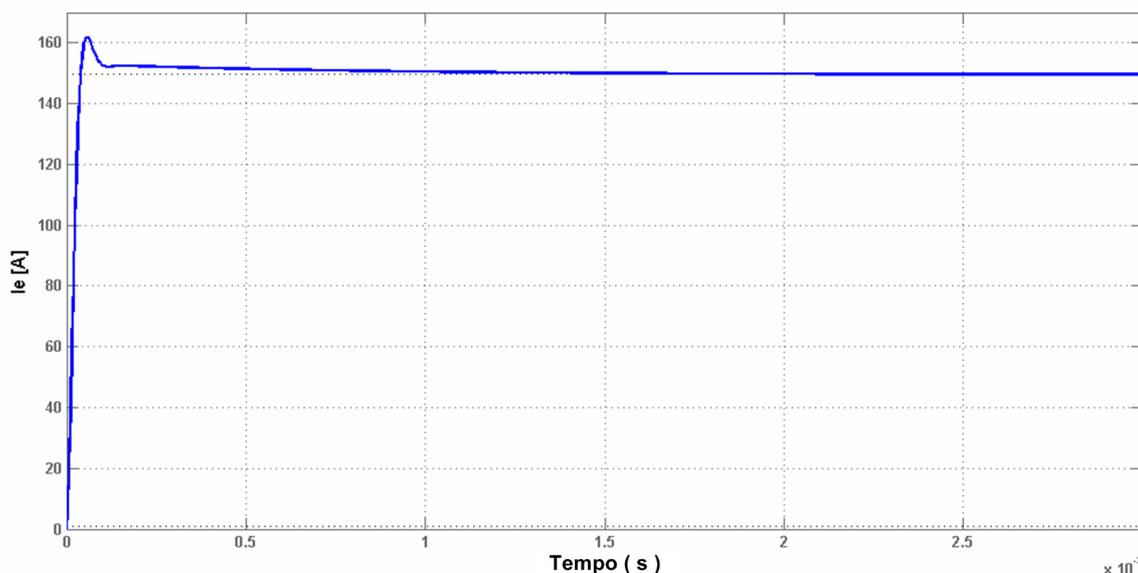


Figura 7.18 – Resposta dinâmica ao degrau de corrente

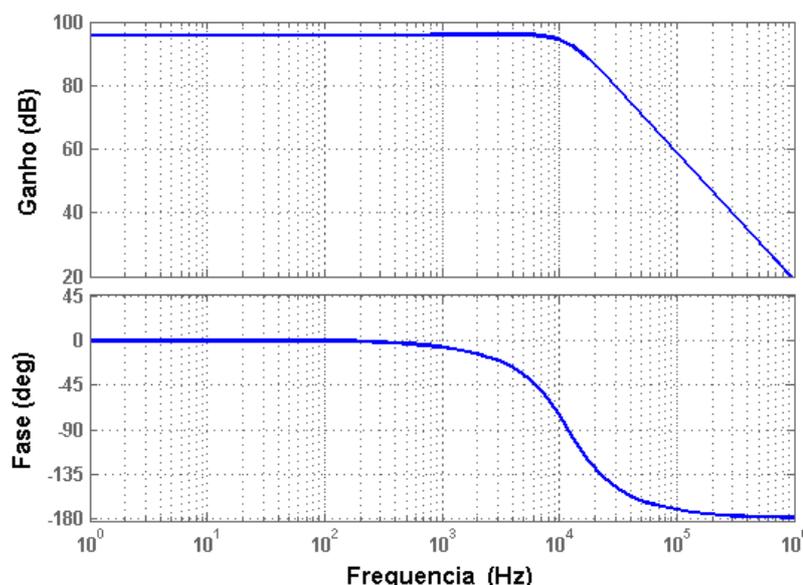


Figura 7.19 - Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada da corrente de entrada

d) Função de transferência da malha de tensão

As equações 7.52 definem os pólos e os zeros da malha de tensão. Na Figura 7.20 tem-se a representação gráfica da malha de tensão através do diagrama de Bode. A malha interna de corrente, como apresentado no capítulo 6, é transformada em um bloco chamado FTMF_i e incorporada ao ganho da malha de tensão. A dinâmica da malha de tensão é representada por um ganho, no caso, 60606 ou, em dB igual a 95,65.

$$\begin{aligned}
 G_v(S) &= \frac{V_o(S)}{I_{Ref}(S)} = G_{vo} \frac{(S + \omega_{Zv})}{(S + \omega_{Pv})} \\
 G_{vo} &= \frac{FTMF_i(1 - D)}{n} \cdot \frac{R \cdot r_C}{(R + r_C)} = 609,8 \\
 \omega_{Zv} &= \frac{1}{r_C \cdot C} = 5000 \frac{rad}{s} \quad \omega_{Pv} = \frac{1}{(R + r_C)C} = 16,76 \frac{rad}{s}
 \end{aligned}
 \tag{7.52}$$

e) Compensador de tensão

A Figura 7.21 representa a topologia do compensador de tensão a ser empregado para a estabilização da tensão de saída. A função de transferência do compensador é representada pelas equações 7.53. Na Figura 7.22, apresenta-se o diagrama de Bode desse compensador.

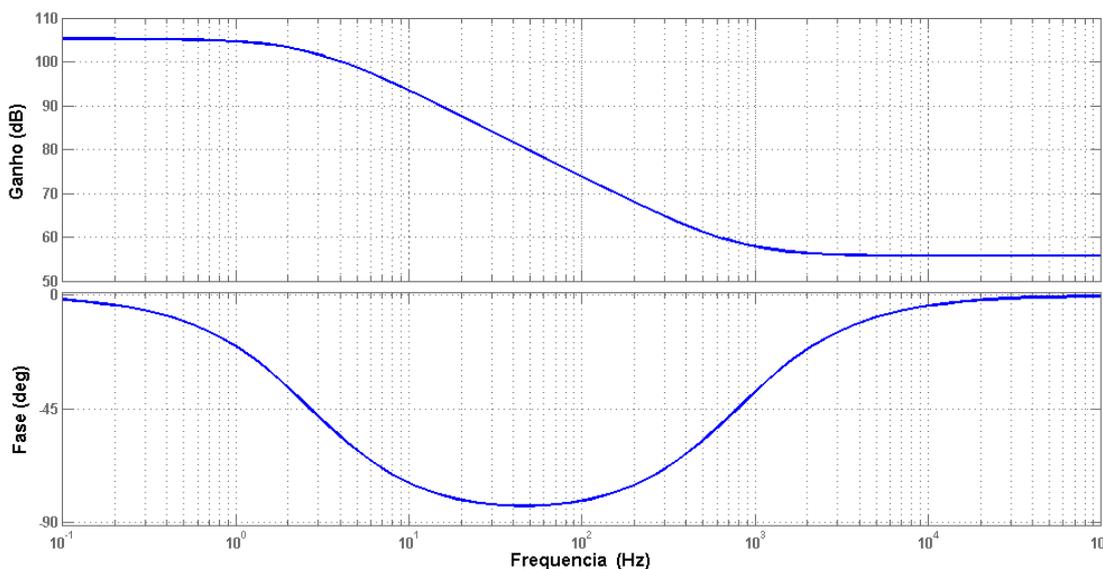


Figura 7.20 - Diagrama de Bode da malha de tensão

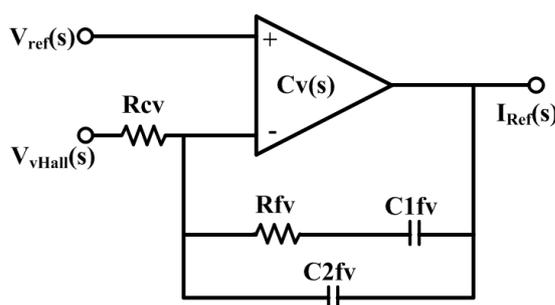


Figura 7.21 - Compensador para a malha de tensão

$$C_v(s) = \frac{V_c(s)}{V_{vHall}(s)} = K_v \frac{(s + \omega_{Zcv})}{s(s + \omega_{Pcv})}$$

$$K_v = \frac{1}{R_{cv}C2_{fv}} = 3410$$

$$\omega_{Zcv} = \frac{1}{R_{fv}C1_{fv}} = 194$$

$$\omega_{Pcv} = \frac{C1_{fv} + C2_{fv}}{R_{fv}C1_{fv}C2_{fv}} = 5250$$

$$V_{vHall} = V_o H_v(s) = 2,7V$$

7.53

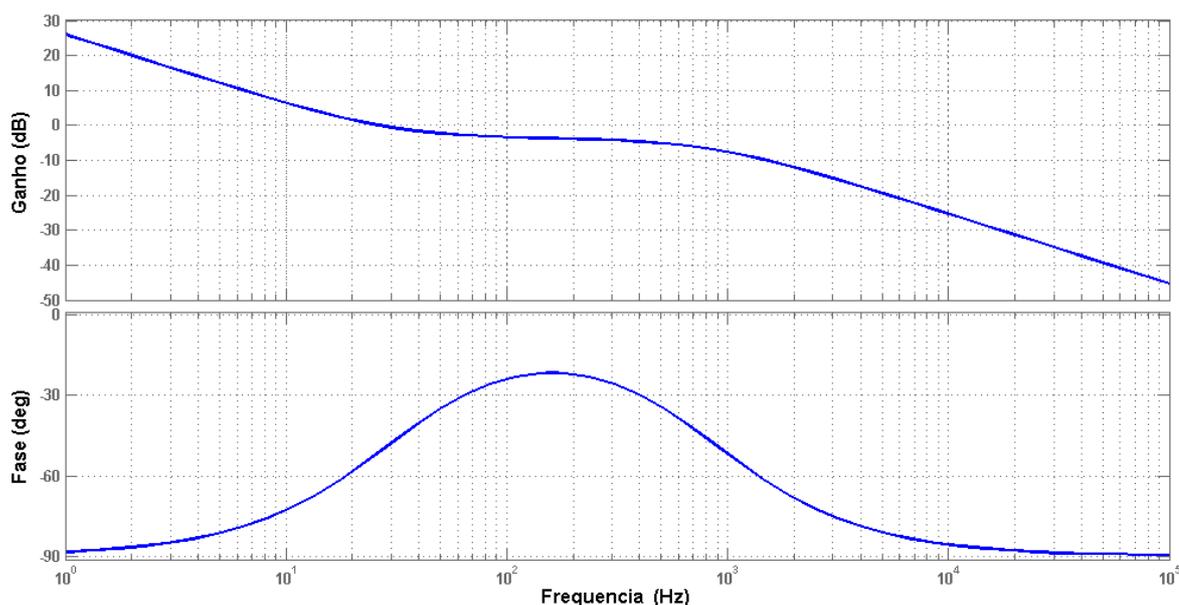


Figura 7.22 - Diagrama de Bode do compensador da malha de tensão

f) Resultados de simulação da malha de tensão

Na Figura 7.23 e na Figura 7.24, apresentam-se as curvas da resposta dinâmica da malha de tensão do conversor. Observa-se que a FTLA da malha de tensão apresenta uma frequência de cruzamento por zero próxima a 2 kHz com uma margem de fase próxima de 90° . Observa-se que o tempo de acomodação da malha de tensão diante da perturbação de um degrau na tensão é de, aproximadamente, 7ms.

7.14.3 Implementação prática dos compensadores

Após a realização de vários projetos das malhas de controle do conversor, os compensadores implementados são compostos pelos componentes listados na Tabela 7.13. Apresentar-se-ão os resultados experimentais dos testes das malhas de controle no capítulo 8.

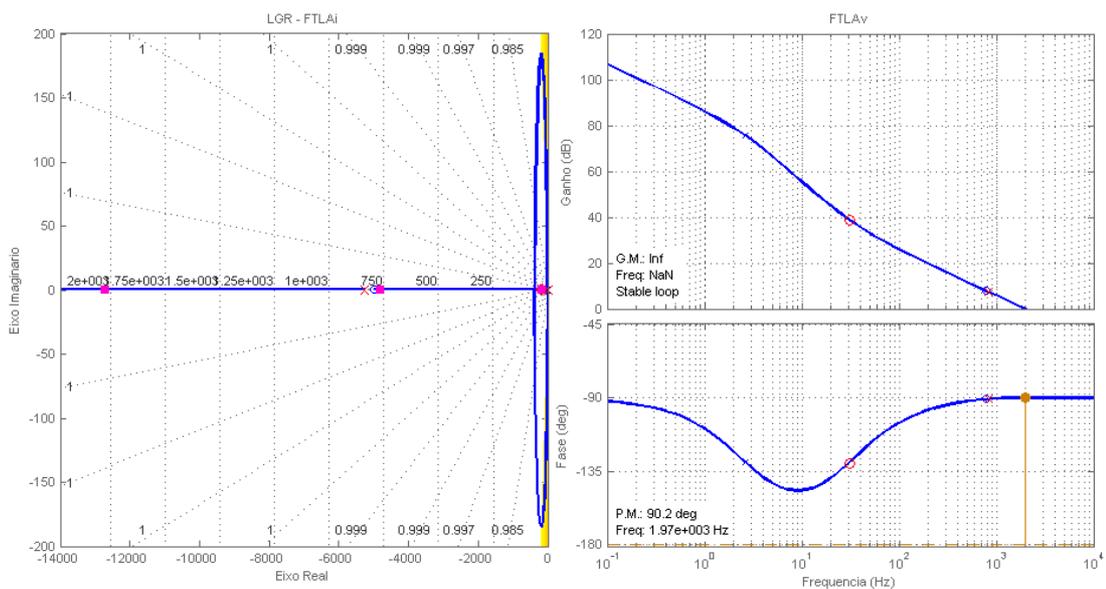


Figura 7.23 - Diagramas de Bode e LGR da malha de tensão.

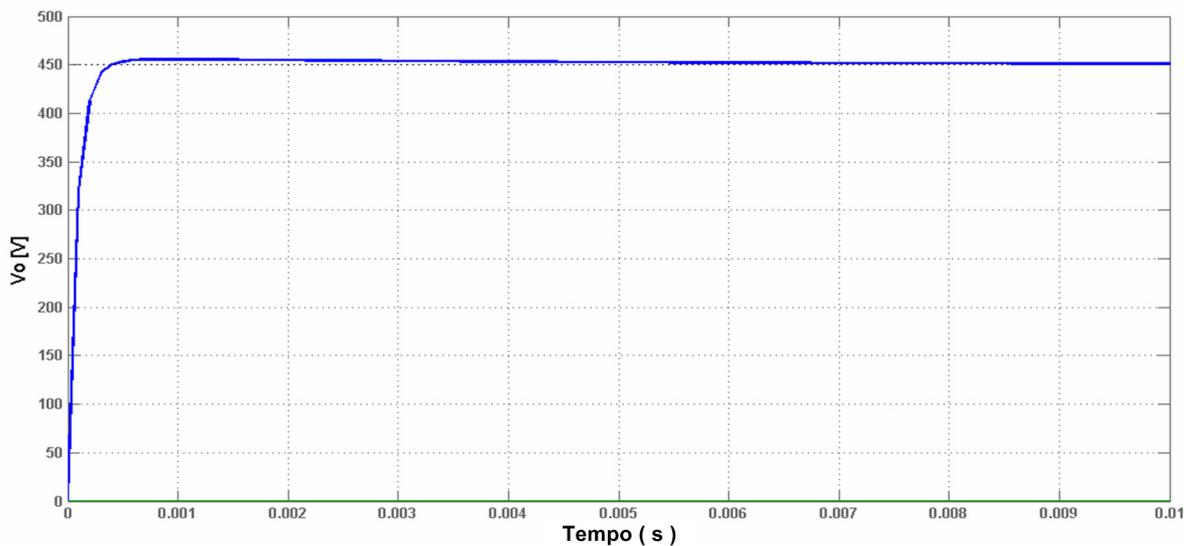


Figura 7.24 - Resposta dinâmica ao degrau de tensão

Tabela 7.13 - Compensadores das malhas de controle.

Componentes dos compensadores das malhas de controle		
Componente	Compensador de corrente	Compensador de Tensão
Rc	1kΩ	10kΩ
Rf	5,6kΩ	6,8kΩ
C1f	150nF	820n
C2f	1,8nF	27n

7.14.4 Resultados de simulações no Orcad

Realizaram-se simulações do conversor em malha fechada buscando determinar a resposta das malhas de controle mediante a variação de carga do conversor. Foram realizadas duas perturbações de 50% na carga, por meio das quais avalia-se a resposta dinâmica do conversor.

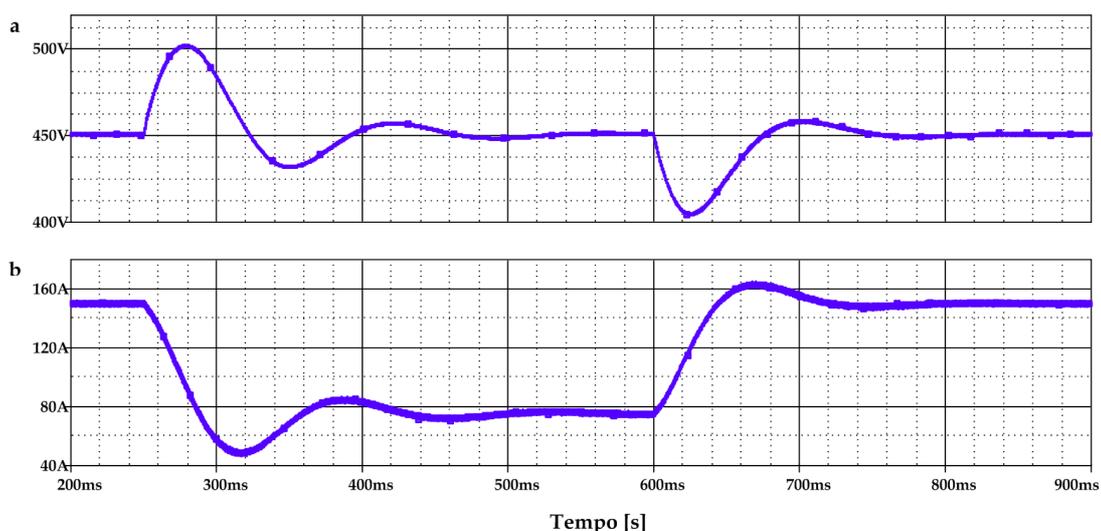


Figura 7.25 – Resposta dinâmica do conversor: (a) transitório na tensão de saída e (b) transitório na corrente de carga

7.15 Conclusão

Neste capítulo, apresentaram-se os procedimentos de projeto para os diversos circuitos que compõem a estrutura do conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência.

A partir das especificações do conversor e dos equacionamentos apresentados nos capítulos anteriores, executaram-se os procedimentos de dimensionamento dos semicondutores de potência, dos elementos magnéticos e dos circuitos de proteção e de controle. Por meio de simulações, considerando as não-idealidades dos principais componentes, obteve-se um rendimento do conversor de 88%.

No capítulo a seguir, apresentam-se os resultados experimentais para todos os circuitos que compõem o conversor elevador em estudo.

CAPÍTULO 8

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

8.1 Introdução

Neste capítulo, apresentam-se os resultados experimentais do protótipo do conversor CC-CC, elevador, trifásico com isolamento em alta frequência com potência nominal de 6,8 kW dimensionado no capítulo 7 e operando na região R_2 . Também se mostram alguns resultados para o conversor operando na Região R_3 . No entanto, devido a limitações de componentes e com o intuito de se poder utilizar a mesma estrutura montada para a operação em R_2 , reduziu-se a potência do conversor operando em R_3 para a metade da potência nominal.

Durante a execução dos ensaios, houve limitações práticas com respeito aos valores de resistência de carga devido ao aquecimento das mesmas e quedas de tensão nos terminais dos disjuntores usados para a variação de carga, de tal modo que a máxima potência obtida durante a obtenção da curva de rendimento chegou a 6,2 kW.

Como mencionado anteriormente, utilizou-se um conversor CA-CC trifásico com filtro capacitivo de 8 kW para a geração dos $47V_{CC}$ que alimentam o conversor proposto.

Primeiramente apresentam-se os resultados do conversor operando em malha aberta. Na seqüência, apresentam-se os resultados dos testes das perturbações de carga do circuito de controle. Apresenta-se, também, a curva de rendimento para o conversor operando na região R_2 .

8.2 Resultados para o conversor operando em R_2

Apresentam-se os resultados experimentais para o conversor operando em R_2 com potência de saída próxima de 6,2kW. Para maior clareza na visualização dos resultados experimentais, deve-se atentar para as referências de cada canal que representa uma grandeza. Cada canal apresenta um número e, no lado esquerdo de cada figura, estão posicionados cada um deles.

A referência zero para cada canal é dada pela ponta da seta que contém o número do canal. Por exemplo: na Figura 8.1, Ch1 (Canal 1) está referenciado na divisão central (0V) da escala de amplitude do osciloscópio; Ch2 está referenciado na divisão correspondente a -200V; Ch3 está referenciado à divisão correspondente a -400V e Ch4 está referenciado à divisão que corresponde a -100V.

Nas leituras de corrente, a conversão de volts para amperes é feita da seguinte forma: o valor de corrente mostrado na margem direita de cada figura deve ser dividido por 10mV; o resultado deve, então, ser multiplicado pelo valor de referência que é mencionado na legenda da figura em questão. Por exemplo, na Figura 8.2, a corrente eficaz medida no Ch3 é de aproximados 77A.

8.2.1 Formas de onda nos interruptores

Nesta seção, apresentam-se os resultados experimentais das formas de onda e os esforços de tensão e corrente nos interruptores controlados.

a) *Tensão máxima de bloqueio*

Na Figura 8.1, apresentam-se as curvas da tensão de bloqueio sobre cada um dos interruptores do conversor. Observa-se a influência da indutância de dispersão do transformador nos elevados picos de tensão durante os instantes de bloqueio dos interruptores. O máximo valor é da ordem de 185 volts. O canal 4 mostra a tensão de saída com 454 volts médios. Ainda nessa figura, pode-se verificar que o intervalo de condução dos interruptores corresponde a uma razão cíclica próxima de 0,5.

b) *Corrente elétrica que circula através dos interruptores*

Na Figura 8.2, representam-se a tensão de bloqueio (Canal 1) do interruptor S_3 e a corrente elétrica que circula através dele (Canal 3) nas condições nominais de carga. Verifica-se que a corrente eficaz de S_3 é da ordem de 77A. Em detalhe, mostra-se uma parcela da corrente que não circula pelo interruptor, mas através de um dos capacitores do circuito grampeador não-dissipativo dos outros braços. Isso ocorre, porque ficou impossível

monitorar a corrente somente do interruptor. Além das formas de onda no interruptor S_3 , mostram-se também, os valores nominais da tensão média de saída (canal4 em 100V/div) e da tensão de entrada (canal2 em 20V/div).

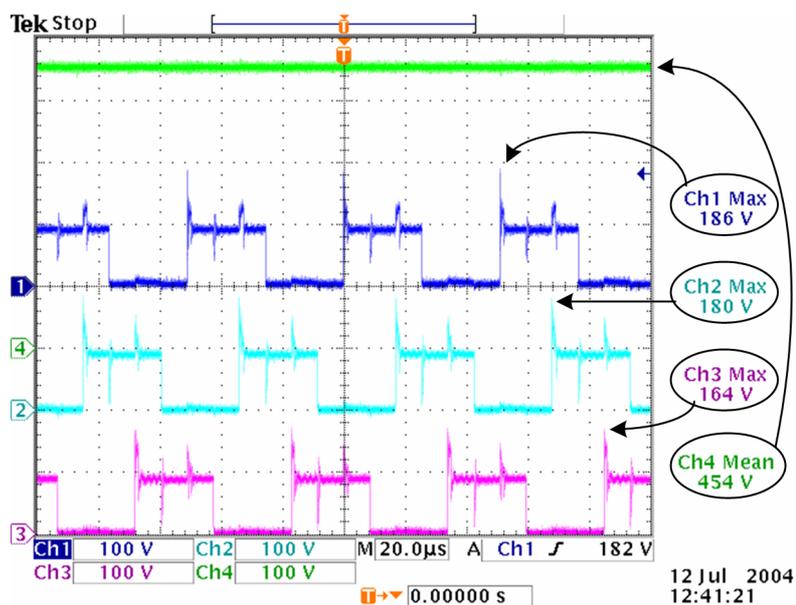


Figura 8.1 – Formas de onda da tensão sobre os interruptores: Ch1, Ch2 e Ch3 estão em escala de 100V/div e Ch4 representa a tensão de saída em escala de 100V/div

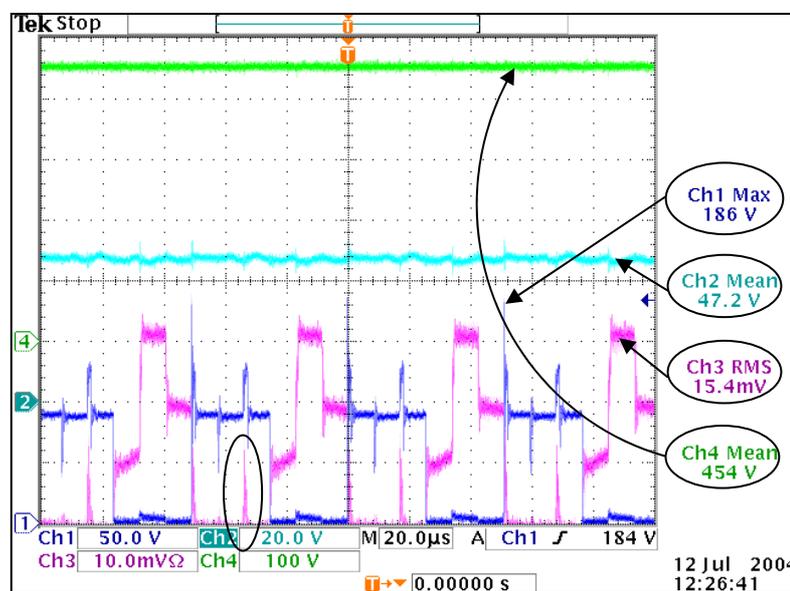


Figura 8.2 - Tensões e correntes em S_3 : No Ch1, mostra-se V_{S3} em 50 V/div e, no Ch3 I_{S3} (mesma referência do Ch1), é mostrada em 50A/div

c) *Rendimento instantâneo*

Por meio das formas de onda expostas na Figura 8.3 e na Figura 8.4, pode-se prever o rendimento instantâneo do conversor. As formas de onda mostradas na Figura 8.3 são: a tensão de entrada no canal 2, a tensão de saída na canal 4 e a corrente de entrada no canal 3. Na Figura 8.4, mostram-se as mesmas grandezas nos canais 2 e 4 e, no canal 3, visualiza-se a corrente de saída. Para os resultados obtidos, a potência média de entrada está em 7.720W e a de saída, em 6.540W, resultando em um rendimento aproximado de 84%. Ao final deste capítulo, apresenta-se a curva de rendimento do conversor com variação de carga de 10% a 90% da potência nominal.

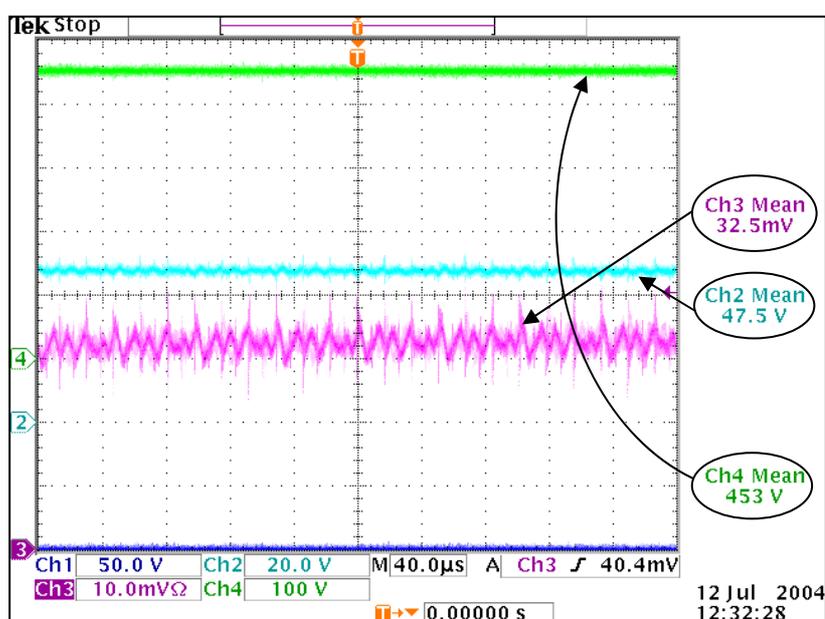


Figura 8.3 - Potência de entrada: Ch2 é a tensão de entrada, Ch3 (50A/div) é a corrente de entrada e Ch4 é a tensão de saída

d) *Corrente nos indutores de entrada*

Na Figura 8.5, apresentam-se as correntes nos indutores de entrada (Ch1, Ch2 e Ch3), além da tensão nominal de saída (Ch4).

Devido às dificuldades de posicionamento da sonda de corrente para o monitoramento dessas correntes, obtiveram-se os resultados mostrados por meio do sinal de saída dos sensores de corrente. Assim, para a conversão dos valores mostrados para as

correntes reais, é necessária a adoção da seguinte conversão: $i_{Lreal} = 100 \cdot (v_{medida} \div 13,5V) A$, resultando em, aproximadamente, 56A médios. Observa-se, também, que o conversor está trabalhando no MCC.

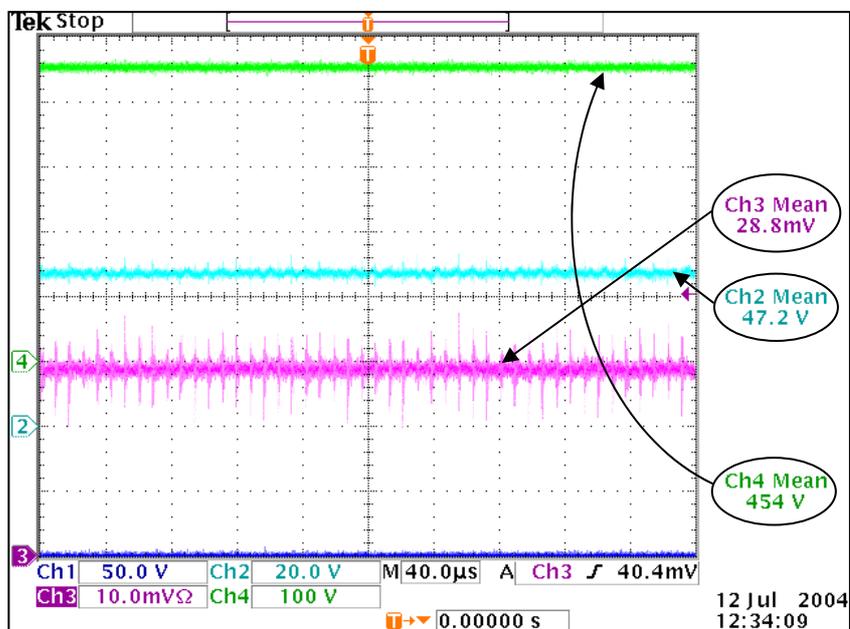


Figura 8.4 - Potência de saída: Ch2 é a tensão de entrada, Ch3 (5A/div) é a corrente de saída e Ch4 é a tensão de saída

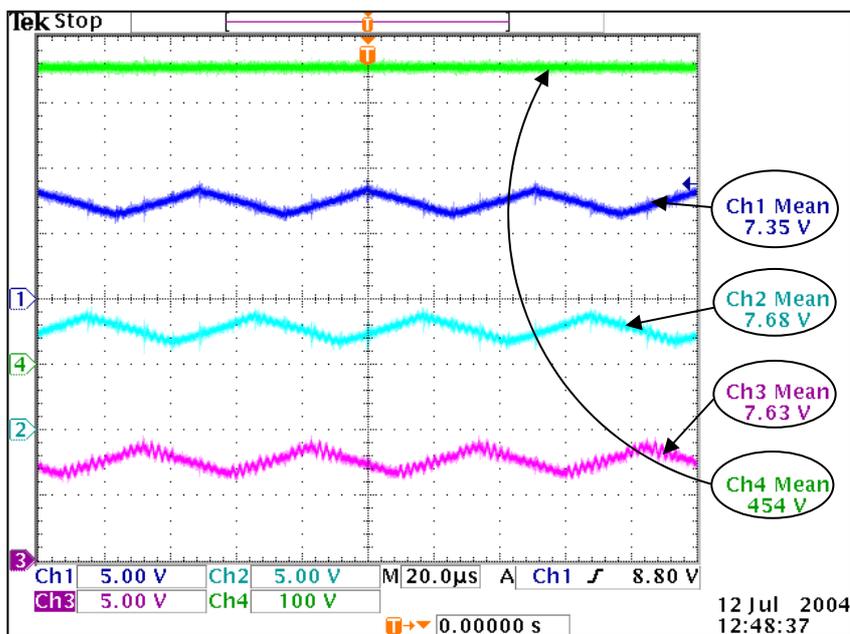


Figura 8.5 - Correntes elétrica dos indutores de entrada em R_2 medidas por meio de sensores de efeito Hall

8.2.2 Curva de rendimento do conversor

Na Figura 8.6, apresenta-se a curva de rendimento do conversor operando no modo de condução contínuo e na região R_2 . Durante os ensaios de obtenção dessa curva, houve um aumento excessivo da resistência de carga provavelmente causado pela elevação da temperatura nas mesmas, o que causou uma diminuição na potência máxima absorvida pela carga. A potência máxima nos ensaios foi de 6,2 kW para a qual a topologia apresentou 85% de rendimento do conversor. O melhor rendimento foi de 86,3% para 4kW de potência. Pode-se estimar que, na potência nominal, o rendimento será, aproximadamente, de 84,5%.

As perdas totais no conversor foram da ordem de 1.000W. A composição das perdas de potência, verificadas experimentalmente, assim como previsto no capítulo 7, denota que 62,5% das perdas estão nos interruptores; 4,5%, no retificador de saída; 4%, nos transformadores; 8%, nos indutores de entrada, 20%, no circuito de grampeamento da tensão nos interruptores; e 1%, nas perdas não-mensuráveis durante os experimentos.

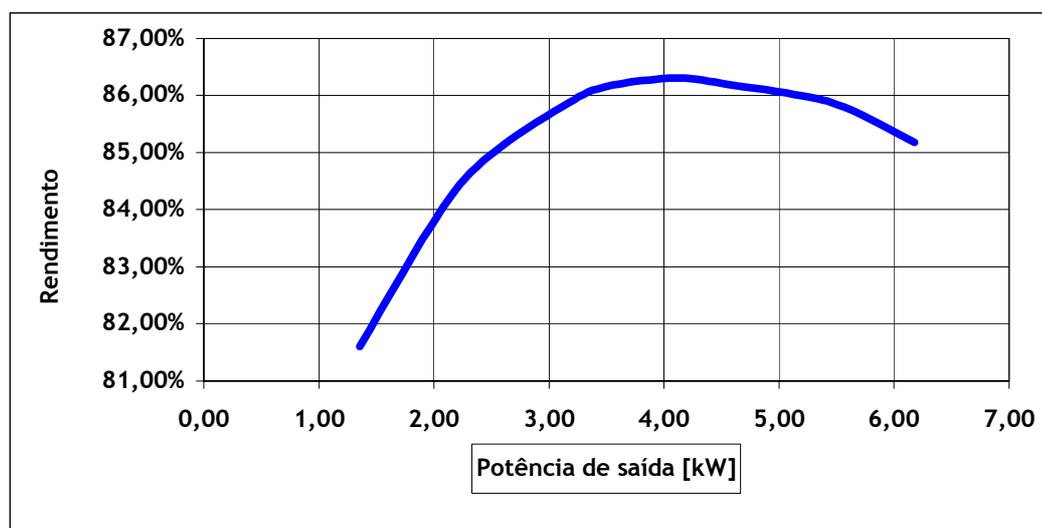


Figura 8.6 – Curva de rendimento para o conversor operando na região R_2 de operação e no MCC

8.3 Resultados para o conversor operando em R_3

Nesta seção, apresentam-se alguns resultados experimentais do conversor operando na região R_3 , em malha fechada e com o mesmo circuito de controle. O principal objetivo da realização de experimentos nessa região foi determinar que o conversor está bem adaptado

para a operação com elevados ganhos de tensão. Para tal, utilizou-se o mesmo protótipo, com os mesmos componentes, empregado na região R_2 .

Fez-se um novo projeto tendo como especificações a mesma tensão de saída, igual a 450V, e a mesma frequência de comutação, 20 kHz. Reduziram-se a potência de saída e a tensão de entrada para que os níveis de corrente dos interruptores e indutores de entrada fossem mantidos próximos aos valores obtidos na operação em R_2 . Assim, as especificações do projeto final para R_3 são as seguintes: $E = 27\text{ V}$, $V_o = 450\text{V}$, $L_{1,2,3} = 127\mu\text{H}$, $C = 2\text{mF}$, $P_o=3.400\text{W}$, $q= 16,67$ e $n= 5,25$.

8.3.1 Comutação dos interruptores controlados

Na Figura 8.7, está representada a corrente elétrica que circula através de um interruptor ativo do conversor quando este trabalha na região R_3 . Observa-se que o formato da corrente corrobora os resultados previstos na análise teórica e que parte da corrente do interruptor é composta, pelas correntes dos indutores e parte, pela corrente de retorno dos diodos do grupo inferior referidas para o enrolamento primário, como previsto nos resultados de simulação.

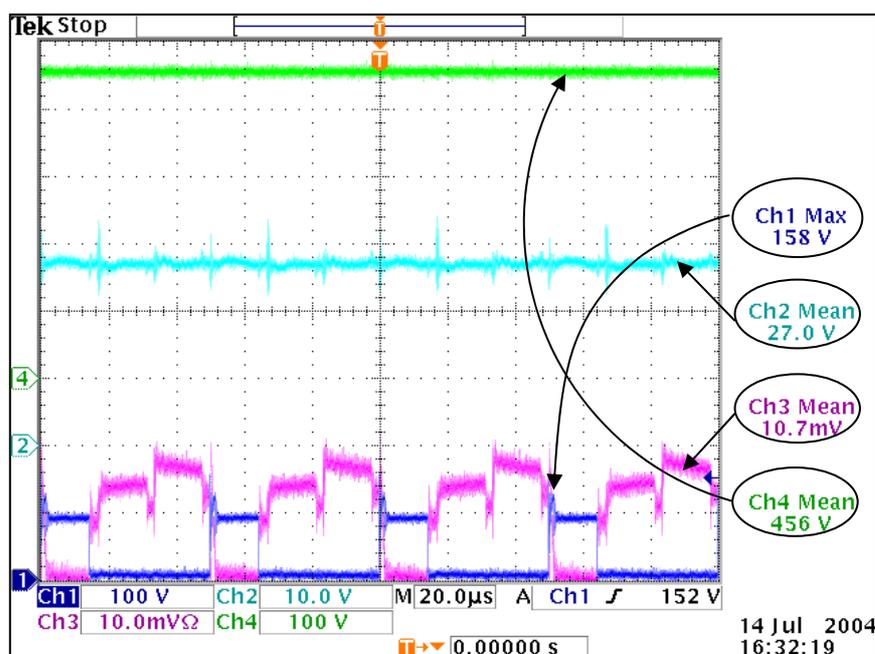


Figura 8.7–Tensão e corrente nos interruptores operando na região R e no MCC_3 : Ch1 é a tensão de bloqueio do interruptor S_1 (100 V/div), Ch2 é a tensão de entrada (20 V/div), Ch3 (na mesma referência do Ch1) é a corrente do interruptor S_1 (50 A/div) e Ch4 é a tensão de saída (1000 V/div)

Na Figura 8.8, mostra-se em detalhe a comutação de um interruptor. Observam-se a sobretensão durante o bloqueio e a parcela da corrente que é transferida para o circuito de auxílio à comutação. Pode-se, ainda, aproximar o valor da razão cíclica de trabalho para 0,7 conforme pode ser observado no intervalo de tempo de condução dos interruptores.

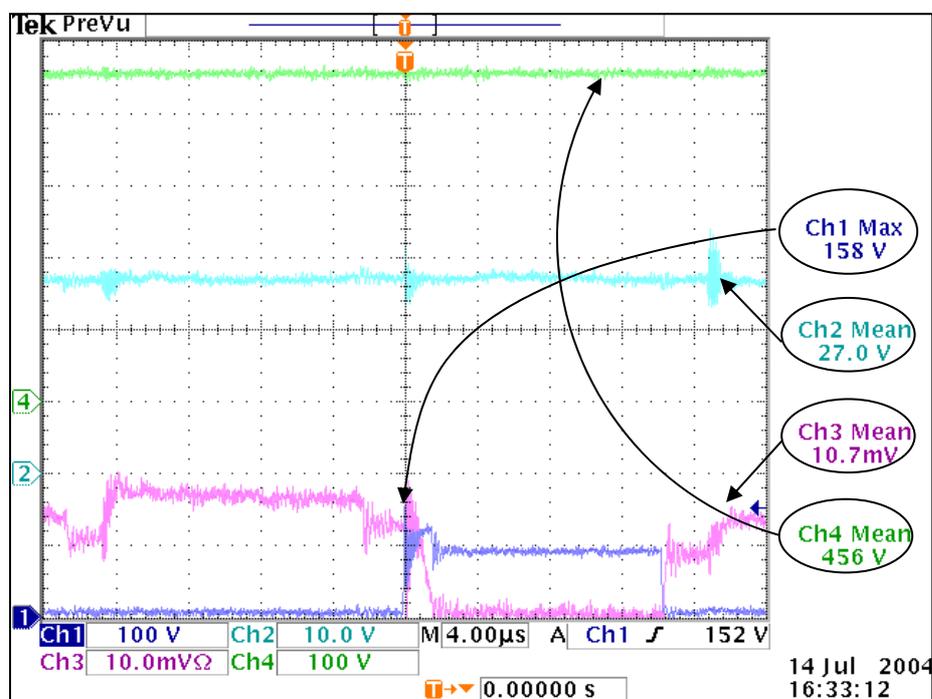


Figura 8.8 – Detalhe da comutação dos interruptores para o conversor operando na região R_3 e no MCC

a) *Rendimento instantâneo*

Por meio das formas de onda da Figura 8.9 e da Figura 8.10, pode-se prever o rendimento instantâneo do conversor operando na região R_3 . As formas de onda mostradas na Figura 8.9 são: a tensão de entrada no canal 2, a tensão de saída no canal 4 e a corrente de saída no canal 3. Utilizando os valores lidos, a potência de saída é da ordem de 3,4kW. As formas de onda mostradas na Figura 8.10 são: a tensão de entrada no canal 2, a tensão de saída no canal 4 e a corrente de entrada no canal 3. Os valores lidos mostram que, a potência de entrada é da ordem de 4kW. Para os resultados obtidos nessa região de operação, o rendimento do conversor está próximo a 85%, que é praticamente igual ao conseguido para a operação na região R_2 .

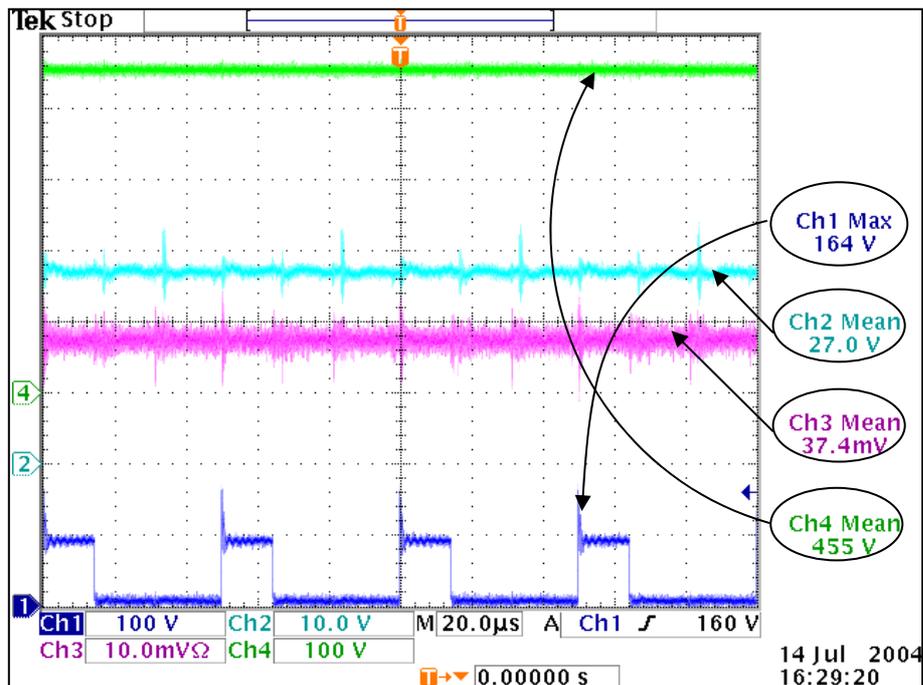


Figura 8.9 - Potência instantânea de saída em R₃: Ch1 tensão de bloqueio nos interruptores, Ch2 tensão de entrada, Ch3 corrente de saída(2A/div) e Ch4 tensão de saída do conversor

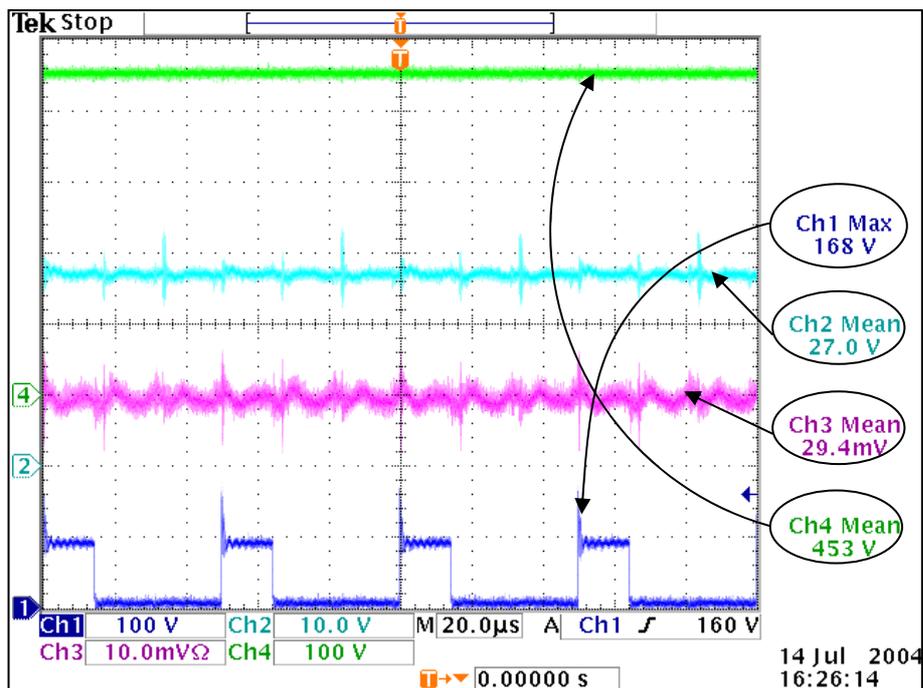


Figura 8.10 – Potência instantânea de entrada em R₃: Ch1 tensão de bloqueio nos interruptores, Ch2 tensão de entrada, Ch3 corrente da fonte (50A/div) e Ch4 tensão de saída do conversor

8.4 Resultados experimentais do circuito de controle

Nesta seção, apresentam-se os resultados experimentais do circuito de controle empregado no conversor CC-CC elevador trifásico trabalhando na região R_2 . Para a verificação da funcionalidade do circuito, realizaram-se os ensaios de regulação estática e dinâmica da tensão de saída.

8.4.1 Regulação estática

A regulação estática consiste em avaliar a regulação da tensão de saída em regime permanente para diferentes níveis de corrente e de potência de saída do conversor.

a) Resultados obtidos

Na Tabela 8.1, apresentam-se as leituras da tensão, da corrente e da potência de saída do conversor. Observa-se que existe um pequeno desvio ou erro estático do nível de tensão na saída de 2,2 V, para o intervalo de variação de carga entre 100% e 33%. Na Figura 8.11, mostra-se a curva resultante da regulação estática da tensão de saída do conversor proposto.

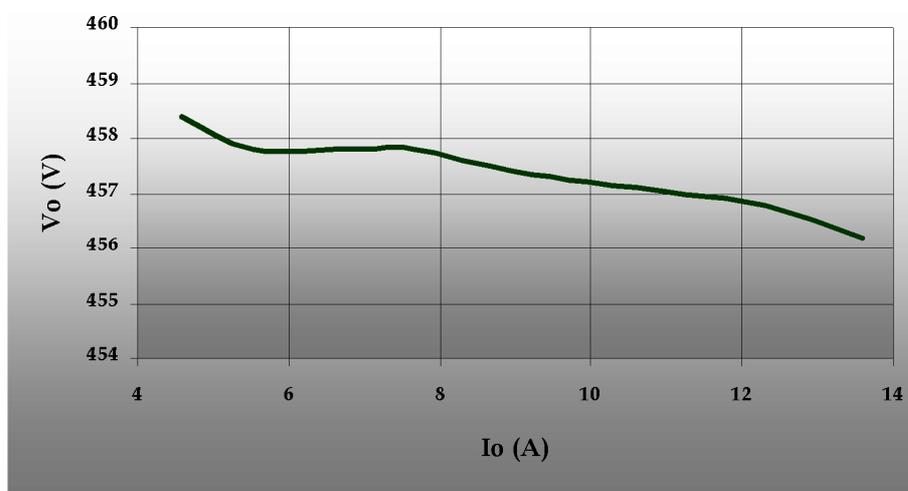


Figura 8.11 - Regulação estática da tensão de saída do conversor

Tabela 8.1 - Regulação estática da tensão de saída

R_o (Ω)	99	83	66	60	51	46	41	37	34
V_o (V)	458,4	457,8	457,8	457,8	457,4	457,2	457	456,8	456,2
I_o (A)	4,59	5,51	6,89	7,64	8,96	9,97	11,25	12,30	13,6
P_o (kW)	2,1	2,52	3,15	3,5	4,1	4,56	5,14	5,62	6,2

8.5 Regulação dinâmica

Com o objetivo de testar a resposta dinâmica do conversor, apresentam-se as curvas de resposta da tensão e da corrente de saída durante as perturbações de carga. Apresentam-se as curvas para o conversor operando na região R_2 , em regime permanente, com 50% e 100% de carga, bem como durante as perturbações de carga de 50% para 100% e de 100% para 50%.

A Figura 8.12 apresenta os valores nominais da tensão e da corrente de carga. O ponto P1 identifica os 457 volts de saída do conversor fornecendo uma corrente de 13,5 A, o que resulta em 6,2 kW de potência de saída do conversor.

Observa-se que a tensão de saída apresenta reduzida ondulação em baixa frequência, da ordem de 800mV. Isso ocorre porque foi utilizado um conversor CA-CC trifásico para gerar os 47 volts contínuos para a alimentação do conversor proposto e, muito embora tenham sido adicionados valores elevados de capacitância na entrada, próximos dos 100 mF, aparecem essas ondulações. Além do mais, o circuito de controle consegue atenuar essa ondulação, sem que, no entanto, consiga eliminá-la.

Na Figura 8.13 é verificada a variação dinâmica da tensão de saída durante o aumento de carga de 50% para 100% da carga nominal. Observa-se um afundamento da tensão de, aproximadamente, 5 volts, com um tempo de acomodação próximo de 0,09 segundos. Comprova-se, também, que existe um erro estático, ou um novo ponto de operação (P_2), conforme verificado no ensaio de regulação estática.

Na Figura 8.14 verifica-se a dinâmica do conversor durante uma retirada de carga de 50%. Também aqui se observam pequenas diferenças no valor da tensão de saída em regime permanente. Após a retirada de carga, o erro estático é menor que 0,5 V, o que corresponde a 0,1% do valor nominal.

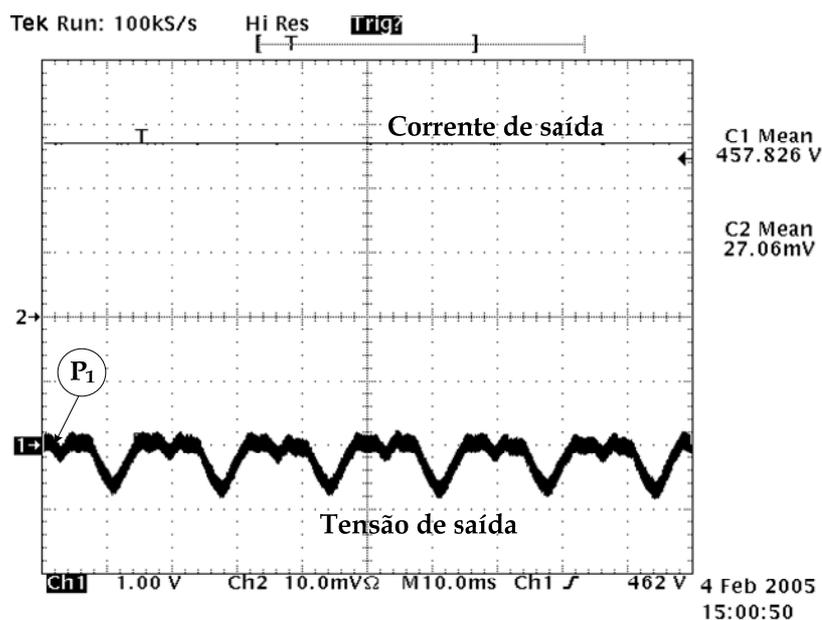


Figura 8.12 - Valores nominais de tensão (Ch1, 1V/div) e corrente (Ch2, 5A/div) na saída do conversor

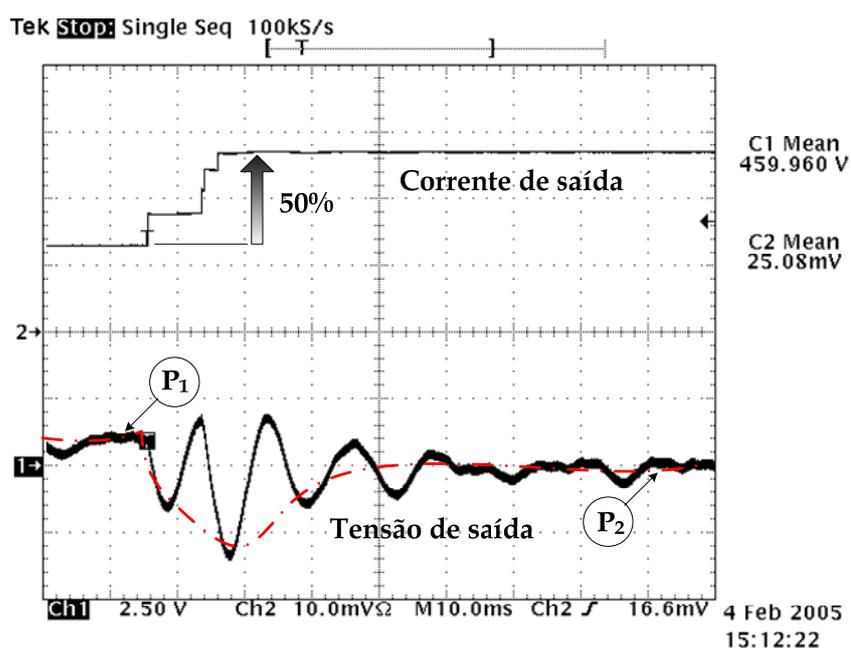


Figura 8.13 - Regulação dinâmica: aumento da carga nominal em 50%: Ch1 ondulação de tensão na saída (2,5V/div) e Ch2 corrente de saída com 5A/div

Observam-se, tanto no degrau de retirada de carga, quanto no de adição de carga, oscilações em baixa frequência não esperadas para sistemas como esse. Atribuem-se tais oscilações à impossibilidade prática de realização de um degrau único e direto de carga. Na prática, embora isso tenha sido tentado, se fazia a mudança do valor da resistência de carga acionando disjuntores em paralelo. Para a obtenção de um degrau de 50% de carga, era

necessário o acionamento de 4 disjuntores simultaneamente, o que ficou impossível, como pode ser verificado na forma de onda da corrente. As pequenas diferenças entre os resultados simulados e os obtidos na experimentação durante as perturbações de carga são atribuídas às limitações da modelagem empregada, principalmente com respeito às não-idealidades do conversor.

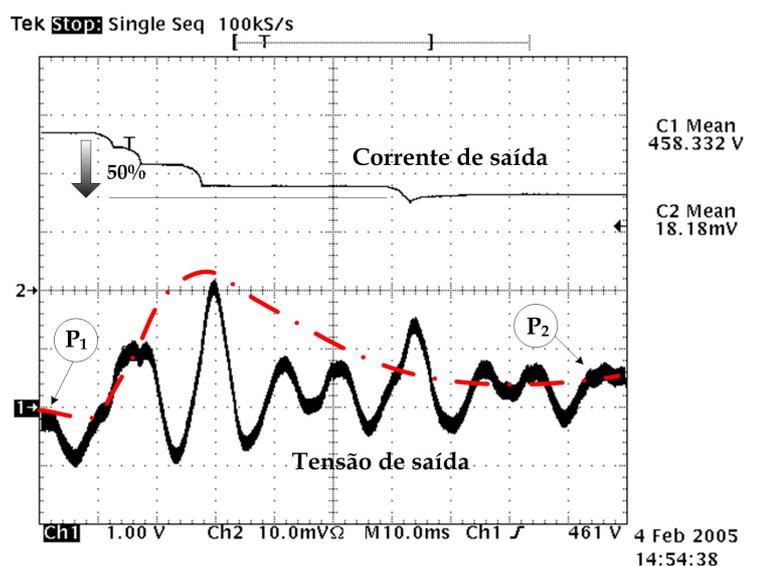


Figura 8.14 - Regulação dinâmica na retirada de carga de 50%: Ch1 ondulação de tensão na saída (2,5V/div) e Ch2 corrente de saída com 5A/div

8.6 Montagem do protótipo

Realizou-se a montagem do circuito de potência do conversor CC-CC foi realizada em um dissipador único que, além de transferir o calor gerado nos semicondutores, deu sustentação mecânica para montagem.

Na Figura 8.15 e na Figura 8.17, apresenta-se o circuito de potência do conversor proposto. Em destaque estão os indutores de entrada e os sensores de efeito *Hall* utilizados para a leitura das correntes através desses indutores. Na Figura 8.16, à esquerda, apresenta-se a plataforma microprocessada eZdsp[®]LF2407 utilizada para a geração dos pulsos de comando dos interruptores. À direita, visualiza-se a placa de leitura e tratamento dos sinais provenientes dos sensores de tensão e correntes e onde se implementam as malhas de controle da tensão de saída e da corrente de entrada do conversor. Na Figura 8.18, visualiza-se a montagem do conversor CA-CC utilizada para gerar o barramento em corrente contínua

de entrada do conversor proposto. Destacam-se o circuito de proteção com fusíveis e o banco de capacitores de 100mF para redução das ondulações na tensão de entrada do conversor proposto.

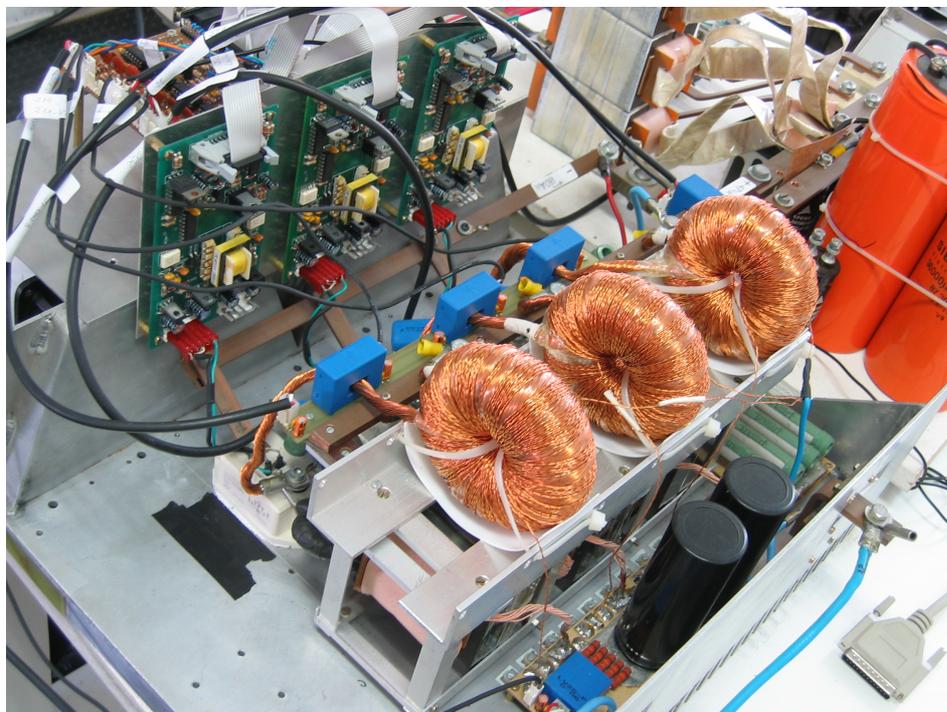


Figura 8.15 – Vista geral do circuito de potência do conversor proposto

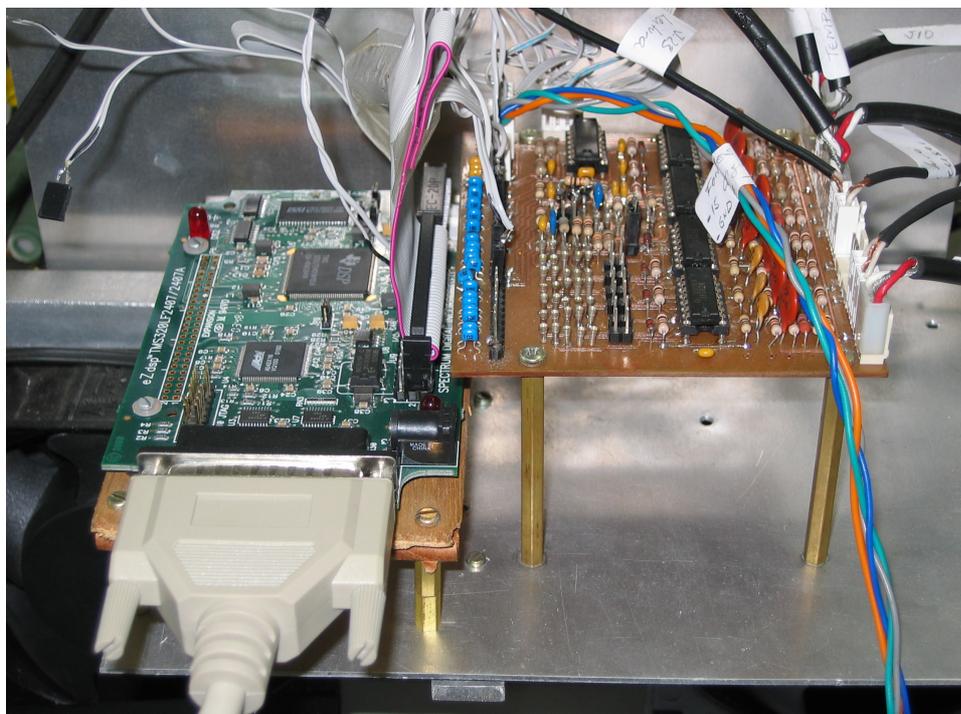


Figura 8.16 – Detalhes das placas de comando e de controle do conversor

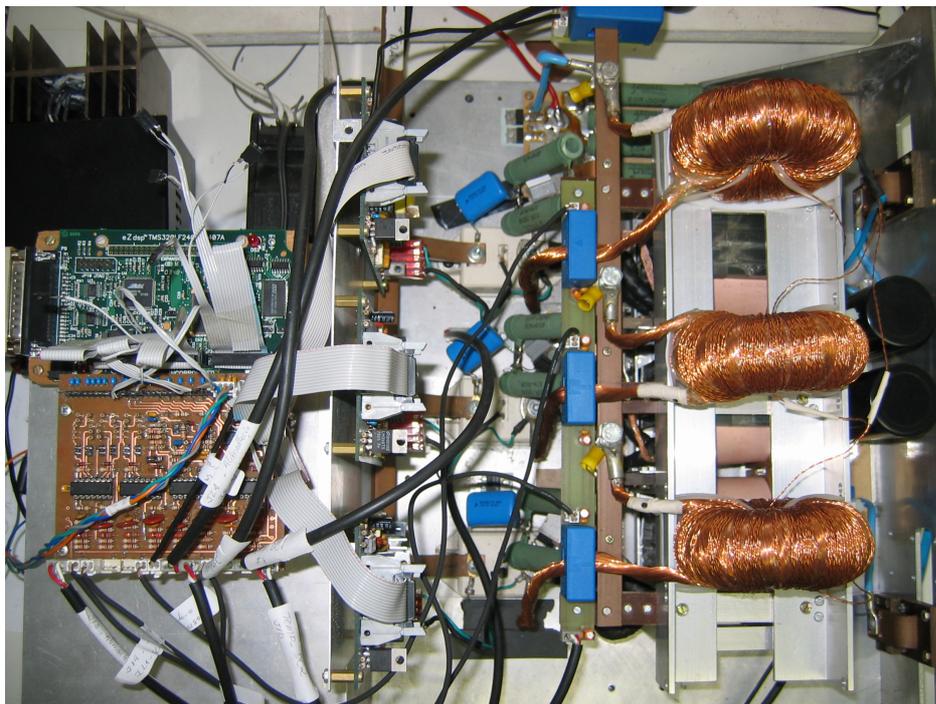


Figura 8.17 – Vista superior e detalhes dos interruptores e do circuito de auxílio à comutação

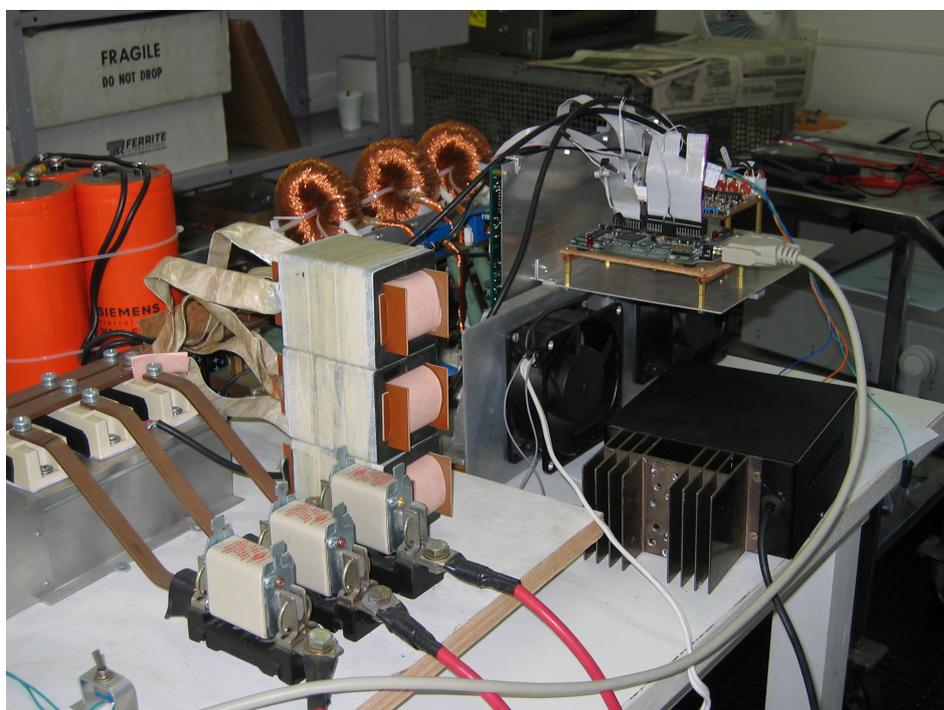


Figura 8.18 – Retificador trifásico utilizado para gerar o barramento cc de entrada

8.7 Conclusão

Neste capítulo, apresentaram-se os resultados experimentais dos ensaios nos circuitos de potência e de controle do conversor proposto. O protótipo construído foi ensaiado em dois níveis de potência: com 6,2kW de potência na carga trabalhando na região R_2 e com 3,4 kW de potência de saída, trabalhando na região R_3 . Em ambos os ensaios, o rendimento das estruturas ficou próximo de 85%. Nos ensaios dos circuitos de controle, os resultados obtidos provaram que o modelo proposto e utilizado foi capaz de manter a regulação estática da tensão de saída dentro de níveis aceitáveis para a aplicação. Observou-se a regulação dinâmica do conversor por meio do monitoramento dos transitórios na tensão de saída, mediante a aplicação de perturbações, sendo que, primeiramente, se fez a retirada de 50% da carga nominal e, depois, se fez um aumento de 100% na carga equivalente a 50% da carga nominal do conversor.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou uma nova topologia de conversor CC-CC trifásico com o objetivo de fornecer uma nova possibilidade no processamento eletrônico com potências superiores a 6 kW a partir de uma fonte de tensão contínua. Não se tem determinado, ainda, um limite de potência que a estrutura poderá processar. O que se sabe é que esse limite dependerá muito da tecnologia dos componentes utilizados.

Estudou-se o conversor CC-CC elevador, trifásico, com isolamento em alta frequência, desde a sua concepção, com a definição das regiões de operação, até a aplicação, na elevação de tensão de fontes contínuas de 27 e 47 volts para uma única tensão de saída de 450 volts. A potência ensaiada foi de 6,8 kW para o conversor operando na região R_2 , com tensão de entrada de 47 volts, e de 3,4kW operando na região R_3 e com tensão de entrada de 27 volts. No ensaio de maior potência, o rendimento obtido com 90% da potência nominal foi de 85%.

O conversor ensaiado mostrou-se perfeitamente adaptado para aplicações cuja tensão de entrada apresente níveis de tensão entre 12 e 48 volts, caso típico das instalações nas quais a fonte de entrada é um banco de baterias ou um conjunto de painéis fotovoltaicos ou, ainda, arranjos de células a combustível.

A característica natural de elevador de tensão do conversor possibilita que, nas instalações alimentadas pelos tipos de fontes mencionadas, este possa ser empregado como um pré-estágio de adaptação do nível de tensão a ser entregue à carga, tal como na substituição de arranjos seriados de baterias que alimentam circuitos inversores utilizados como fonte de alimentação de segurança de centrais de telecomunicações.

Desenvolveu-se uma metodologia de análise, dimensionamento e construção do transformador de isolamento para uma frequência de comutação de 20 kHz. Atentou-se, durante a construção dos transformadores, para a redução da indutância de dispersão dos enrolamentos, pois essa é diretamente influente na sobretensão de bloqueio dos interruptores e, desse modo, no seu dimensionamento.

Fez-se a opção por utilizar-se três transformadores monofásicos ao invés de um núcleo trifásico, primeiramente, por não se ter conseguido núcleos trifásicos de ferrite. Embora se tenha tentado adquiri-los fora do país, os custos para tal tornaram-se proibitivos na ocasião. Em seguida, pensou-se, também, na utilização de uma montagem especial com

núcleos convencionais, o que depois se descartou devido às dificuldades práticas de montagem e posicionamento dos enrolamentos do transformador. Uma questão avaliada foi o aumento da indutância de dispersão nos enrolamentos que tal montagem ocasionaria.

Propôs-se a modelagem por valores médios instantâneos do conversor que apresentou características idênticas às dos conversores elevadores convencionais. A partir do modelo obtido, definiu-se a estratégia de controle da corrente de entrada e da tensão de saída. Uma malha interna e de dinâmica mais rápida controlou a corrente de entrada do conversor e uma outra malha externa, de dinâmica mais lenta, forneceu a referência de corrente à malha interna, a partir do controle da tensão de saída.

Os ensaios de regulação estática e dinâmica mostraram que o projeto e a modelagem apresentaram resultados adequados que viabilizam o uso do modelo apresentado. Salienta-se que não se tratou o controle do conversor como fundamental para a qualificação da nova topologia apresentada, razão pela qual novas estratégias de controle devem ser testadas no futuro.

O conversor proposto apresenta uma característica inconveniente: a existência de uma razão cíclica mínima de operação, o que deixa abertura a novas possibilidades de contribuições futuras. Outras contribuições podem vir com a construção e a comparação do volume de um transformador com núcleo trifásico em relação aos monofásicos utilizados e a possibilidade de tornar o conversor reversível em corrente. Esta última pode viabilizar que o conversor alimentado por um banco de baterias possa, em determinados instantes, ser utilizado para a recarga desse mesmo banco.

REFERÊNCIAS

- [1] PRAZAD, A. R; ZIOGAS, P. D; MANIAS, S. **Analysis and design of a three-phase off-line DC-DC converter with high-frequency isolation.** In: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.: 28, Num.: 04, p. 824-832, July-August 1992.
- [2] OLIVEIRA Jr. D. S; BARBI, I. **Conversor CC-CC trifásico com comando assimétrico.** Florianópolis, 2002. Exame de qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [3] SALAZAR, L. D; ZIOGAS, P. D. **Design oriented analysis of two types of three phase high frequency forward SMR topologies.** In: Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '90, Conference Proceedings, p. 312 -320. 11-16/Mar, 1990.
- [4] BHAT, A. K. S; ZENG, L. **Analysis and design of three-phase LCC-type resonant converter.** In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '96 Record, p. 252-258, 1996.
- [5] BARBI, I; SOUZA, Fabiana P. de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave.** Edição dos autores. Florianópolis. 1999.
- [6] PRAZAD, A. R; ZIOGAS, P. D; MANIAS, S. **A three-phase resonant pwm DC-DC converter.** In: 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '91 Record, p. 463 -473, 1991.
- [7] De DONCKER, R.W.A.A; DIVAN, D. M; KHERALUWALA, M. H. **A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications.** In: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.: 27 Issue: 1 Part: 1, p. 63 -73, Jan.-Feb. 1991.
- [8] OLIVEIRA, S. V. G., BARBI, I. **A Three-Phase Step-Up DC-DC Converter with a Three-Phase High Frequency Transformer.** In: IEEE International Symposium On Industrial Electronics Isie 2005. , v.2, p.571 - 576, 2005.
- [9] OLIVEIRA, S. V. G., BARBI, I., MARCUSSI, C. E. **An average current-mode controlled three-phase step-up dc-dc converter with a three-phase high frequency transformer.** In: IEEE 36th Annual Power Electronics Specialists Conference. p. 2623 - 2629, 2005.

- [10] OLIVEIRA, S. V. G., BARBI, I. **Design and experimental results to the Three-phase Step-Up DC-DC Converter with Three-phase High-frequency Transformer**. In: VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais, 2004.
- [11] OLIVEIRA, S. V. G., BARBI, I. **New 3-Phase Step-Up DC-DC converter with High-Frequency Transformer**. In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência COBEP-2003, p.842 - 846, 2003.
- [12] ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of power electronics**. 2 Ed. New York: Chapman & Hall. 1997. Cap.2.
- [13] MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M; ROBBINS, William P. **Power electronics - converters applications and design**. 2 Ed. New York: Wiley & Sons, Inc. 1995. Cap.7, p. 174.
- [14] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. 1 Ed. (do autor). Florianópolis, 2000. Cap.3, p. 85.
- [15] McLyman, C. Wn. **Transformer and inductor design handbook**. p.253.
- [16] CUNHA, F. B; PAGANO, D. J. **Análise e controle de sistemas de estrutura variável**. Florianópolis, 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [17] ČUK, S.; MIDDLEBROOK, R.D. **Modeling, analysis and design of switching converters**. NASA CR 135174 - Technical information service, Springfield, Virginia.
- [18] VERGHESE, G.C. **Dynamic modeling and control in power electronics**, chapter 78, pages 1413-1423. *The control Handbook*. CRC Pres - IEEE Pres Boca Raton, 1996.
- [19] KASSAKIAN, J.G; SCHLECHT, M.F; VERGHESE, G.C. **Principles of power electronics**. Addison-Wesley, Massachusetts, 1991.
- [20] VORPÉRIAN, Vatché. **Simplified analysis of PWM converters, using the model of PWM switch - Part. 1: Continuous conduction mode - CCM**. VPEC news letter current. Fall 1988.
- [21] SOUZA, Alexandre F. de; **Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação suave**. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [22] SILVA Jr; Elias T. da S. **Análise e projeto de compensadores para conversor Boost**. Florianópolis, 1994. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [23] SILVA, F. J. N. **Estudo de conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo**. Florianópolis, 1998. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [24] TSF, International. Disponível em: <http://www.tscinternational.com/mainferr.html>. Acesso em: 01/05/2006.
- [25] OLIVEIRA, S. V. G; SOUZA, A. F. **Otimização de projeto de fontes de alimentação para centrais de telecomunicações**. Florianópolis, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [26] SNELLING, Eric C. **Soft Ferrites, properties and applications**. 2 Ed. New York: Butterworths & Co. Ltd. 1988.
- [27] MAGNETICS, INC. **Experience the power confidence**. Disponível em: http://www.mag-inc.com/powder/powder_cores.asp. Acesso em: 01/05/2006.
- [28] INTERNATIONAL RECTIFIER, **Short Form Catalog - SFC01**. Disponível em: <http://www.irf.com>. Acesso em: 01/05/2006
- [29] SPECTRUM DIGITAL, **Comprehensive DSP Tool Solutions**. Disponível em: <http://www.spectrumdigital.com>. Acesso em: 01/05/2006
- [30] MICROSOL. **Energia Inteligente**. Disponível em: <http://www.microsol.com.br>. Acesso em 01/05/2006.

APÊNDICE 1

PLANILHAS DE PROJETO DO CONVERSOR PARA R_2 E R_3



Conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência

PROJETO INEP- 1.7.03

CLIENTE: Instituto de Eletrônica de Potência - INEP/UFSC

SEÇÃO: Dimensionamento

PROJETISTA: Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.

FOLHA: 01

DE: 04

ORIENTADOR: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

LOCAL/DATA: Fpolis - Maio de 2006

1) Projeto do conversor operando em R₂ e MCC

1.1) Dados de entrada

$$P_o := 6.8 \text{ kW}$$

$$V_o := 450 \text{ V}$$

$$E := 47 \text{ V}$$

$$f_s := 20 \text{ kHz}$$

$$\Delta V_o := 9 \text{ V}$$

$$\Delta i_E := 3 \text{ A}$$

$$I_o := \frac{P_o}{V_o}$$

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

$$n := \frac{21}{4}$$

$$I_o = 15.111 \text{ A}$$

1.2) Ganho estático

$$q := \frac{V_o}{E}$$

1.3) Razão cíclica ideal

$$D := \frac{q - n}{q}$$

$$D = 0.452$$

1.4) indutâncias de entrada

$$L := \frac{V_o}{12 \cdot n \Delta i_E f_s}$$

$$L = 119.048 \mu\text{H}$$

$$I_L := \frac{I_o \cdot q}{3}$$

$$I_L = 48.227 \text{ A}$$

$$i_{L\min} := \frac{1}{6} \cdot \frac{2 \cdot I_o \cdot q^3 \cdot L \cdot f_s - 3 \cdot V_o \cdot q + 3 \cdot V_o \cdot n}{L \cdot f_s \cdot q^2}$$

$$i_{L\min} = 43.769 \text{ A}$$

$$i_{L\max} := \frac{1}{6} \cdot \frac{2 \cdot I_o \cdot q^3 \cdot L \cdot f_s + 3 \cdot V_o \cdot q - 3 \cdot V_o \cdot n}{L \cdot f_s \cdot q^2}$$

$$i_{L\max} = 52.685 \text{ A}$$

$$\Delta i_L := \frac{V_o}{L \cdot f_s} \cdot \frac{q - n}{q^2}$$

$$\Delta i_L = 8.916 \text{ A}$$

1.5) Capacitância de saída

$$C_o := \frac{I_o}{9n \cdot q} \cdot \frac{(2q - 3n) \cdot (3n - q)}{f_s \cdot \Delta V_o} \quad C_o = 3.895 \mu\text{F}$$

$$I_{\text{Coef}} := \frac{I_o}{3n} \cdot \sqrt{(2q - 3n) \cdot (3n - q)} \quad I_{\text{Coef}} = 4.396 \text{ A}$$

1.6) Dados para simulação

$$t_{\text{on}} := \frac{D}{f_s} \quad t_{\text{on}} = 22.583 \mu\text{s}$$

$$t_{\text{Delay}} := \frac{1}{3 \cdot f_s} \quad t_{\text{Delay}} = 16.667 \mu\text{s}$$

$$R_o := \frac{V_o}{I_o} \quad R_o = 29.779 \Omega$$

1.7) Corrente na fonte de entrada

$$i_{E_M} := \frac{1}{6} \cdot \frac{6 \cdot n \cdot I_o \cdot q^3 \cdot L \cdot f_s + 9 \cdot n \cdot V_o \cdot q - 9 \cdot V_o \cdot n^2 - 2 \cdot V_o \cdot q^2}{n \cdot q^2 \cdot L \cdot f_s} \quad i_{E_M} = 146.055 \text{ A}$$

$$i_{E_m} := \frac{1}{6} \cdot \frac{6 \cdot n \cdot I_o \cdot q^3 \cdot L \cdot f_s - 9 \cdot V_o \cdot n \cdot q + 9 \cdot V_o \cdot n^2 + 2 \cdot V_o \cdot q^2}{L \cdot f_s \cdot q^2 \cdot n} \quad i_{E_m} = 143.307 \text{ A}$$

$$i_{E_M} - i_{E_m} = 2.748 \text{ A}$$

1.8) Esforços nos semicondutores**1.8.1) Interruptores**

$$I_{S_m} := \frac{I_o \cdot q}{3} \quad I_{S_m} = 48.227 \text{ A}$$

$$I_{S_{\text{ef}}} := \frac{I_o \cdot q}{2} \cdot \sqrt{\frac{2n}{q}} \quad I_{S_{\text{ef}}} = 75.756 \text{ A}$$

$$V_{S_M} := \frac{V_o}{n} \quad V_{S_M} = 85.714 \text{ V}$$

1.9.1) Diodos do grupo superior

$$I_{D_{S_m}} := \frac{I_o}{3} \quad I_{D_{S_m}} = 5.037 \text{ A}$$

$$I_{D_{S_{\text{ef}}}} := \frac{I_o \cdot q}{3n} \cdot \sqrt{\frac{n}{q}} \quad I_{D_{S_{\text{ef}}}} = 6.802 \text{ A}$$

$$V_{D_{SM}} := V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad V_{D_{SM}} = 454.5V$$

1.9.2) Diodos do grupo inferior

$$I_{D_{Im}} := \frac{I_o}{3} \quad I_{D_{Im}} = 5.037A$$

$$I_{D_{Ief}} := \frac{I_o \cdot q}{3n} \cdot \sqrt{\frac{7n - 2q}{2q}} \quad I_{D_{Ief}} = 8.807A$$

$$V_{D_{IM}} := V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad V_{D_{IM}} = 454.5V$$

2) Projeto do conversor operando em R₃ e MCC

2.1) Dados de entrada

$$\begin{aligned} P_o &:= 3.4kW & V_o &:= 450V & E &:= 27V \\ f_s &:= 20kHz & \Delta V_o &:= 9V & \Delta i_E &:= 6A \\ I_o &:= \frac{P_o}{V_o} & I_o &= 7.556A \end{aligned}$$

2.2) Ganho estático

$$q := \frac{V_o}{E} \quad q = 16.667$$

2.3) Razão cíclica

$$D := \frac{q - n}{q} \quad D = 0.685$$

2.4) indutâncias de entrada

$$L_{R3} := \frac{V_o}{12 \cdot n \Delta i_E f_s} \quad L_{R3} = 59.524\mu H \quad L := L_{R3}$$

$$I_L := \frac{I_o \cdot q}{3} \quad I_L = 41.975A$$

$$i_{Lmin} := \frac{1}{6} \cdot \frac{2 \cdot I_o \cdot q^3 \cdot L \cdot f_s - 3 \cdot V_o \cdot q + 3 \cdot V_o \cdot n}{L \cdot f_s \cdot q^2} \quad i_{Lmin} = 34.207A$$

$$i_{Lmax} := \frac{1}{6} \cdot \frac{2 \cdot I_o \cdot q^3 \cdot L \cdot f_s + 3 \cdot V_o \cdot q - 3 \cdot V_o \cdot n}{L \cdot f_s \cdot q^2} \quad i_{Lmax} = 49.743A$$

$$\Delta i_L := \frac{V_o}{L \cdot f_s} \cdot \frac{q - n}{q^2} \quad \Delta i_L = 15.536 \text{ A}$$

2.5) Capacitância de saída

$$C_o := \frac{I_o}{3} \cdot \frac{q - 3n}{q \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad C_o = 0.77 \mu\text{F}$$

$$I_{\text{Coef}} := \frac{I_o}{3} \cdot \left(\sqrt{3 \cdot \frac{q - 3n}{n}} \right) \quad I_{\text{Coef}} = 1.823 \text{ A}$$

2.6) Dados para simulação

$$t_{\text{on}} := \frac{D}{f_s} \quad t_{\text{on}} = 34.25 \mu\text{s}$$

$$t_{\text{Delay}} := \frac{1}{3 \cdot f_s} \quad t_{\text{Delay}} = 16.667 \mu\text{s}$$

$$R_o := \frac{V_o}{I_o} \quad R_o = 59.559 \Omega$$

2.7) Corrente na fonte de entrada

$$i_{E_M} := \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot I_o \cdot q^3 \cdot L \cdot f_s + V_o \cdot q - 3 \cdot V_o \cdot n}{L \cdot f_s \cdot q^2} \quad i_{E_M} = 126.55 \text{ A}$$

$$i_{E_m} := \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot I_o \cdot q^3 \cdot L \cdot f_s - V_o \cdot q + 3 \cdot V_o \cdot n}{L \cdot f_s \cdot q^2} \quad i_{E_m} = 125.302 \text{ A} \quad i_{E_M} - i_{E_m} = 1.247 \text{ A}$$

2.8) Esforços nos semicondutores

2.8.1) Interruptores

$$I_{S_m} := \frac{I_o \cdot q}{3} \quad I_{S_m} = 41.975 \text{ A}$$

$$I_{S_{\text{ef}}} := \frac{I_o \cdot q}{3} \cdot \sqrt{\frac{2q + 3n}{2q}} \quad I_{S_{\text{ef}}} = 50.936 \text{ A}$$

$$V_{S_M} := \frac{V_o}{n} \quad V_{S_M} = 85.714 \text{ V}$$

2.9.1) Diodos do grupo superior

$$I_{D_{S_m}} := \frac{I_o}{3} \quad I_{D_{S_m}} = 2.519 \text{ A}$$

$$I_{D_{S_{\text{ef}}}} := \frac{I_o \cdot q}{3n} \cdot \sqrt{\frac{n}{q}} \quad I_{D_{S_{\text{ef}}}} = 4.487 \text{ A}$$

$$V_{D_{SM}} := V_o + \frac{\Delta V_o}{2}$$

$$V_{D_{SM}} = 454.5V$$

2.9.2) Diodos do grupo inferior

$$I_{D_{Im}} := \frac{I_o}{3}$$

$$I_{D_{Im}} = 2.519A$$

$$I_{D_{Ief}} := \frac{I_o \cdot q}{3n} \cdot \sqrt{\frac{n}{2q}}$$

$$I_{D_{Ief}} = 3.173A$$

$$V_{D_{IM}} := V_o + \frac{\Delta V_o}{2}$$

$$V_{D_{IM}} = 454.5V$$

APÊNDICE 2

PROJETO DOS CONTROLADORES NO PROGRAMA MATLAB

```
% PROGRAMA PARA CALCULO DOS COMPENSADORES DO
% CONVERSOR CC_CC ELEVADOR TRIFASICO ISOLADO

clear all;
clc
close all

%-----
%1)  Parametros do conversor          -
%-----

%1.1) Resistência da carga
R=29.78;

% 1.2) Capacitor de filtragem
C=2000e-006;
rC=100e-003;

% 1.3) Indutancia de L
L = 127e-006;

%1.4) Ponto de operação
D=0.47;
D1=(1-D);
n=21/4;
q=n/D1;
Vo=450;
IE=q*Vo/R;
Fs=20e+003;
Rci=1e3;      %resistor na entrada de referência do compensador
              %da malha de corrente
Rhall=33;     %resistor na saída do sensor Hall da malha de corrente
```

```

Ieref=Rhall*IE*0.1/200;    %referência de corrente da entrada
Hi=Ieref/IE;              %ganho do sensor de corrente
VT=3.3;                   %Amplitude da dente de serra.
Hv=2.7/450;               %ganho do sensor de tensao

%-----
% 2)  Definições para o circuito da malha da corrente de entrada
%-----

% 2.1) Ganho da da malha

Gpic=(Vo*n*C)/(VT*(D1^2));

% 2.2) Zero da malha

wZic=2/R/C;

% 2.3) Definições para os polos da malha

woc=(D1/n)*(sqrt((3/L/C)));

Qc=(R*D1/n)*sqrt((3*C)/L);

%2.4) Função de transferência IE/d

nIe=[1 wZic];
dIe=[1/(woc^2) 1/(woc*Qc) 1];

GIc=Gpic*tf(nIe,dIe);

%2.5) Ganho em malha fechada da malha de corrente

FTMFi=Rci/Hi;    % conforme projeto da malha de tensao, p.27 eq. 1.31.

```

```
%-----  
% 3)  Definições para a malha da Tensao de saida  
%-----  
  
% 3.1) Ganho da malha  
  
Gzo=FTMFi*D1*rC*R/n/(rC+R);  
  
% 3.2) Zero da malha  
  
wZo=1/rC/C;  
  
% 3.3) Definição do polo da malha  
  
wPo=1/C/(R+rC);  
  
%3.4) Função de transferência Vo/IE  
  
nVo=[1 wZo];  
dVo=[1 wPo];  
  
Zo=Gzo*tf(nVo,dVo);  
  
%Variaveis de saida das plantas  
  
Glc  
woc  
Qc  
Gpic  
wZic  
Hi  
Zo
```

```

Hv
Gzo
FTMFi
%-----
% 4)  Compensador para a malha da corrente de entrada
%-----

rltool; %vai para o projeto do compensador pelo metodo do lugar das raizes
        %Sera empregado o compesador PI com filtro cujos componentes ficam
        %definidos pelas equações a seguir

Ki=input('Digite o valor do ganho do compensador: ');
wzci=input('Digite o valor da frequencia do zero do compensador(Rad): ');
wpci=input('Digite o valor da frequencia do polo do compensador(Rad): ');

C2fi=(1/(Rci*Ki));

C1fi=C2fi*((wpci/wzci)-1);

Rfi=(1/(C1fi*wzci));
%Variaveis de saida dos compensadores
C1fi
C2fi
Rci
Rfi
Ci=Ki*tf([1 wzci],[1 wpci 0])
%-----
% 5)  Compensador para a malha da tensao de saida
%-----

rltool; %vai para o projeto do compensador pelo metodo do lugar das raizes
        %Sera empregado o compesador PI com filtro cujos componentes ficam

```

%definidos pelas equações a seguir

```
Kv=input('Digite o valor do ganho do compensador: ');
```

```
wzcv=input('Digite o valor da frequencia do zero do compensador(Rad): ');
```

```
wpcv=input('Digite o valor da frequencia do polo do compensador(Rad): ');
```

```
Rcv=input('Digite o valor do resistor adotado: ');
```

```
C2fv=(1/(Rcv*Kv));
```

```
C1fv=(C2fv*((wpcv/wzcv)-1));
```

```
Rfv=(1/(C1fv*wzcv));
```

```
Cv=Kv*tf([1 wzcv],[1 wpcv 0]);
```

C1fv

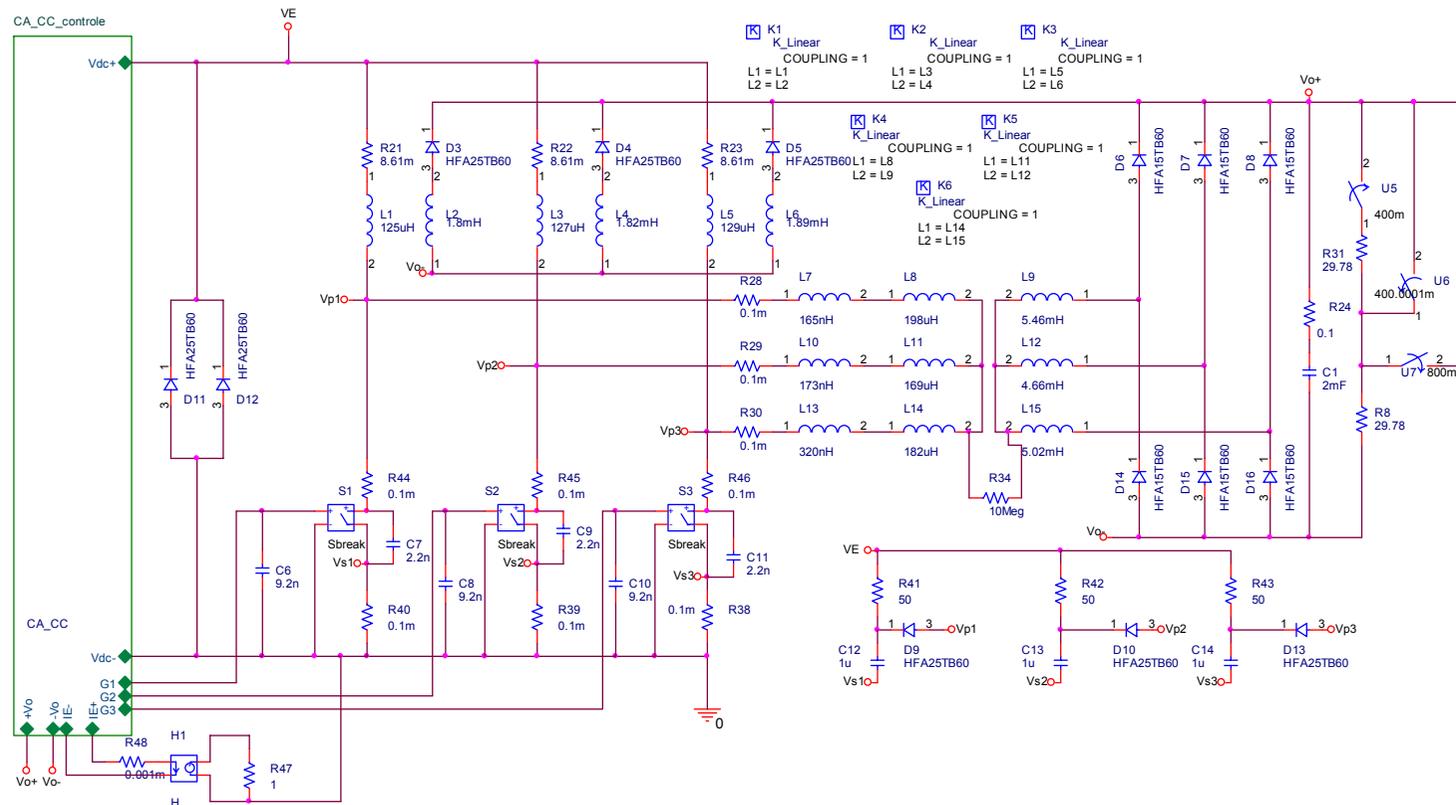
C2fv

Rcv

Rfv

APÊNDICE 3

DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DOS CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO E DA PLACA DE CONTROLE NO PROGRAMA ORCAD



Title		
Conversor CC-CC Elevador Trifásico com isolamento em Alta Freqüência		
Size	Document Number	Rev
A4	Circuito de Potência	03
Date:	Saturday, February 25, 2006	Sheet 1 of 1

Figura 8.19 – Esquemático de simulação do circuito de potência do conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta freqüência

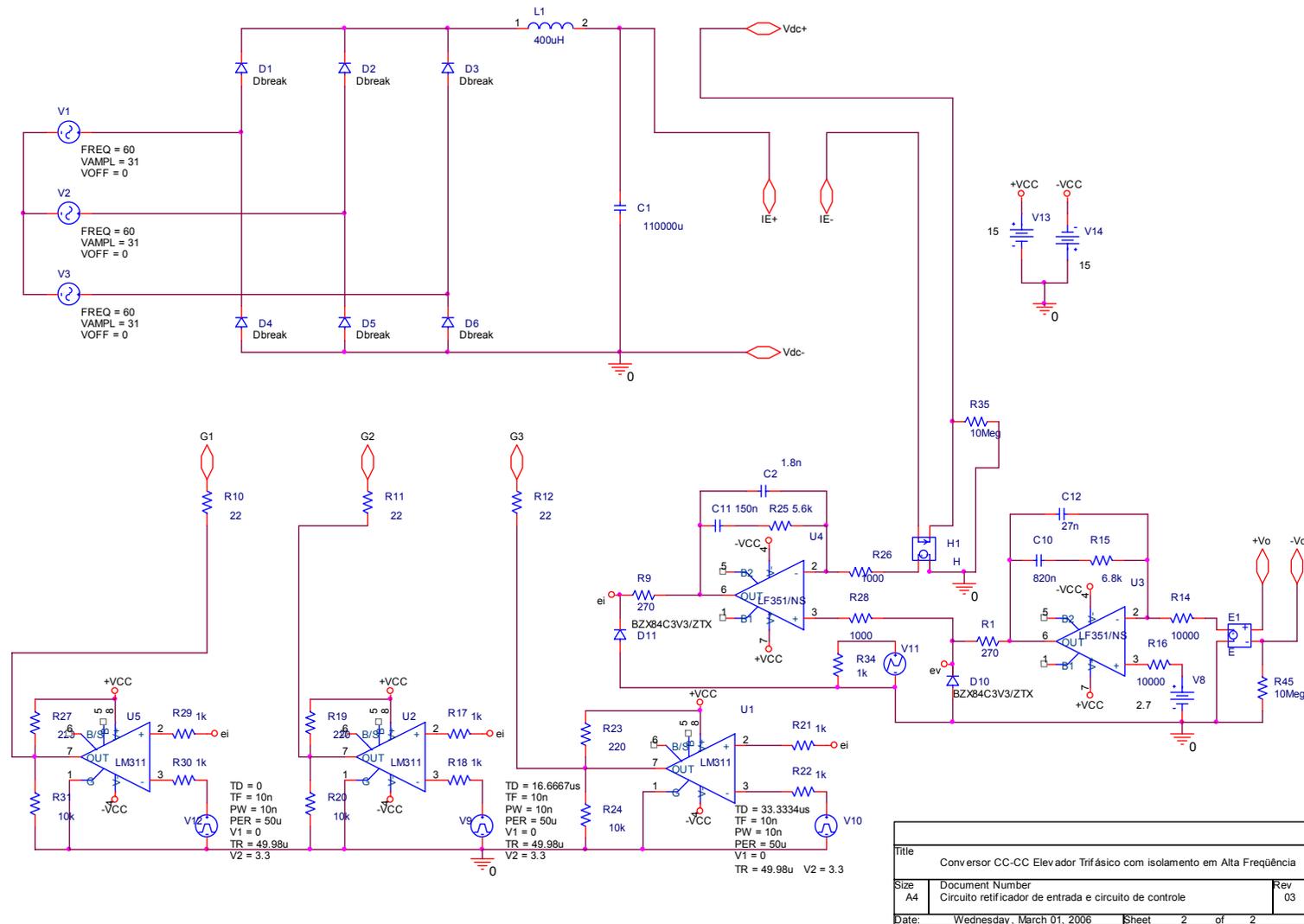


Figura 8.20 – Esquemático de simulação do conversor CA-CC e do circuito de controle do conversor

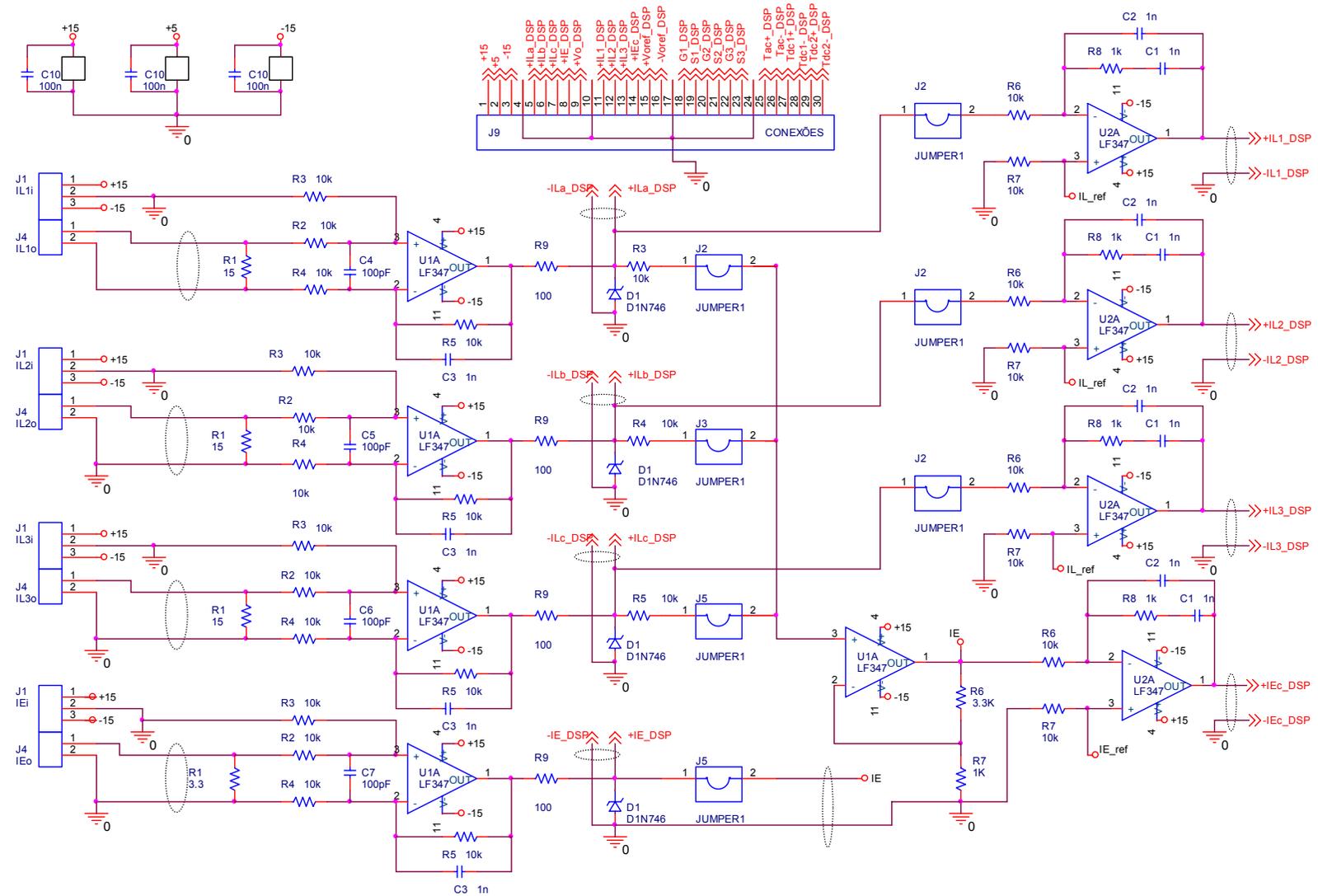


Figura 8.21- Circuitos de leitura das correntes dos indutores e compensadores de corrente

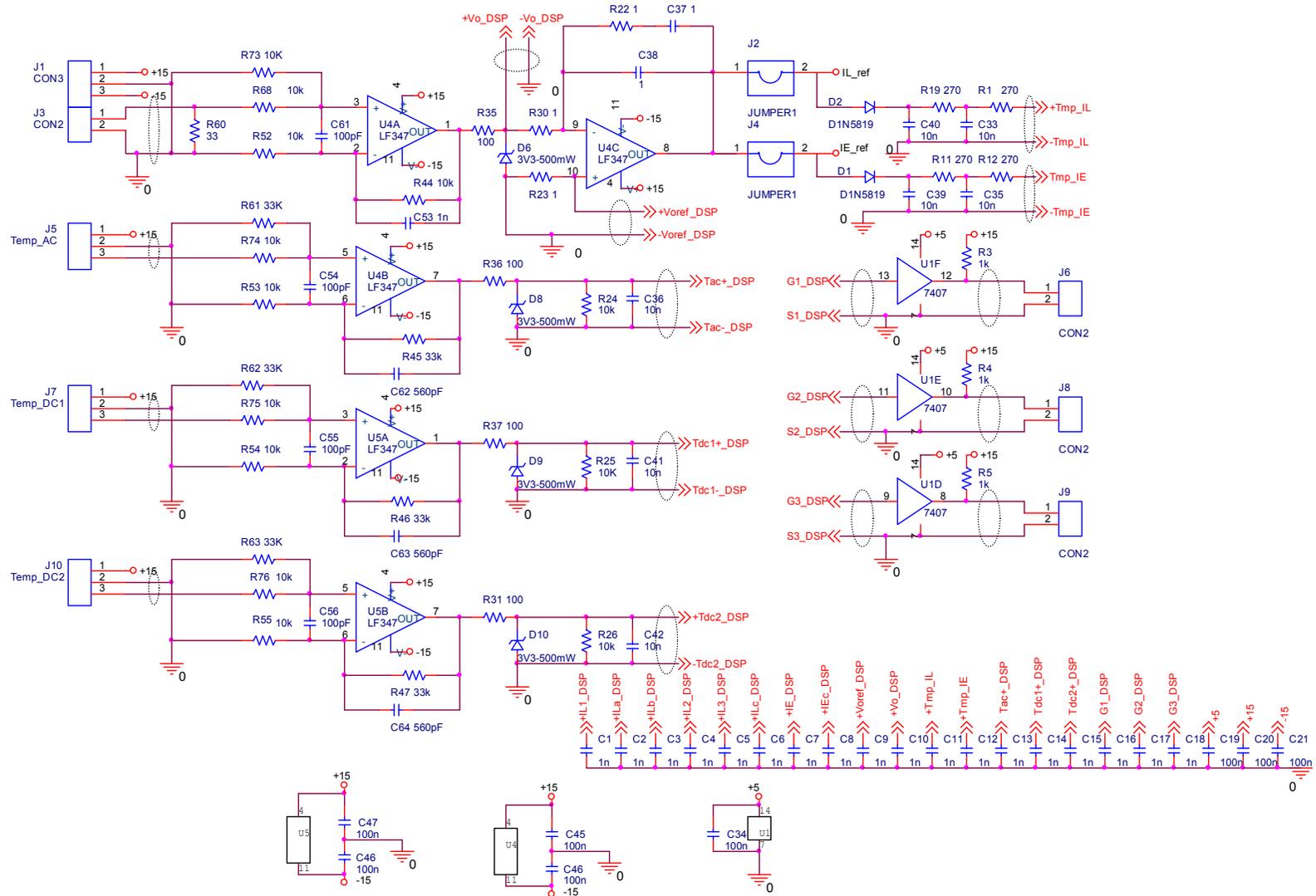


Figura 8.22 – Circuitos de leitura de temperatura e de tensão da saída e compensador de tensão