



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

ROMERO LEANDRO ANDERSEN

**CONVERSORES PUSH-PULL PWM CC-CC TRIFÁSICOS
ALIMENTADOS EM CORRENTE**

**Florianópolis/SC
2010**

ROMERO LEANDRO ANDERSEN

**CONVERSORES PUSH-PULL PWM CC-CC TRIFÁSICOS
ALIMENTADOS EM CORRENTE**

Tese submetida Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

**Florianópolis / SC
Agosto de 2010**

ROMERO LEANDRO ANDERSEN

**CONVERSORES PUSH-PULL PWM CC-CC TRIFÁSICOS
ALIMENTADOS EM CORRENTE**

“Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.”

Florianópolis, 06 de Agosto de 2010.

Prof. Roberto de Souza Salgado, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador - Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. João Onofre Pereira Pinto, Dr.
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

Prof. Demercil de Souza Oliveira, Dr.
Universidade Federal do Ceará

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

À minha esposa Silvia.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela saúde e força que tornaram possível a realização deste trabalho.

Aos meus pais, Valmor e Marilene, pelo amor e apoio incondicionais.

Ao meu irmão Ricardo (em memória), e às minhas irmãs Joyce e Jaqueline, por sempre me ajudarem e apoiarem, em todas as minhas realizações.

Ao Professor Ivo Barbi, por quem tenho grande estima e admiração, por todos os ensinamentos durante a realização deste trabalho, pela amizade e pelo exemplo profissional.

Aos demais professores do INEP, Arnaldo, Denizar, Fagundes, Hari, Kassick, Marcelo e Samir, pelas aulas e conhecimentos adquiridos.

Aos meus amigos de turma, André, Cícero e Telles, que me acompanharam desde o curso de mestrado e me ajudaram muito todos esses anos, pelo convívio e companheirismo.

Aos amigos que compartilharam a sala comigo, Jean, Mateus, Eduardo e Walbermark, pelo agradável convívio.

Ao Hugo, pela amizade e companheirismo.

À todos os brilhantes colegas do INEP, pelo convívio e por tornarem o ambiente de trabalho agradável.

Às funcionárias Patrícia, Regina e Clarisse, que prestaram apoio administrativo e suporte durante a realização desta tese.

Aos técnicos do INEP, Coelho e Pacheco, pela colaboração na parte experimental desta tese, pela competência.

Ao professor João Onofre Pereira Pinto, por aceitar ser relator desta tese e membro da banca examinadora, pelas valiosas contribuições.

Aos demais membros da banca, os professores Demercil de Souza Oliveira, Samir Ahmad Mussa e Marcelo Lobo Heldwein, pelas contribuições dadas para a elaboração do texto final.

Ao CNPq, à CAPES e à UFSC pelo apoio financeiro e estrutura oferecida.

À Silvia, minha querida esposa, companheira e incentivadora.

ANDERSEN, Romero Leandro. **Conversores Push-Pull PWM CC-CC trifásicos alimentados em corrente**. 2010. 316p. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

RESUMO

Nesta tese, um conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente e sua versão com grameamento ativo e comutação suave são propostos. Primeiramente, a topologia com grameamento passivo é estudada. Quando comparado com topologias monofásicas, este conversor CC-CC trifásico aumenta a densidade de potência, utiliza o núcleo magnético do transformador mais eficientemente, reduz os esforços nos interruptores e requer filtros menores já que estes são submetidos a uma frequência igual a três vezes a frequência de comutação. Além disso, esta topologia usa três interruptores ativos conectados à mesma referência, o que simplifica os circuitos de comando de gatilho. Depois disso, o conversor *Push-Pull* ZVS-PWM CC-CC trifásico alimentado em corrente com grameamento ativo é proposto como um aprimoramento à primeira topologia. Neste conversor, a técnica de grameamento ativo é empregada conectando o lado primário do transformador a uma ponte completa trifásica de interruptores e um capacitor de grameamento. Este circuito permite que a energia armazenada nas indutâncias de dispersão seja reutilizada, aumentando o rendimento do conversor. Utilizando-se parâmetros adequados, a comutação suave dos interruptores (ZVS) pode também ser obtida. A comutação suave melhora o rendimento do conversor, permite o uso de frequências de comutação maiores e reduz a interferência eletromagnética (EMI). Aplicações como sistemas de células a combustível, meios de transporte e fontes ininterruptas de energia são exemplos que podem se beneficiar das vantagens apresentadas por este conversor. São apresentados a análise teórica, um exemplo de projeto e resultados experimentais para um protótipo implementando essa topologia. O protótipo foi projetado para processar 4 kW em potência nominal com uma tensão de entrada de 120 V, uma tensão de saída de 400 V e uma frequência de comutação de 40 kHz.

Palavras-Chave: Conversores CC-CC, Grampeamento Ativo, Comutação Suave.

ANDERSEN, Romero Leandro. **Three-Phase Current-Fed Push-Pull PWM DC-DC Converters**. 2010. 316p. Thesis (Doctoral) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

ABSTRACT

In this thesis, a three-phase current-fed Push-Pull DC-DC converter and its version with active clamping and soft-switching are proposed. First, the topology with passive clamping is studied. When compared to single-phase topologies, this three-phase dc-dc converter increases the power density, uses the magnetic core of the transformer more efficiently, reduces the stresses on the switches and requires smaller filters since the input and output frequencies are three times higher than the switching frequency. To sum up, this topology uses three active switches connected to the same reference, which simplifies the gate drive circuitry. After this, the three-phase current-fed Push-Pull ZVS-PWM DC-DC converter with active clamping is proposed as an improvement to the first topology. In this converter, the active clamping technique is employed by connecting the primary side of the transformer to a three-phase full bridge of switches and a clamping capacitor. This circuit allows the energy from the leakage inductances to be reused, increasing the efficiency of the converter. If appropriate parameters are chosen, soft-switching of the switches (ZVS) can also be achieved. The soft-switching improves the efficiency even further, allows higher switching frequencies to be used and reduces the electromagnetic interference (EMI) significantly. Applications such as fuel cell systems, transportation and uninterruptable power supplies are some examples that can benefit from the advantages presented by this converter. The theoretical analysis, a design example and experimental results from a prototype implementing this topology are presented. The prototype was designed to process 4 kW at full load with an input voltage of 120 V, an output voltage of 400 V and a switching frequency of 40 kHz.

Keywords: DC-DC Converters, Active Clamping, Soft-Switching.

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 1

- Figura 1.1**– Conversor apresentado por Prasad, Ziogas e Manias, 1988 [1]. 44
- Figura 1.2** – Topologia utilizando seis interruptores ativos apresentada por Salazar e Ziogas, 1990 [2]..... 44
- Figura 1.3** – Topologia utilizando três interruptores ativos apresentada por Salazar e Ziogas, 1990 [2]..... 44
- Figura 1.4** – Conversor CC-CC trifásico com comutação suave apresentado por De Doncker, Divan e Kheraluwala, 1991 [3]. 45
- Figura 1.5** – Conversor CC-CC trifásico ZVS-PWM com comando assimétrico apresentado por Oliveira e Barbi, 2005 [8]. . 45
- Figura 1.6** – Conversor CC-CC trifásico ZVS-PWM com comando assimétrico associado a uma versão trifásica do retificador hybride apresentado por Oliveira e Barbi , 2005 [9]. 46
- Figura 1.7** – Conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência apresentado por Oliveira e Barbi, 2005 [10]. 46
- Figura 1.8** – Conversor CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo apresentado por Cha, Choi e Enjeti, 2008 [13]. 47
- Figura 1.9** – Conversor Boost trifásico isolado com grampeamento ativo apresentado por Cha, Choi e Han, 2008 [14]..... 47
- Figura 1.10** – Conversor isolado trifásico bidirecional com grampeamento ativo apresentado por Cha, Choi, Kim e Blasko, 2009 [15]. 47
- Figura 1.11** – Circuito do conversor CC–CC Push-Pull monofásico alimentado em corrente..... 48
- Figura 1.12** – Circuito do conversor Push-Pull CC–CC trifásico alimentado em corrente apresentado por Andersen e Barbi, 2009 [21]..... 49
- Figura 1.13** – Conversor Push-Pull ZVS-PWM CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo. 50

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 – Circuito do conversor Push-Pull CC–CC trifásico alimentado em corrente.	53
Figura 2.2 – Sinais de comando dos interruptores na região R2.	54
Figura 2.3 – Primeira etapa de operação.	55
Figura 2.4 – Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.	55
Figura 2.5 - Segunda etapa de operação.	56
Figura 2.6 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação. ...	56
Figura 2.7 - Terceira etapa de operação.	57
Figura 2.8 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação. ...	57
Figura 2.9 - Quarta etapa de operação.	58
Figura 2.10 - Circuito equivalente para a quarta etapa de operação. ...	58
Figura 2.11 - Quinta etapa de operação.	59
Figura 2.12 - Circuito equivalente para a quinta etapa de operação. ...	59
Figura 2.13 - Sexta etapa de operação.	60
Figura 2.14 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.	60
Figura 2.15 - Formas de onda para a região R2 no MCC.	61
Figura 2.16 - Circuito simplificado para a obtenção da relação entre as correntes de entrada e de saída do conversor.	62
Figura 2.17 - Circuito simplificado apresentando a definição da tensão $v_x(t)$	62
Figura 2.18 - Tensões e correntes de entrada e de saída e potência instantânea no MCC da região R2.	65
Figura 2.19 – Forma de onda da corrente $i_{Co}(t)$ desprezando a ondulação no indutor de entrada.	68
Figura 2.20 – Primeira etapa de operação.	70
Figura 2.21 – Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.	70
Figura 2.22 - Segunda etapa de operação.	71
Figura 2.23 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.	71
Figura 2.24 - Terceira etapa de operação.	72
Figura 2.25 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação. .	72
Figura 2.26 – Quarta etapa de operação.	73
Figura 2.27 – Circuito equivalente para a quarta etapa de operação.	73
Figura 2.28 – Quinta etapa de operação.	74
Figura 2.29 – Circuito equivalente para a quinta etapa de operação.	74
Figura 2.30 - Sexta etapa de operação.	75
Figura 2.31 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.	75
Figura 2.32 - Sétima etapa de operação.	76
Figura 2.33 - Circuito equivalente para a sétima etapa de operação.	76
Figura 2.34 - Oitava etapa de operação.	77

Figura 2.35 - Circuito equivalente para a oitava etapa de operação.....	77
Figura 2.36 - Nona etapa de operação.....	78
Figura 2.37 - Circuito equivalente para a nona etapa de operação.....	78
Figura 2.38 - Formas de onda para a região R2 no MCD.	79
Figura 2.39 - Tensões e correntes de entrada e de saída e potência instantânea no MCD da região R2.....	81
Figura 2.40 - Corrente de saída no MCD da região R2 com cargas (áreas) indicadas.	84
Figura 2.41 - Sinais de comando dos interruptores na região R3.....	88
Figura 2.42 - Primeira etapa de operação.....	89
Figura 2.43 - Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.	89
Figura 2.44 - Segunda etapa de operação.....	90
Figura 2.45 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.	90
Figura 2.46 - Terceira etapa de operação.	91
Figura 2.47 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação...	91
Figura 2.48 - Quarta etapa de operação.....	92
Figura 2.49 - Circuito equivalente para a quarta etapa de operação.....	92
Figura 2.50 - Quinta etapa de operação.....	93
Figura 2.51 - Circuito equivalente para a quinta etapa de operação.....	93
Figura 2.52 - Sexta etapa de operação.....	94
Figura 2.53 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.	94
Figura 2.54 - Formas de onda para a região R3 no MCC.....	95
Figura 2.55 - Tensões e correntes de entrada e de saída e potência instantânea no MCC da região R3.....	97
Figura 2.56 - Forma de onda da corrente $i_{Co}(t)$ desprezando a ondulação no indutor de entrada.	100
Figura 2.57 - Primeira etapa de operação.....	101
Figura 2.58 - Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.	102
Figura 2.59 - Segunda etapa de operação.....	102
Figura 2.60 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.	103
Figura 2.61 - Terceira etapa de operação.	103
Figura 2.62 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação.	104
Figura 2.63 - Quarta etapa de operação.....	104
Figura 2.64 - Circuito equivalente para a quarta etapa de operação...	105
Figura 2.65 - Quinta etapa de operação.....	105
Figura 2.66 - Circuito equivalente para a quinta etapa de operação...	106
Figura 2.67 - Sexta etapa de operação.....	106
Figura 2.68 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação. ...	107
Figura 2.69 - Sétima etapa de operação.	107

Figura 2.70 - Circuito equivalente para a sétima etapa de operação..	108
Figura 2.71 - Oitava etapa de operação.....	108
Figura 2.72 - Circuito equivalente para a oitava etapa de operação. .	109
Figura 2.73 – Nona etapa de operação.....	109
Figura 2.74 - Circuito equivalente para a nona etapa de operação. ...	110
Figura 2.75 - Formas de onda para a região R3 no MCD.	111
Figura 2.76 - Tensões e correntes de entrada e de saída e potência instantânea no MCD da região R3.	113
Figura 2.77 - Corrente de saída no MCD da região R3 com carga (área) indicada.	115
Figura 2.78 - Característica de saída do conversor Push-Pull CC–CC trifásico alimentado em corrente para $n=1$	119
Figura 2.79 - Característica de saída do conversor Push-Pull CC–CC trifásico alimentado em corrente para $n=1$ com pontos simulados.	120

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 - Circuito do conversor apresentando a convenção das tensões e correntes para dimensionamento do transformador.	122
Figura 3.2 - Formas de onda da tensão e da corrente para uma bobina primária e uma bobina secundária do transformador na região R2 no MCC.	123
Figura 3.3 - Forma de onda da corrente de saída para a região R2 no MCC com corrente no indutor livre de ondulação.	128
Figura 3.4 - Formas de onda da tensão e da corrente para uma bobina primária e uma bobina secundária do transformador na região R3 no MCC.	130
Figura 3.5 - Forma de onda da corrente de saída para a região R3 no MCC com corrente no indutor livre de ondulação.	134
Figura 3.6 - Ondulação da corrente de entrada parametrizada em função da razão cíclica.....	147
Figura 3.7 - Detalhe da conexão do indutor com enrolamento auxiliar de proteção.	148
Figura 3.8 - Forma de onda de $i_{Co}(t)$ para um terço do período de comutação na região R2 no MCC desprezando a ondulação de corrente na entrada do conversor.	154

Figura 3.9 - Forma de onda de $i_{C_o}(t)$ para um terço do período de comutação na região R3 no MCC desprezando a ondulação de corrente na entrada do conversor.	155
Figura 3.10 - Corrente eficaz relativa à I_o no capacitor de saída em função da razão cíclica.	157
Figura 3.11 - Formas de onda da tensão e da corrente para um diodo do grupo superior (D_1) e para um diodo do grupo inferior (D_4) na região R2 no MCC.....	162
Figura 3.12 - Formas de onda da tensão e da corrente para um diodo do grupo superior (D_1) e para um diodo do grupo inferior (D_4) na região R3 no MCC.....	163
Figura 3.13 – Circuito do conversor simulado sem indutância de dispersão do transformador.	184
Figura 3.14 - Tensão de entrada e tensão de saída simuladas.	184
Figura 3.15 - Detalhe da corrente no indutor simulada.	185
Figura 3.16 - Tensão numa bobina primária e tensão numa bobina secundária simuladas.	186
Figura 3.17 - Corrente numa bobina primária e corrente numa bobina secundária simuladas.	186
Figura 3.18 - Corrente no capacitor de saída simulada.	187
Figura 3.19 - Tensão no interruptor simulada.	187
Figura 3.20 - Tensões reversas num diodo do grupo superior (D_1) e num diodo do grupo inferior (D_4) simuladas.....	188
Figura 3.21 - Correntes num diodo do grupo superior (D_1) e num diodo do grupo inferior (D_4) simuladas.....	188
Figura 3.22 - Circuito simulado com indutância de dispersão no transformador e interruptores idealizados.	189
Figura 3.23 - Tensão num interruptor (S_1) com indutância de dispersão no transformador e interruptores idealizados.	190
Figura 3.24 - Circuito simulado com indutância de dispersão no transformador e interruptores com capacitância intrínseca.	190
Figura 3.25 - Tensão num interruptor (S_1) com indutância de dispersão no transformador e interruptores com capacitância intrínseca.	191

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 – Diagrama esquemático da placa de potência.	194
Figura 4.2 - Diagrama esquemático da placa de geração dos sinais... ..	195

Figura 4.3 - Sinais gerados por cada um dos microcontroladores.	196
Figura 4.4 - Foto da vista frontal do protótipo.....	197
Figura 4.5 - Foto da vista superior do protótipo.	197
Figura 4.6 - Tensão (C1: 50 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) na entrada do conversor com $D=0,8$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	198
Figura 4.7 - Tensão (C1: 200 V/div.) e corrente (C2: 2 A/div.) na saída do conversor com $D=0,8$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	199
Figura 4.8 - Tensão (C1: 500 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina primária do transformador com $D=0,8$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	199
Figura 4.9 - Tensão (C1: 500 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina secundária do transformador com $D=0,8$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	200
Figura 4.10 - Correntes nas bobinas primárias (C1, C2, C3: 5 A/div.) e tensão de saída (C4: 500 V/div.) com $D=0,8$. Base de tempo: 10 $\mu\text{s/div.}$	200
Figura 4.11 - Tensão (C1: 500 V/div.) no interruptor S_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina primária L_{p1} com $D=0,8$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	201
Figura 4.12 - Tensão (C1: 500 V/div.) no diodo D_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=0,8$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	201
Figura 4.13 - Tensão (C1: 500 V/div.) no diodo D_4 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=0,8$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	202
Figura 4.14 - Tensão (C1: 50 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) na entrada do conversor com $D=0,5$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	202
Figura 4.15 - Tensão (C1: 100 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) na saída do conversor com $D=0,5$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	203
Figura 4.16 - Tensão (C1: 200 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina primária do transformador com $D=0,5$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	203
Figura 4.17 - Tensão (C1: 100 V/div.) e corrente (C2: 10 A/div.) em uma bobina secundária do transformador com $D=0,5$. Base de tempo: 4 $\mu\text{s/div.}$	204
Figura 4.18 - Correntes nas bobinas primárias (C1, C2, C3: 10 A/div.) e tensão de saída (C4: 200 V/div.) com $D=0,5$. Base de tempo: 10 $\mu\text{s/div.}$	204

Figura 4.19 - Tensão (C1: 200 V/div.) no interruptor S_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina primária L_{p1} com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.	205
Figura 4.20 - Tensão (C1: 100 V/div.) no diodo D_1 e corrente (C2: 10 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.	205
Figura 4.21 - Tensão (C1: 100 V/div.) no diodo D_4 e corrente (C2: 10 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.	206
Figura 4.22 - Tensão (C1: 50 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) na entrada do conversor com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.	206
Figura 4.23 - Tensão (C1: 100 V/div.) e corrente (C2: 2 A/div.) na saída do conversor com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.	207
Figura 4.24 - Tensão (C1: 200 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina primária do transformador com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.	207
Figura 4.25 - Tensão (C1: 200 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina secundária do transformador com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.	208
Figura 4.26 - Correntes nas bobinas primárias (C1, C2, C3: 5 A/div.) e tensão de saída (C4: 500 V/div.) com $D=2/3$. Base de tempo: 10 μ s/div.	208
Figura 4.27 - Tensão (C1: 200 V/div.) no interruptor S_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina primária L_{p1} com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.	209
Figura 4.28 - Tensão (C1: 200 V/div.) no diodo D_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.	209
Figura 4.29 - Tensão (C1: 200 V/div.) no diodo D_4 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.	210

CAPÍTULO 5

Figura 5.1 - Circuito do conversor CC-CC trifásico do tipo Push-Pull, alimentado em corrente, com grameamento ativo e comutação suave.	212
--	-----

Figura 5.2 - Versão simplificada não-isolada do conversor Push-Pull trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo.....	213
Figura 5.3 - Primeira etapa de operação: (a) corrente negativa em L_{d1} , (b) corrente positiva em L_{d1}	214
Figura 5.4 - Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.	214
Figura 5.5 - Segunda etapa de operação.	215
Figura 5.6 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.	215
Figura 5.7 - Terceira etapa de operação: (a) corrente positiva em L_{d2} , (b) corrente negativa em L_{d2}	216
Figura 5.8 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação. .	217
Figura 5.9 - Quarta etapa de operação: (a) corrente negativa em L_{d2} , (b) corrente positiva em L_{d2}	218
Figura 5.10 - Circuito equivalente para a quarta etapa de operação. .	218
Figura 5.11 - Quinta etapa de operação.	219
Figura 5.12 - Circuito equivalente para a quinta etapa de operação. .	219
Figura 5.13 - Sexta etapa de operação: (a) corrente positiva em L_{d3} , (b) corrente negativa em L_{d3}	220
Figura 5.14 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.	221
Figura 5.15 - Sétima etapa de operação: (a) corrente negativa em L_{d3} , (b) corrente positiva em L_{d3}	222
Figura 5.16 - Circuito equivalente para a sétima etapa de operação..	222
Figura 5.17 - Oitava etapa de operação.....	223
Figura 5.18 - Circuito equivalente para a oitava etapa de operação. .	223
Figura 5.19 - Nona etapa de operação: (a) corrente positiva em L_{d1} , (b) corrente negativa em L_{d1}	224
Figura 5.20 - Circuito equivalente para a nona etapa de operação.	224
Figura 5.21 - Formas de onda para a região R3.....	226
Figura 5.22 - Formas de onda da tensão e da corrente sobre o indutor de entrada.....	232
Figura 5.23 - Carga de C_1' e descarga de C_1 durante o tempo morto.	233
Figura 5.24 - Característica de saída parcial (para a região R3) do conversor Push-Pull CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo para $n=1$	234

CAPÍTULO 6

Figura 6.1 - Circuito do conversor Push-Pull CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo

	apresentando a convenção das tensões e correntes para dimensionamento do transformador.	238
Figura 6.2	- Formas de onda da tensão e da corrente para uma bobina primária e uma bobina secundária do transformador na região R3 no MCC.	239
Figura 6.3	- Forma de onda da corrente no capacitor de saída para um terço do período de comutação.	250
Figura 6.4	- Formas de onda da tensão e da corrente para um interruptor do grupo inferior ou principal (S_1) e para um interruptor do grupo superior ou auxiliar (S_1').	253
Figura 6.5	- Formas de onda da tensão e da corrente para um diodo do grupo superior (D_1) e para um diodo do grupo inferior (D_4).	258
Figura 6.6	- Circuito do conversor simulado apenas com grampeamento ativo.	275
Figura 6.7	- Tensão de entrada, tensão de saída e tensão de grampeamento simuladas.	276
Figura 6.8	- Detalhe da corrente no indutor simulada.	276
Figura 6.9	- Tensão numa bobina primária e tensão numa bobina secundária simuladas.	277
Figura 6.10	- Corrente numa bobina primária e corrente numa bobina secundária simuladas.	277
Figura 6.11	- Corrente no capacitor de saída simulada.	278
Figura 6.12	- Tensões num interruptor do grupo inferior (S_1) e num interruptor do grupo superior (S_1') simuladas.	278
Figura 6.13	- Tensões reversas num diodo do grupo superior (D_1) e num diodo do grupo inferior (D_4) simuladas.	279
Figura 6.14	- Correntes num diodo do grupo superior (D_1) e num diodo do grupo inferior (D_4) simuladas.	279
Figura 6.15	- Circuito simulado para verificação da comutação suave.	280
Figura 6.16	- Detalhe da entrada em condução de S_1	281
Figura 6.17	- Detalhe do bloqueio de S_1	282
Figura 6.18	- Detalhe da entrada em condução de S_1'	282
Figura 6.19	- Detalhe do bloqueio de S_1'	283

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 2

Tabela 2.1 – Região R1 (proibida) e regiões de operação do conversor.	54
Tabela 2.2 – Valores da tensão $v_x(t)$ no MCC da região R2 a cada etapa de operação.	63
Tabela 2.3 – Valores das correntes indicadas nas formas de onda.	65
Tabela 2.4 – Valores da tensão $v_x(t)$ no MCD da região R2 a cada etapa de operação.	80
Tabela 2.5 – Valores das correntes indicadas nas formas de onda.	81
Tabela 2.6 – Valores da tensão $v_x(t)$ no MCC da região R3 a cada etapa de operação.	96
Tabela 2.7 – Valores das correntes indicadas nas formas de onda.	97
Tabela 2.8 – Valores da tensão $v_x(t)$ no MCD da região R3 a cada etapa de operação.	112
Tabela 2.9 – Resumo das equações necessárias no traçado da característica de saída.	118

CAPÍTULO 3

Tabela 3.1 - Resumo dos esforços no transformador.	135
Tabela 3.2 - Especificações do Conversor Push-Pull CC-CC Trifásico Alimentado em Corrente.	169
Tabela 3.3 - Dados do núcleo NC-100/57/25 da Thornton.	172
Tabela 3.4 – Coeficientes de perdas para o material IP12 da Thornton.	172
Tabela 3.5 - Dados do fio de cobre AWG27.	173
Tabela 3.6 - Dados do núcleo NEE-76 da Thornton.	176
Tabela 3.7 - Principais dados do capacitor eletrolítico B43511A5158M000 da EPCOS.	179
Tabela 3.8 - Principais dados IGBT IRG4PF50WPbF da International Rectifier.	180
Tabela 3.9 - Principais dados do diodo MUR860 da Fairchild Semiconductor.	182

CAPÍTULO 6

Tabela 6.1 - Resumo dos esforços no transformador.	246
Tabela 6.2 - Especificações do Conversor Push-Pull ZVS-PWM CC-CC Trifásico Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo.	261
Tabela 6.3 - Dados do núcleo NEE-65/33/26 da Thornton.	267
Tabela 6.4 - Principais dados do capacitor eletrolítico B43501B2108M000 da EPCOS.	270
Tabela 6.5 - Principais dados MOSFET CoolMOS SPW47N60C3 da Infineon.	272

SIMBOLOGIA

Símbolos Utilizados em Equações Matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
A	Área sob a forma de onda da corrente.	A.s
A_1	Área sob a forma de onda da corrente durante a primeira etapa de operação.	A.s
A_2	Área sob a forma de onda da corrente durante a segunda etapa de operação.	A.s
A_e	Área efetiva da perna central do núcleo.	cm ²
$A_e A_w$	Produto das áreas da perna central do núcleo e da janela do carretel.	cm ⁴
A_p	Área ocupada por uma bobina primária na janela do carretel.	cm ²
A_w	Área da janela do carretel.	cm ²
$A w_{\min}$	Área ocupada pelos enrolamentos na janela do carretel.	cm ²
b	Base para cálculo da área sob a forma de onda da corrente.	s
B_{\max}	Máxima densidade de fluxo magnético.	T
b_1	Base para cálculo da área sob a forma de onda da corrente durante a primeira etapa de operação.	s
b_2	Base para cálculo da área sob a forma de onda da corrente durante a segunda etapa de operação.	s
C_o	Capacitância do capacitor de saída.	F
D	Razão cíclica.	
d_{\max}	Diâmetro máximo do condutor para bom aproveitamento.	cm
E_{ts}	Perda total de energia na comutação.	J
f_s	Frequência de comutação.	Hz
h	Altura para cálculo da área sob a forma de onda da corrente.	A
H	Campo magnético.	A/m
h_1	Altura para cálculo da área sob a forma de onda da corrente durante a primeira etapa de operação.	A

Símbolo	Significado	Unidade
h_2	Altura para cálculo da área sob a forma de onda da corrente durante a segunda etapa de operação.	A
I	Corrente elétrica.	A
i_{C1}	Corrente no capacitor C_1 .	A
i_{C1}'	Corrente no capacitor C_1' .	A
I_{Cgmed}	Corrente média no capacitor C_g .	A
i_{Co}	Corrente no capacitor de saída.	A
i_{Co_1}	Corrente no capacitor de saída durante a primeira etapa.	A
i_{Co_2}	Corrente no capacitor de saída durante a segunda etapa.	A
i_{Co_3}	Corrente no capacitor de saída durante a terceira etapa.	A
I_{Coef}	Corrente eficaz no capacitor de saída.	A
$\overline{I_{Coef}}$	Corrente eficaz relativa a I_o no capacitor de saída.	
i_D	Corrente no diodo.	A
I_{Def}	Corrente eficaz em um diodo.	A
I_{Dmed}	Corrente média em um diodo.	A
I_{D1ef}	Corrente eficaz em um diodo do grupo superior.	A
I_{D4ef}	Corrente eficaz em um diodo do grupo inferior.	A
I_{D1max}	Corrente máxima em um diodo do grupo superior.	A
I_{D4max}	Corrente máxima em um diodo do grupo inferior.	A
I_{D1med}	Corrente média em um diodo do grupo superior.	A
I_{D4med}	Corrente média em um diodo do grupo inferior.	A
i_L	Corrente no indutor.	A
I_L	Corrente média no indutor.	A
$I_{Ld1(0)}$	Corrente I_{Ld1} no início de uma etapa.	A
$I_{Ld1(1)}$	Corrente I_{Ld1} no final de uma etapa.	A
$I_{Ld2(0)}$	Corrente I_{Ld2} no início de uma etapa.	A
$I_{Ld2(1)}$	Corrente I_{Ld2} no final de uma etapa.	A
$I_{Ld3(0)}$	Corrente I_{Ld3} no início de uma etapa.	A

Símbolo	Significado	Unidade
$I_{Ld3(1)}$	Corrente I_{Ld3} no final de uma etapa.	A
I_{Lef}	Corrente eficaz no indutor.	A
I_{Lmax}	Corrente máxima no indutor.	A
I_{Lmin}	Corrente mínima no indutor.	A
i_{Lp1_1}	Corrente na bobina primária L_{p1} durante a primeira etapa.	A
i_{Lp1_258}	Corrente na bobina primária L_{p1} durante a segunda, quinta e oitava etapas.	A
i_{Lp1_36}	Corrente na bobina primária L_{p1} durante a terceira e sexta etapas.	A
i_{Lp1_47}	Corrente na bobina primária L_{p1} durante a quarta e sétima etapas.	A
i_{Lp1_9}	Corrente na bobina primária L_{p1} durante a nona etapa.	A
I_{Lp1ef}	Corrente eficaz em uma bobina primária do transformador.	A
I_{Lp1med}	Corrente média em uma bobina primária do transformador.	A
i_{Ls1_1}	Corrente na bobina secundária L_{p1} durante a primeira etapa.	A
i_{Ls1_36}	Corrente na bobina secundária L_{p1} durante a terceira e sexta etapas.	A
i_{Ls1_47}	Corrente na bobina secundária L_{p1} durante a quarta e sétima etapas.	A
i_{Ls1_9}	Corrente na bobina secundária L_{p1} durante a nona etapa.	A
I_{Ls1ef}	Corrente eficaz em uma bobina secundária do transformador.	A
i_o, I_o	Corrente de saída.	A
$\overline{I_o}$	Corrente de saída parametrizada	
$\overline{I_{oL}}$	Corrente de saída parametrizada do limite de descontinuidade.	
$\overline{I_{oLmax}}$	Valor máximo de $\overline{I_{oL}}$	
I_{o1}	Corrente de saída durante a primeira etapa de operação.	A
I_{o1min}	Corrente mínima de saída durante a primeira etapa de operação.	A
I_{o1max}	Corrente máxima de saída durante a primeira	A

Símbolo	Significado	Unidade
	etapa de operação.	
I_{o2}	Corrente de saída durante a segunda etapa de operação.	A
I_{o2min}	Corrente mínima de saída durante a segunda etapa de operação.	A
I_{o2max}	Corrente máxima de saída durante a segunda etapa de operação.	A
I_{o_max}	Corrente máxima de saída.	A
i_{Ro}, I_{Ro}	Corrente no resistor de carga.	A
i_S	Corrente no interruptor.	A
i_{S1_1}	Corrente no interruptor S_1 durante a segunda metade da primeira etapa.	A
i_{S1_258}	Corrente no interruptor S_1 durante a segunda, quinta e oitava etapas.	A
i_{S1_36}	Corrente no interruptor S_1 durante a terceira e sexta etapas.	A
i_{S1_47}	Corrente no interruptor S_1 durante a quarta e sétima etapas.	A
I_{S1ef}	Corrente eficaz em um interruptor do grupo inferior.	A
$I_{S1'ef}$	Corrente eficaz em um interruptor do grupo superior.	A
I_{S1max}	Corrente máxima em um interruptor do grupo inferior.	A
$I_{S1'max}$	Corrente máxima em um interruptor do grupo superior.	A
I_{S1med}	Corrente média em um interruptor do grupo inferior.	A
$I_{S1'med}$	Corrente média em um interruptor do grupo superior.	A
I_{Sef}	Corrente eficaz no interruptor.	A
I_{Smax}	Corrente máxima no interruptor.	A
I_{Smed}	Corrente média no interruptor.	A
$I_{S(ON)}$	Corrente no interruptor enquanto está em condução.	A
J	Densidade de corrente elétrica.	A/cm ²
J_{max}	Densidade máxima de corrente elétrica.	A/cm ²
K_f	Coefficiente de perdas por correntes parasitas.	
K_h	Coefficiente de perdas por histerese.	

Símbolo	Significado	Unidade
k_p	Fator de ocupação da janela do carretel por uma bobina primária.	
k_w	Fator de ocupação da janela do carretel.	
L	Indutância.	H
$l_{chicote_L}$	Comprimento do chicote do enrolamento principal do indutor.	cm
$l_{chicote_Laux}$	Comprimento do chicote do enrolamento auxiliar do indutor.	cm
$l_{chicote_p}$	Comprimento do chicote de uma bobina primária.	cm
$l_{chicote_s}$	Comprimento do chicote de uma bobina secundária.	cm
l_e	Comprimento magnético efetivo do núcleo.	cm
l_g	Comprimento do entreferro para cada uma das pernas laterais.	cm
l_{me}	Comprimento médio de uma espira.	cm
n	Relação de transformação.	
N	Número de espiras.	
N_L	Número de espiras do enrolamento principal do indutor.	
N_{Laux}	Número de espiras do enrolamento auxiliar do indutor.	
N_p	Número de espiras de uma bobina primária do transformador.	
N_s	Número de espiras de uma bobina secundária do transformador.	
n_{cond_L}	Número de condutores em paralelo no enrolamento principal do indutor.	
n_{cond_Laux}	Número de condutores em paralelo no enrolamento auxiliar do indutor.	
n_{cond_p}	Número de condutores em paralelo numa bobina primária.	
n_{cond_s}	Número de condutores em paralelo numa bobina secundária.	
p	Potência instantânea.	W
P_{cobre_L}	Perdas Joule (no cobre) no indutor.	W
P_{cobre_T}	Perdas Joule (no cobre) no transformador.	W
P_{com_S}	Perdas de comutação no interruptor.	W
P_{com_D}	Perdas de comutação no diodo.	W

Símbolo	Significado	Unidade
P_{cond_D}	Perdas em condução no diodo.	W
P_{cond_S}	Perdas em condução no interruptor.	W
p_i	Potência instantânea de entrada.	W
P_i	Potência de entrada.	W
P_{nucleo_L}	Perdas magnéticas no núcleo do indutor.	W
P_{nucleo_T}	Perdas magnéticas no núcleo do transformador.	W
p_o	Potência instantânea de saída.	W
P_o	Potência nominal de saída.	W
P_{totais_L}	Perdas totais no indutor.	W
P_{totais_T}	Perdas totais no transformador.	W
P_{totais_D}	Perdas totais no diodo.	W
P_{totais_D1}	Perdas totais em um diodo do grupo superior.	W
P_{totais_D4}	Perdas totais em um diodo do grupo inferior.	W
P_{totais_6D}	Perdas totais nos seis diodos do conversor.	W
P_{totais_S}	Perdas totais no interruptor.	W
P_{totais_3S}	Perdas totais nos três interruptores do conversor.	W
P_{totais_6S}	Perdas totais nos seis interruptores do conversor.	W
P_{totais_Sinf}	Perdas totais nos interruptores inferiores do conversor.	W
P_{totais_Ssup}	Perdas totais nos interruptores superiores do conversor.	W
q	Ganho estático do conversor.	
q_{Lmax}	Ganho estático para o qual $\overline{I_{oL}}$ é máximo.	
Q_{RR}	Carga de recuperação reversa máxima do diodo.	C
R_{cobre_L}	Resistência do cobre do enrolamento principal do indutor.	Ω
R_{cobre_p}	Resistência do cobre de uma bobina primária.	Ω
R_{cobre_s}	Resistência do cobre de uma bobina secundária.	Ω
$R_{DS(ON)}$	Resistência em condução do MOSFET.	Ω
R_o	Resistência de carga.	Ω
R_{se_max}	Resistência série-equivalente máxima do capacitor.	Ω
r_i	Resistência série do diodo.	Ω
R_{th_cd}	Resistência térmica cápsula-dissipador.	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Símbolo	Significado	Unidade
R_{th_da}	Resistência térmica dissipador-ambiente.	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th_da_max}$	Resistência térmica dissipador-ambiente máxima.	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{th_ja}	Resistência térmica junção-ambiente.	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th_ja_max}$	Resistência térmica junção-ambiente máxima.	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{th_jc}	Resistência térmica junção-cápsula.	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Rt_{nucleo_L}	Resistência térmica do núcleo do indutor.	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
S_{cobre}	Área de cobre da seção do fio.	cm^2
S_{e_p}	Área de seção do chicote para uma bobina primária.	cm^2
S_{e_s}	Área de seção do chicote para uma bobina secundária.	cm^2
S_{e_L}	Área de seção do chicote do enrolamento principal do indutor.	cm^2
$S_{isolado}$	Área da seção do fio com isolamento.	cm^2
S_p	Potência aparente total no primário do transformador.	VA
S_s	Potência aparente total no secundário do transformador.	VA
t	Tempo.	s
T_a	Temperatura ambiente.	$^{\circ}\text{C}$
t_d	Tempo morto.	s
t_f	Tempo de descida.	s
T_{j_desej}	Temperatura de junção máxima desejada.	$^{\circ}\text{C}$
T_{j_final}	Temperatura final da junção.	$^{\circ}\text{C}$
t_r	Tempo de subida.	s
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa máximo do diodo.	s
T_s	Período de comutação.	s
v_{C1}	Tensão sobre o capacitor C_1 .	V
v_{C1}'	Tensão sobre o capacitor C_1' .	V
$V_{CE(ON)}$	Tensão coletor-emissor de saturação.	V
V_{Cg}	Tensão de grameamento.	V
V_{Drmax}	Tensão máxima reversa no diodo.	V
V_e	Volume efetivo do núcleo.	cm^3
V_F	Tensão direta de condução no diodo.	V
V_i	Tensão de entrada do conversor.	V
v_L	Tensão sobre o indutor.	V
V_{Ld1}	Tensão sobre a indutância L_{d1} .	V

Símbolo	Significado	Unidade
V_{Ld2}	Tensão sobre a indutância L_{d2} .	V
V_{Ld3}	Tensão sobre a indutância L_{d3} .	V
V_{Lmed}	Tensão média no indutor.	V
V_{Lp1}	Tensão sobre a bobina L_{p1} .	V
V_{Lp2}	Tensão sobre a bobina L_{p2} .	V
V_{Lp3}	Tensão sobre a bobina L_{p3} .	V
V_{Lp1ef}	Tensão eficaz em uma bobina primária do transformador.	V
V_{Ls1ef}	Tensão eficaz em uma bobina secundária do transformador.	V
V_m	Tensão magnetizante.	V
V_o	Tensão de saída do conversor.	V
V_o'	Tensão de saída referida ao lado primário do transformador.	V
v_s	Tensão sobre o interruptor.	V
V_{Smax}	Tensão máxima no interruptor.	V
$V_{S(OFF)}$	Tensão sobre o interruptor enquanto está bloqueado.	V
v_x	Tensão entre o ponto médio do estrela primário e a referência	V
δ	Comprimento total do entreferro.	cm
Δ	Profundidade de penetração.	cm
ΔB	Varição da densidade de fluxo magnético.	T
ΔI_{Co}	Varição da corrente no capacitor de saída.	A
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor.	A
$\overline{\Delta I_L}$	Ondulação de corrente parametrizada no indutor.	
ΔI_{Ld1}	Varição da corrente na indutância L_{d1} .	A
ΔI_{Ld2}	Varição da corrente na indutância L_{d2} .	A
ΔI_{Ld3}	Varição da corrente na indutância L_{d3} .	A
Δt	Varição do tempo.	s
Δt_1	Duração da primeira etapa de operação.	s
Δt_2	Duração da segunda etapa de operação.	s
Δt_3	Duração da terceira etapa de operação.	s
ΔV_o	Varição da tensão de saída do conversor.	V
$\Delta \phi$	Varição do fluxo magnético.	Wb
η	Rendimento esperado do conversor.	
μ_0	Permeabilidade do ar.	H/m
ρ_{fio}	Resistividade do fio para 100°C.	Ω/cm

Símbolo	Significado	Unidade
ϕ	Fluxo magnético.	Wb

Símbolos Usados para Referenciar Elementos de Circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
<i>C</i>	Capacitor
<i>D</i>	Diodo
<i>L</i>	Indutor
<i>L_p</i>	Bobina primária do transformador
<i>L_s</i>	Bobina secundária do transformador
<i>R</i>	Resistor
<i>S</i>	Interruptor

Acrônimos e abreviaturas

	<i>Significado</i>
CA	Corrente Alternada.
CaC	Célula a Combustível.
CaCs	Células a Combustível.
CC	Corrente Contínua.
CC–CC	Corrente Contínua – Corrente Contínua.
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada. (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor. (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso. (<i>Pulse Width Modulation</i>)
ZVS	Comutação sob Tensão Nula. (<i>Zero-Voltage Switching</i>)

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	41
CAPÍTULO 1 - CONVERSÃO CC-CC TRIFÁSICA E PROPOSTA DA TESE	43
1.1 INTRODUÇÃO	43
1.2 CONVERSÃO CC-CC TRIFÁSICA	43
1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO	48
1.4 CONCEPÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA	48
1.5 CONCLUSÃO.....	51
CAPÍTULO 2 - ANÁLISE E OBTENÇÃO DA CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE.....	53
2.1 INTRODUÇÃO	53
2.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR.....	53
2.3 OPERAÇÃO NA REGIÃO R2 NO MCC.....	54
2.3.1 Etapas de Operação	55
2.3.2 Formas de Onda	60
2.3.3 Relação Entre as Correntes de Entrada e de Saída	62
2.3.4 Ganho Estático	65
2.3.5 Cálculo da Indutância de Entrada.....	66
2.3.6 Cálculo da Capacitância de Saída	67
2.4 OPERAÇÃO NA REGIÃO R2 NO MCD.....	69
2.4.1 Etapas de Operação	69
2.4.2 Formas de Onda	78
2.4.3 Relação Entre as Correntes de Entrada e de Saída	79
2.4.4 Ganho Estático	82
2.5 LIMITE DA DESCONTINUIDADE DA REGIÃO R2	86
2.6 OPERAÇÃO NA REGIÃO R3 NO MCC.....	88
2.6.1 Etapas de Operação	88
2.6.2 Formas de Onda	94
2.6.3 Relação Entre as Correntes de Entrada e de Saída	94
2.6.4 Ganho Estático	97
2.6.5 Cálculo da Indutância de Entrada.....	99
2.6.6 Cálculo da Capacitância de Saída	100
2.7 OPERAÇÃO NA REGIÃO R3 NO MCD.....	101
2.7.1 Etapas de Operação	101

2.7.2 Formas de Onda	110
2.7.3 Relação Entre as Correntes de Entrada e de Saída.....	110
2.7.4 Ganho Estático	112
2.8 LIMITE DA DESCONTINUIDADE DA REGIÃO R3	117
2.9 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA.....	118
2.10 CONCLUSÃO	120

CAPÍTULO 3 - DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE NO MCC..... 121

3.1 INTRODUÇÃO	121
3.2 CÁLCULOS PRELIMINARES	121
3.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR.....	122
3.3.1 Relação de Transformação.....	123
3.3.2 Tensões e Correntes nos Enrolamentos na Região R2 no MCC	123
3.3.3 Potências Aparentes Totais nos Enrolamentos na Região R2 no MCC	128
3.3.4 Tensões e Correntes nos Enrolamentos na Região R3 no MCC	129
3.3.5 Potências Aparentes Totais nos Enrolamentos na Região R3 no MCC	134
3.3.6 Resumo dos Esforços no Transformador	135
3.3.7 Projeto Físico do Transformador	136
3.3.8 Cálculo de Perdas no Transformador	144
3.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR.....	145
3.4.1 Cálculo da Indutância de Entrada	145
3.4.2 Ondulação da Corrente de Entrada	146
3.4.3 Projeto Físico do Indutor.....	147
3.4.4 Cálculo de Perdas no Indutor	151
3.4.5 Cálculo Térmico.....	151
3.5 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA.....	152
3.5.1 Cálculo da Capacitância de Saída	152
3.5.2 Resistência Série-Equivalente Máxima.....	153
3.5.3 Corrente Eficaz no Capacitor	154
3.6 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES.....	157
3.6.1 Tensão Máxima nos Interruptores.....	158
3.6.2 Corrente Máxima nos Interruptores	158
3.6.3 Corrente Média nos Interruptores	158
3.6.4 Corrente Eficaz nos Interruptores	159
3.6.5 Cálculo de Perdas nos Interruptores.....	159
3.6.6 Cálculo Térmico.....	160

3.7 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS	161
3.7.1 Tensão Reversa Máxima nos Diodos	161
3.7.2 Corrente Máxima nos Diodos.....	162
3.7.3 Corrente Média nos Diodos.....	164
3.7.4 Corrente Eficaz nos Diodos.....	166
3.7.5 Cálculo de Perdas nos Diodos	168
3.7.6 Cálculo Térmico.....	169
3.8 EXEMPLO NUMÉRICO DE PROJETO.....	169
3.8.1 Cálculos Preliminares.....	170
3.8.2 Dimensionamento do Transformador.....	170
3.8.3 Dimensionamento do Indutor.....	175
3.8.4 Dimensionamento do Capacitor de Saída.....	178
3.8.5 Dimensionamento dos Interruptores	179
3.8.6 Dimensionamento dos Diodos.....	181
3.9 SIMULAÇÕES DO CONVERSOR	183
3.9.1 Simulações sem Indutância de Dispersão.....	184
3.9.2 Simulações com Indutância de Dispersão	189
3.10 CONCLUSÃO.....	191

**CAPÍTULO 4 - MPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS
EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC
TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE..... 193**

4.1 INTRODUÇÃO	193
4.2 CIRCUITO IMPLEMENTADO E APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO..	193
4.2.1 Circuito Implementado.....	193
4.2.2 Geração dos Sinais de Comando	195
4.2.3 Fotos do Protótipo	197
4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	198
4.3.1 Operação na Região R3.....	198
4.3.2 Operação na Região R2.....	202
4.3.3 Operação Entre R2 e R3.....	206
4.4 CONCLUSÃO.....	210

**CAPÍTULO 5 - ANÁLISE E OBTENÇÃO DA
CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR PUSH-PULL
ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE
COM GRAMPEAMENTO ATIVO OPERANDO NA
REGIÃO R3**

5.1 INTRODUÇÃO	211
5.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR COM GRAMPEAMENTO ATIVO	211

5.3 OPERAÇÃO NA REGIÃO R3	213
5.3.1 Etapas de Operação	213
5.3.2 Formas de Onda	225
5.3.3 Tensões Sobre as Indutâncias e a Duração de Cada Etapa.....	225
5.3.4 Ganho Estático	230
5.3.5 Cálculo da Indutância de Entrada	231
5.3.6 Análise da Comutação	232
5.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA PARCIAL (PARA A REGIÃO R3).....	234
5.5 CONCLUSÃO	235

**CAPÍTULO 6 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR
PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM
CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO NA REGIÃO R3
NO MCC**

6.1 INTRODUÇÃO	237
6.2 CÁLCULOS PRELIMINARES	237
6.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR	237
6.3.1 Relação de Transformação	237
6.3.2 Tensões e Correntes nos Enrolamentos na Região R3 no MCC	238
6.3.3 Potências Aparentes Totais nos Enrolamentos na Região R3 no MCC	244
6.3.4 Resumo dos Esforços no Transformador	245
6.3.5 Projeto Físico do Transformador	246
6.3.6 Cálculo de Perdas no Transformador	248
6.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR.....	248
6.4.1 Cálculo da Indutância de Entrada	248
6.4.2 Ondulação da Corrente de Entrada	249
6.4.3 Projeto Físico do Indutor.....	249
6.4.4 Cálculo de Perdas no Indutor	249
6.4.5 Cálculo Térmico.....	249
6.5 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA.....	249
6.5.1 Resistência Série-Equivalente Máxima.....	249
6.5.2 Corrente Eficaz no Capacitor	250
6.6 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO.....	251
6.7 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE COMUTAÇÃO	252
6.8 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES	252
6.8.1 Tensão Máxima nos Interruptores.....	253
6.8.2 Corrente Máxima nos Interruptores	253
6.8.3 Corrente Média nos Interruptores	254
6.8.4 Corrente Eficaz nos Interruptores	255

6.8.5 Cálculo de Perdas nos Interruptores	256
6.8.6 Cálculo Térmico	257
6.9 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS	258
6.9.1 Tensão Reversa Máxima nos Diodos	258
6.9.2 Corrente Máxima nos Diodos.....	259
6.9.3 Corrente Média nos Diodos.....	259
6.9.4 Corrente Eficaz nos Diodos.....	260
6.9.5 Cálculo de Perdas nos Diodos	261
6.9.6 Cálculo Térmico	261
6.10 EXEMPLO NUMÉRICO DE PROJETO.....	261
6.10.1 Cálculos Preliminares.....	261
6.10.2 Dimensionamento do Transformador.....	262
6.10.3 Dimensionamento do Indutor	266
6.10.4 Dimensionamento do Capacitor de Saída.....	269
6.10.5 Dimensionamento do Capacitor de Grampeamento	270
6.10.6 Dimensionamento dos Capacitores de Comutação	270
6.10.7 Dimensionamento dos Interruptores	271
6.10.8 Dimensionamento dos Diodos.....	273
6.11 SIMULAÇÕES DO CONVERSOR	274
6.11.1 Simulações Apenas com Grampeamento Ativo	274
6.11.2 Simulações com Grampeamento Ativo e Comutação ZVS.....	280
6.12 CONCLUSÃO.....	283
CAPÍTULO 7 - IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO	285
7.1 INTRODUÇÃO	285
7.2 CIRCUITO IMPLEMENTADO E APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO.	285
7.2.1 Circuito Implementado.....	285
7.2.2 Geração dos Sinais de Comando	288
7.2.3 Fotos do Protótipo	289
7.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	290
7.4 CONCLUSÃO.....	296
CONCLUSÃO GERAL	297
REFERÊNCIAS	299
APENDICE A – LISTAS DE COMPONENTES DO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE	303

APÊNDICE B – PROGRAMAS UTILIZADOS NA GERAÇÃO DOS SINAIS NO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE.....	305
APÊNDICE C – LISTAS DE COMPONENTES DO CONVERSOR PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO	311
APÊNDICE D – PROGRAMAS UTILIZADOS NA GERAÇÃO DOS SINAIS NO CONVERSOR PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO	315

INTRODUÇÃO GERAL

A crescente demanda por energia, o crescente preço do petróleo e os problemas ambientais advindos do seu uso vêm encorajando o uso e o desenvolvimento de fontes renováveis. A tendência é que essas fontes tornem-se mais eficientes e que as densidades de potência associadas às mesmas aumentem. O processamento da energia gerada por células a combustível (CaCs), painéis fotovoltaicos ou turbinas eólicas também tem de ser realizado de maneira mais eficiente. Nesse contexto, os conversores CC-CC trifásicos trazem muitas vantagens.

Fontes de energia de baixa tensão de corrente contínua (CC) como as células a combustível, os painéis fotovoltaicos e até mesmo as baterias necessitam de um estágio CC-CC elevador de tensão antes do estágio inversor que disponibilizará tensão senoidal às mais variadas cargas, tais como lâmpadas, ventiladores ou geladeiras. As aplicações de baixa tensão normalmente estão associadas a correntes elevadas e conseqüentemente perdas elevadas, reduzindo a eficiência do sistema. Além disso, nessas aplicações é desejável que a ondulação presente na corrente drenada da fonte seja bem limitada com o uso de filtros. Esses filtros são muitas vezes volumosos e de custo elevado.

Os conversores CC-CC trifásicos se apresentam como uma alternativa interessante na realização dessas tarefas quando comparados aos conversores monofásicos que as realizam tradicionalmente. Quando isolados, os conversores CC-CC trifásicos proporcionam isolamento galvânico com um transformador trifásico de alta frequência, redução dos elementos passivos e melhor distribuição das perdas do que os conversores monofásicos, sendo promissores na conversão da energia proveniente de fontes renováveis. Esses conversores vêm se tornando tema de várias pesquisas na área de eletrônica de potência.

Este trabalho apresenta o estudo de um novo conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente e de sua versão com grameamento ativo e comutação suave. Num primeiro conversor, com grameamento passivo, apenas um indutor é utilizado na entrada e os interruptores são todos conectados à mesma referência, simplificando os circuitos de comando. Além disso, a ondulação da corrente de entrada e a ondulação da tensão de saída têm frequência igual a três vezes a frequência de comutação, permitindo a redução do volume e do custo do indutor de entrada e do capacitor de saída. As perdas nos semicondutores são melhor distribuídas pela divisão da corrente nas três fases, permitindo também o uso de interruptores de menor custo do que

em uma topologia monofásica para a mesma potência. Apesar das vantagens apresentadas por esse conversor, um circuito grampeador de tensão é necessário para dissipar a energia armazenada nas indutâncias de dispersão do transformador e evitar sobretensão nos interruptores no bloqueio e a falha do conversor. Por esta razão, o estudo desse conversor será considerado um caminho para a concepção de uma topologia com grampeamento ativo e comutação suave.

O segundo conversor proposto, o conversor *Push-Pull ZVS-PWM CC-CC* trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo utiliza uma ponte completa ativa trifásica e um capacitor de grampeamento no lado primário do transformador para realizar o grampeamento ativo e reutilizar a energia armazenada nas indutâncias de dispersão ao invés de dissipá-la. Com uma combinação adequada de parâmetros, comutação suave *ZVS (Zero-Voltage Switching)* pode ser também obtida. A comutação suave praticamente elimina as perdas de comutação, permite a utilização de frequências de comutação mais elevadas e reduz a interferência eletromagnética. Essas características permitem que esse conversor tenha rendimento elevado para uma topologia isolada, sendo adequado para aplicações com fontes renováveis de energia, em veículos elétricos ou em fontes ininterruptas de energia.

Ao longo dos capítulos serão apresentadas análise teórica, dimensionamento de componentes, simulações e resultados experimentais para a topologia com grampeamento passivo e para a topologia com grampeamento ativo.

CAPÍTULO 1 - CONVERSÃO CC-CC TRIFÁSICA E PROPOSTA DA TESE

1.1 INTRODUÇÃO

O avanço tecnológico tem encorajado a busca por alternativas no processamento da energia que possibilitem o aumento da eficiência, aumento da confiabilidade e a redução do custo. Desde a década de 80, os conversores CC-CC trifásicos vêm mostrando bom desempenho quando o isolamento em alta frequência é desejado, quando se enfrenta esforços elevados nos componentes e quando a redução de filtros é necessária.

Este capítulo apresenta uma revisão sobre a conversão CC-CC trifásica citando os principais trabalhos já realizados e apresentando a proposta desta tese.

1.2 CONVERSÃO CC-CC TRIFÁSICA

Os sistemas trifásicos são bem conhecidos pelo seu uso na geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. A redução de custo que eles proporcionam por empregar menos material do que sistemas monofásicos assegurou sucesso nessas áreas e levou aos retificadores, inversores e também conversores CC-CC trifásicos.

Ambientes industriais têm uma necessidade crescente de conversores CC-CC. Aplicações que incluem geração distribuída e fontes ininterruptas de energia contam com conversores CC-CC monofásicos com transformadores grandes e pesados. Por isso, esses conversores normalmente têm custo elevado.

A utilização de transformadores trifásicos de alta frequência nos conversores CC-CC trouxe a possibilidade de aumentar a densidade de potência, utilizar os núcleos magnéticos de maneira mais eficiente e reduzir os esforços de corrente nos interruptores de potência. Além disso, o aumento na componente de alta frequência vista pelos filtros permitiu o uso de indutores e capacitores menores.

No conversor CC-CC da Figura 1.1 apresentado em [1], a frequência harmônica dominante na corrente de entrada é seis vezes maior do que a frequência de operação do inversor, reduzindo o volume do indutor. Além disso, o transformador trifásico requer menos material no núcleo magnético, pesa menos e ocupa menos espaço.

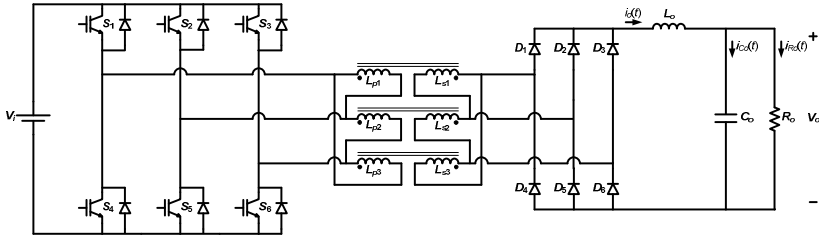


Figura 1.1– Conversor apresentado por Prasad, Ziogas e Manias, 1988 [1].

Em [2], duas topologias de conversores CC-CC trifásicos foram propostas. Essas topologias apresentadas na Figura 1.2 e na Figura 1.3 são derivadas do conversor *Forward*, uma utilizando seis interruptores ativos e outra utilizando três interruptores ativos. Quando comparadas com as versões monofásicas, as topologias trifásicas apresentadas permitem reduzir o tamanho do núcleo do transformador em até 25%, reduzir o filtro de saída em 31% e reduzir os esforços de corrente eficaz nos interruptores em 17%.

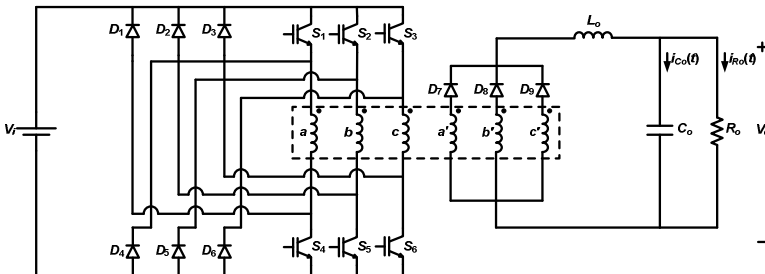


Figura 1.2 – Topologia utilizando seis interruptores ativos apresentada por Salazar e Ziogas, 1990 [2].

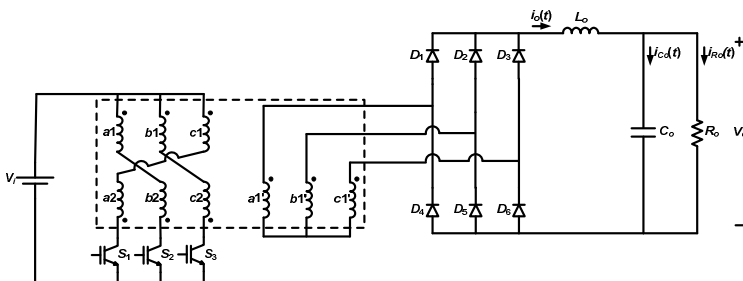


Figura 1.3 – Topologia utilizando três interruptores ativos apresentada por Salazar e Ziogas, 1990 [2].

Algumas topologias de conversores CC-CC trifásicos permitem também que seja explorada a comutação suave. Um exemplo é o conversor apresentado em [3], constituído de dois estágios inversores trifásicos operando em alta frequência. Esse conversor permite a redução das perdas de comutação e o aumento da frequência de comutação.

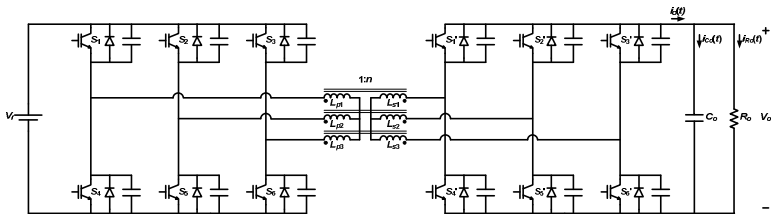


Figura 1.4 – Conversor CC-CC trifásico com comutação suave apresentado por De Doncker, Divan e Kheraluwala, 1991 [3].

Além disso, a estrutura apresentada também permite fluxo de potência bidirecional. Quando as topologias bidirecionais monofásica e trifásica com duas pontes ativas são comparadas, a topologia trifásica apresenta desempenho superior com menores perdas de condução [4]. Os conversores ressonantes de [5], [6] e [7] também podem ser citados como exemplos da comutação suave na conversão CC-CC trifásica.

O conversor da Figura 1.5 utiliza comando assimétrico e opera com comutação suave ZVS [8]. Esse conversor foi associado a uma versão trifásica do retificador *hybride* [9] como mostra a Figura 1.6. Com o uso do retificador *hybride* na saída do transformador trifásico foi possível um aumento de 91% para 93% no rendimento do conversor, processando 6 kW em 46 kHz, quando comparado ao caso utilizando a ponte completa trifásica a diodos (para baixas tensões de saída).

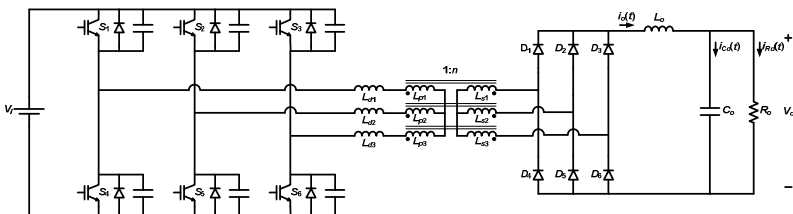


Figura 1.5 – Conversor CC-CC trifásico ZVS-PWM com comando assimétrico apresentado por Oliveira e Barbi, 2005 [8].

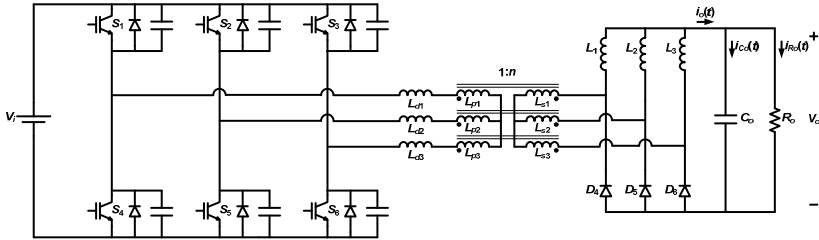


Figura 1.6 – Conversor CC-CC trifásico ZVS-PWM com comando assimétrico associado a uma versão trifásica do retificador híbrido apresentado por Oliveira e Barbi, 2005 [9].

Como um exemplo de conversor CC-CC trifásico elevador, pode-se citar o conversor da Figura 1.7 [10]. O ganho estático em condução contínua é igual ao do conversor *Boost* tradicional a não ser pela relação de transformação. A ondulação na corrente de entrada é igual a três vezes a frequência de comutação. Três indutores independentes são utilizados na entrada. O sistema de controle utilizado nesse conversor e apresentado em [11], também é semelhante ao sistema de controle normalmente utilizado no conversor *Boost*, com uma malha de corrente interna que tem a referência gerada pela malha de tensão externa. Esse conversor foi apresentado em detalhes em [12].

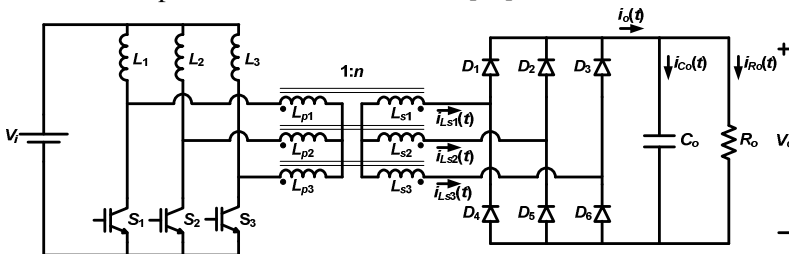


Figura 1.7 – Conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência apresentado por Oliveira e Barbi, 2005 [10].

O conversor apresentado em [13] para utilização com fontes renováveis de baixa tensão, mais especificamente CaCs, também tem característica de elevador de tensão. Esse conversor possui apenas um indutor na entrada, mas utiliza um interruptor adicional além da ponte completa trifásica do lado primário para a realização de grampeamento ativo. Outro conversor com grampeamento ativo foi apresentado em [14], mas nessa topologia são utilizados três indutores na entrada. A versão bidirecional desse conversor, utilizada em uma aplicação com bateria como fonte de entrada foi apresentada em [15]. Essa topologia

requer seis interruptores ativos também no lado secundário transformador, substituindo a ponte de diodos. Quando a bateria é carregada a partir do barramento CC, o conversor opera como abaixador de tensão e quando a bateria está sendo descarregada o conversor opera como elevador de tensão.

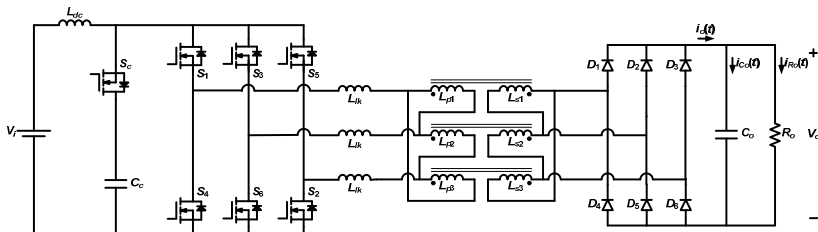


Figura 1.8 – Conversor CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo apresentado por Cha, Choi e Enjeti, 2008 [13].

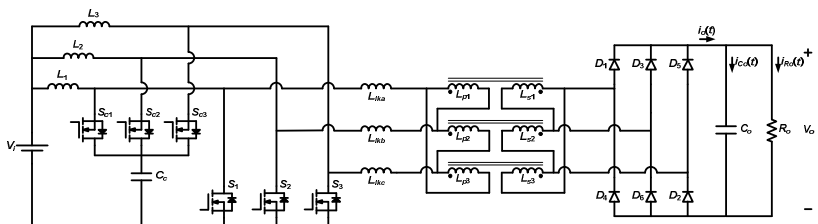


Figura 1.9 – Conversor Boost trifásico isolado com grampeamento ativo apresentado por Cha, Choi e Han, 2008 [14].

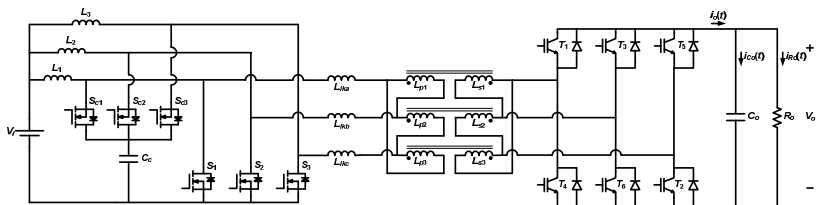


Figura 1.10 – Conversor isolado trifásico bidirecional com grampeamento ativo apresentado por Cha, Choi, Kim e Blasko, 2009 [15].

Nos últimos anos, vários trabalhos vêm sendo realizados com o intuito de aplicar a conversão CC-CC trifásica ao processamento da energia proveniente de CaCs [14], [16], [17], reafirmando o potencial que esses conversores têm nas aplicações com fontes alternativas de energia de baixa tensão. A melhor distribuição das perdas nas estruturas

trifásicas as torna apropriadas às situações em que tem de se conviver com correntes elevadas. Além disso, mesmo com filtros pequenos é possível limitar a ondulação de corrente na entrada, algo que é necessário nas aplicações com CaCs. Essas características têm feito com que os conversores CC-CC trifásicos venham sendo aplicados com sucesso também no ambiente automotivo [18] e em veículos alimentados com CaCs [19].

Por fim, é possível perceber que a conversão CC-CC trifásica representa uma tendência no processamento de energia sendo promissora em diversas aplicações.

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Os objetivos deste trabalho são a concepção e o estudo de conversores CC-CC trifásicos para aplicações com correntes elevadas e no processamento da energia proveniente de fontes renováveis. A utilização da conversão CC-CC trifásica visa a melhor distribuição das perdas, a redução das ondulações de corrente e de tensão, do peso, do volume e conseqüentemente do custo.

1.4 CONCEPÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA

O conversor proposto neste trabalho é inspirado no conversor *Push-Pull* monofásico alimentado em corrente [20] que está apresentado na Figura 1.11.

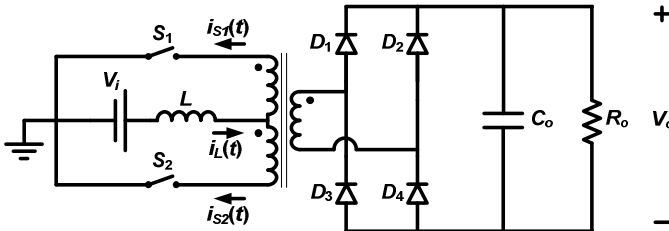


Figura 1.11 – Circuito do conversor CC-CC Push-Pull monofásico alimentado em corrente.

Esse conversor possui característica de conversor elevador de tensão e, por apresentar entrada em corrente, não permite que os dois interruptores sejam bloqueados simultaneamente, necessitando sempre que pelo menos um dos interruptores esteja habilitado e proporcione

caminho para a desmagnetização do indutor. A corrente de entrada apresenta componente fundamental de alta frequência igual ao dobro da frequência de comutação.

No circuito da Figura 1.11, o indutor é conectado ao ponto médio do enrolamento primário, os interruptores são conectados às extremidades do enrolamento e a retificação no lado secundário é feita através da ponte completa monofásica a diodos.

A partir do conversor da Figura 1.11, um primeiro conversor CC-CC trifásico foi proposto. O conversor foi gerado com o uso do transformador trifásico, conectando o indutor ao ponto central do enrolamento em estrela primário, com os interruptores conectados às extremidades do enrolamento e utilizando a ponte completa trifásica a diodos na retificação do lado secundário, como mostra a Figura 1.12 [21].

O conversor da Figura 1.12 tem característica elevadora de tensão, entrada em corrente com indutor único e isolamento em alta frequência através do transformador trifásico. Esse conversor permite redução dos filtros, pois a componente fundamental da alta frequência nos filtros é o triplo da frequência de comutação. Além disso, a estrutura trifásica proporciona melhor distribuição das perdas e permite operação em potências mais elevadas.

Outra vantagem importante dessa topologia é o fato de que todos os interruptores são conectados à mesma referência, simplificando os circuitos de comando e possibilitando a redução do custo.

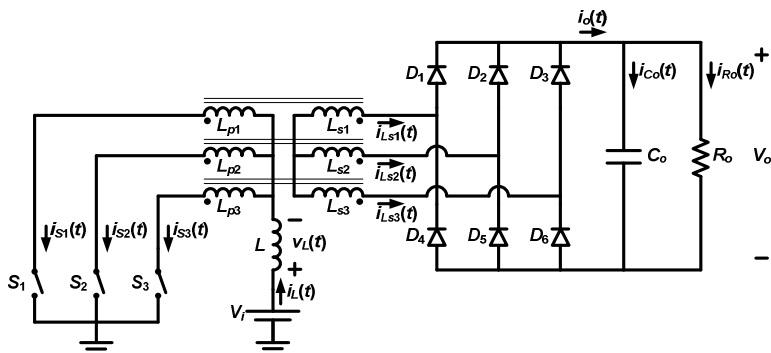


Figura 1.12 – Circuito do conversor Push-Pull CC-CC trifásico alimentado em corrente apresentado por Andersen e Barbi, 2009 [21].

Esse conversor é apropriado para todas as aplicações onde existe baixa tensão de entrada e há necessidade de elevação, especialmente quando existem altas correntes associadas. Esse é o caso das CaCs, dos

painéis fotovoltaicos e das baterias. Nessas aplicações o conversor proposto permite a conexão, por exemplo, de um estágio inversor ao barramento CC de saída.

Apesar de todas as vantagens apresentadas, a tensão sobre os interruptores nessa topologia não é limitada naturalmente, requerendo um circuito grampeador passivo que dissipe a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador para evitar sobretensão e a falha do conversor. Esta perda de energia reduz o rendimento do conversor. Visando evitar esse problema, técnicas de grampeamento ativo já foram apresentadas para conversores monofásicos e obtiveram sucesso reutilizando a energia que seria dissipada tanto em topologias não isoladas [22] quanto em topologias isoladas [23]. Além disso, comutação suave ZVS também foi obtida utilizando uma combinação de parâmetros apropriada.

Com o objetivo de aprimorar a topologia da Figura 1.12 e trazer as vantagens do grampeamento ativo para o conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente é proposta a topologia da Figura 1.13. Nessa topologia, o conversor *Push-Pull* ZVS-PWM CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo, uma ponte completa trifásica e um capacitor de grampeamento no lado primário do transformador são responsáveis pelo grampeamento ativo sem a necessidade de um interruptor extra como em [13]. Além disso, esse conversor permite redução das perdas de comutação e da interferência eletromagnética através de comutação suave do tipo ZVS. Assim como na versão com grampeamento passivo, os filtros são projetados para uma frequência três vezes maior que a frequência de comutação, permitindo assim a redução do volume.

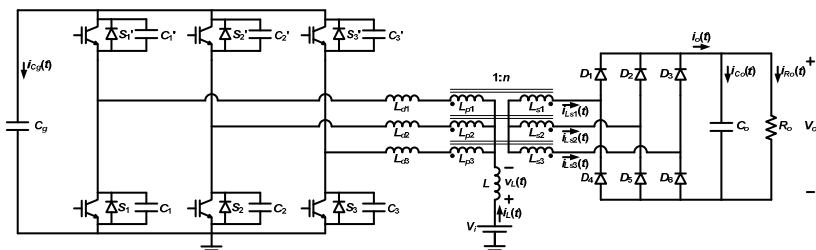


Figura 1.13 – Conversor *Push-Pull* ZVS-PWM CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo.

1.5 CONCLUSÃO

Foi apresentada neste capítulo uma revisão bibliográfica dos conversores CC-CC trifásicos já estudados, bem como a proposta da tese, com a concepção da estrutura proposta a partir da versão monofásica.

A conversão CC-CC trifásica vem sendo foco de estudos na área de eletrônica de potência. Os conversores CC-CC trifásicos são adequados para o processamento de energia de fontes renováveis apresentando vantagens como redução de filtros, melhor distribuição das perdas e isolamento em alta frequência. Além dessas características, também são desejáveis a possibilidade de operação com grampeamento ativo e comutação suave para o aumento do rendimento do sistema.

CAPÍTULO 2 - ANÁLISE E OBTENÇÃO DA CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a análise do conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente. Inicialmente é apresentada a estrutura do conversor e, em seguida, as etapas de operação e formas de onda para cada um dos modos de operação. Através de análise matemática (baseada em [24]) são obtidas as equações necessárias para traçar a característica de saída completa do conversor, a qual é mostrada ao final do capítulo. Nessa análise, por simplificação, os interruptores, o transformador, o indutor e o capacitor são todos considerados ideais.

A característica de saída obtida é validada através de simulações.

2.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR

A estrutura do conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente estudado está apresentada na Figura 2.1. Nesse conversor a indutância de entrada, em série com a fonte de entrada, é conectada ao ponto central da conexão estrela do primário do transformador. O secundário, por sua vez, é conectado a uma ponte de Graetz a diodos com filtro capacitivo que alimenta a carga.

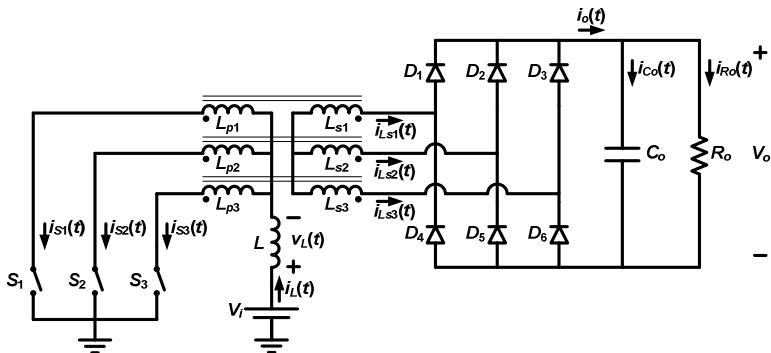


Figura 2.1 – Circuito do conversor Push-Pull CC-CC trifásico alimentado em corrente.

De acordo com o valor da razão cíclica, este conversor apresenta duas regiões distintas de operação.

Na região R1, com razão cíclica abaixo de $1/3$, não há simultaneidade no comando dos interruptores e não há caminho para a desmagnetização do indutor quando o único interruptor em condução é bloqueado. Portanto, a região R1 é proibida. As regiões de operação são a região R2, com razão cíclica entre $1/3$ e $2/3$, e a região R3, com razão cíclica entre $2/3$ e 1 .

As faixas de razão cíclica de cada região e a simultaneidade no comando dos interruptores estão apresentadas de forma resumida na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Região R1 (proibida) e regiões de operação do conversor.

Região	Razão Cíclica	Simultaneidade
R1	$0 \leq D \leq 1/3$	Não ocorre
R2	$1/3 \leq D \leq 2/3$	Até 2 interruptores
R3	$2/3 \leq D \leq 1$	Até 3 interruptores

A análise detalhada das regiões de operação R2 e R3 será apresentada nos itens seguintes para o modo de condução contínua (MCC) e para o modo de condução descontínua (MCD).

2.3 OPERAÇÃO NA REGIÃO R2 NO MCC

Na região R2, os sinais de comando para um período de comutação são gerados como apresentado na Figura 2.2.

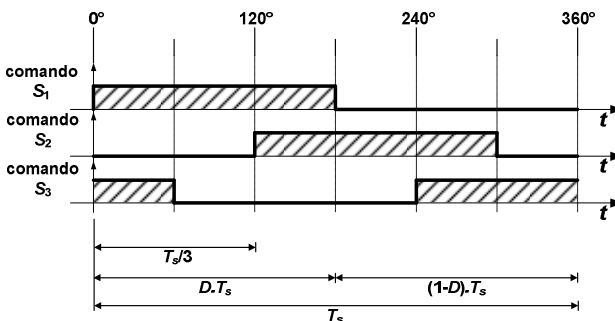


Figura 2.2 – Sinais de comando dos interruptores na região R2.

2.3.1 Etapas de Operação

A seguir são descritas as etapas de operação para o conversor operando na região R2 no MCC.

a) 1ª Etapa de Operação (t_0, t_1)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_2 , D_4 e D_6 . A primeira etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.3 e do circuito equivalente para a primeira etapa apresentado na Figura 2.4.

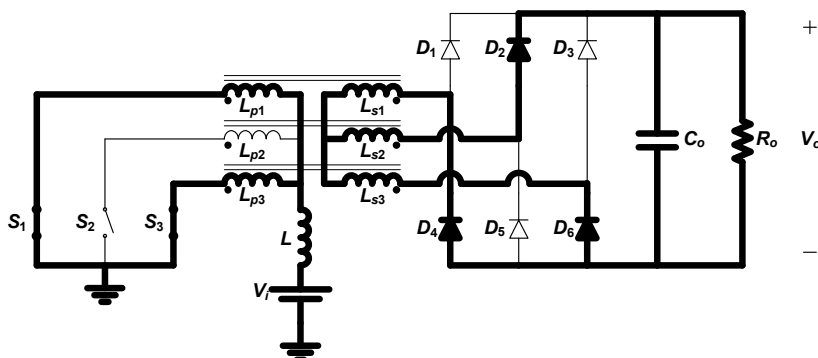


Figura 2.3 – Primeira etapa de operação.

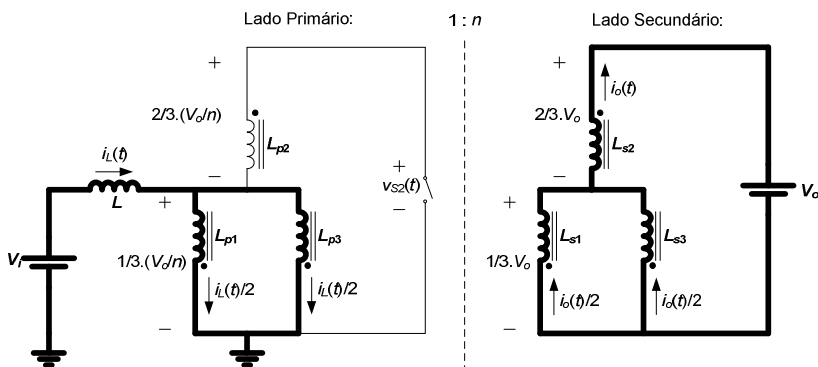


Figura 2.4 – Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.

b) 2ª Etapa de Operação (t_1, t_2)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_2 , D_3 e D_4 . A segunda etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.5 e do circuito equivalente para a segunda etapa apresentado na Figura 2.6.

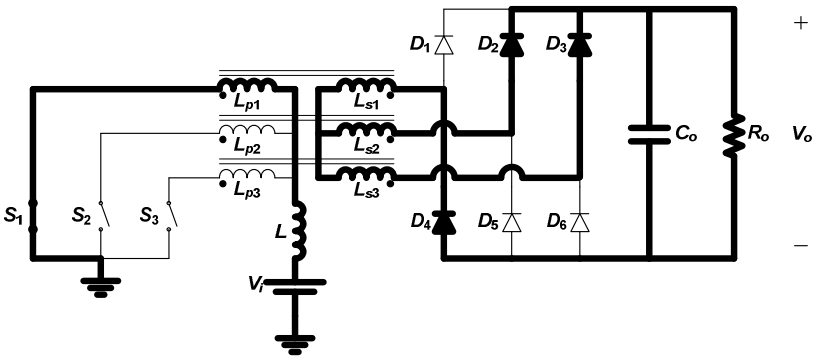


Figura 2.5 - Segunda etapa de operação.

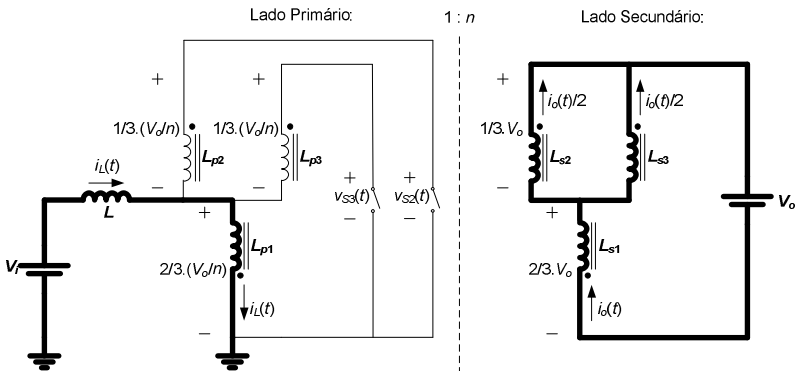


Figura 2.6 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.

c) 3ª Etapa de Operação (t_2, t_3)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente

da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_3 , D_4 e D_5 . A terceira etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.7 e do circuito equivalente para a terceira etapa apresentado na Figura 2.8.

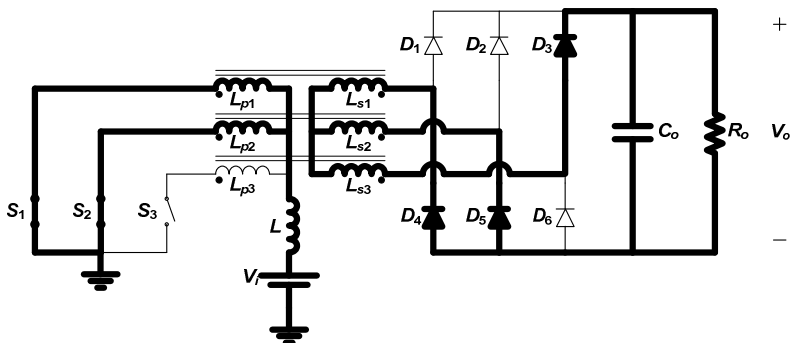


Figura 2.7 - Terceira etapa de operação.

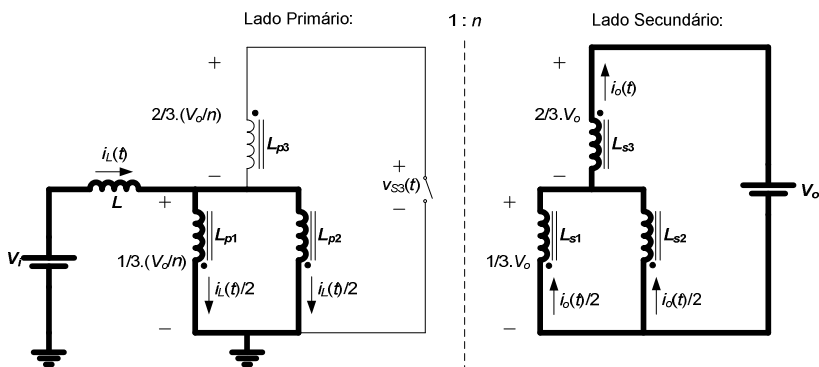


Figura 2.8 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação.

d) 4ª Etapa de Operação (t_3, t_4)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_1 , D_3 e D_5 . A quarta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.9 e do circuito equivalente para a quarta etapa apresentado na Figura 2.10.

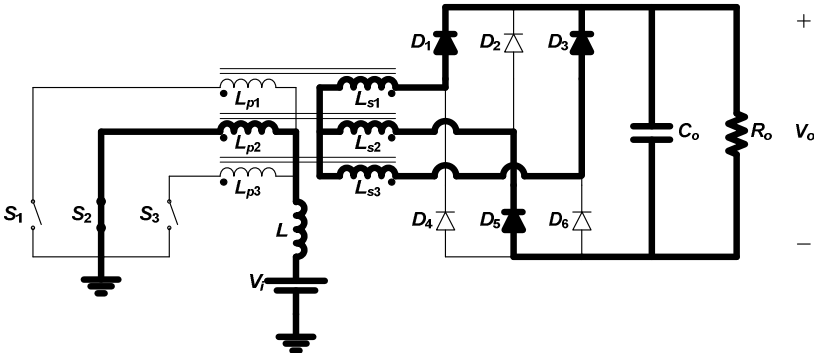


Figura 2.9 - Quarta etapa de operação.

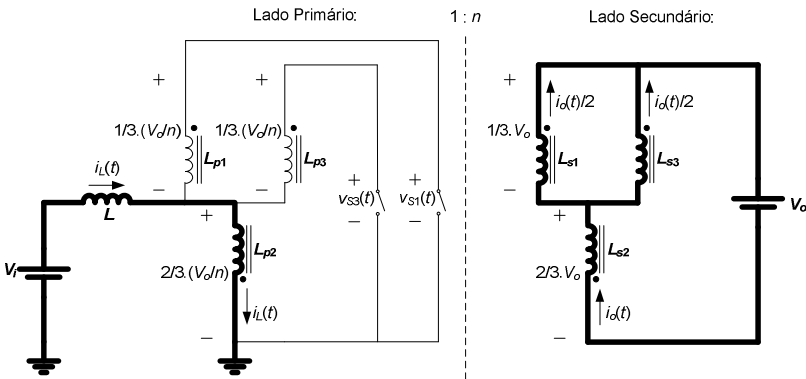


Figura 2.10 - Circuito equivalente para a quarta etapa de operação.

e) 5ª Etapa de Operação (t_4, t_5)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_1 , D_5 e D_6 . A quinta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.11 e do circuito equivalente para a quinta etapa apresentado na Figura 2.12.

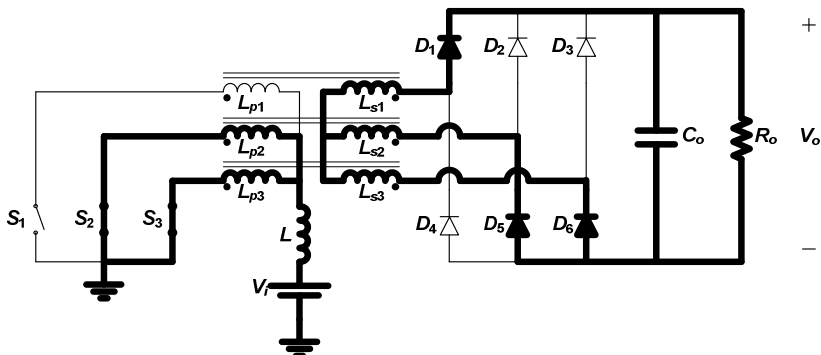


Figura 2.11 - Quinta etapa de operação.

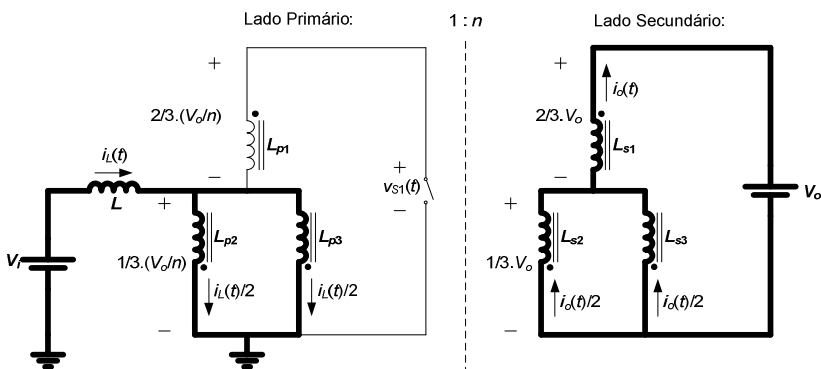


Figura 2.12 - Circuito equivalente para a quinta etapa de operação.

f) 6ª Etapa de Operação (t_5, t_6)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_1 , D_2 e D_6 . A sexta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.13 e do circuito equivalente para a sexta etapa apresentado na Figura 2.14.

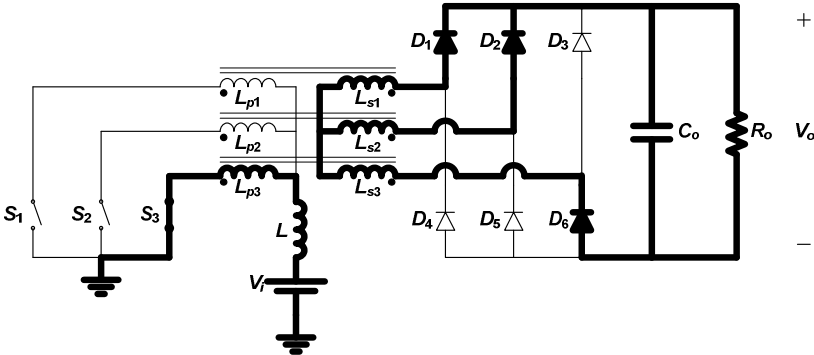


Figura 2.13 - Sexta etapa de operação.

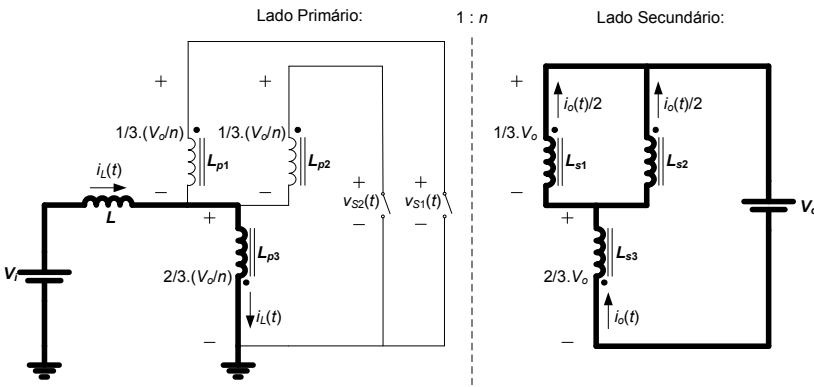


Figura 2.14 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.

Ao final da sexta etapa completa-se um período de funcionamento do conversor, retornando à primeira etapa de operação.

2.3.2 Formas de Onda

As principais formas de onda do conversor para a região R2 no MCC estão apresentadas na Figura 2.15, para um período completo de funcionamento, com os intervalos de tempo de interesse.

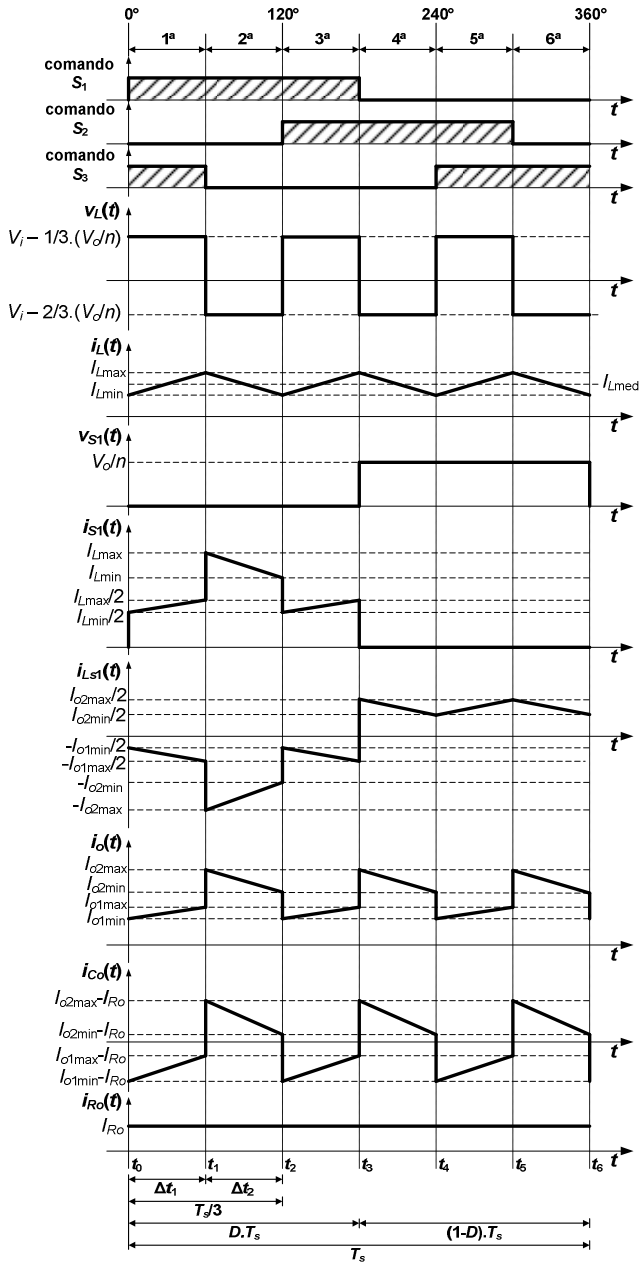


Figura 2.15 - Formas de onda para a região R2 no MCC.

2.3.3 Relação Entre as Correntes de Entrada e de Saída

Para a obtenção da relação entre as correntes de entrada e de saída o conversor será analisado com entrada em corrente e saída em tensão, desconsiderando-se as ondulações. Sendo assim, o sistema pode ser redesenhado como apresentado na Figura 2.16.

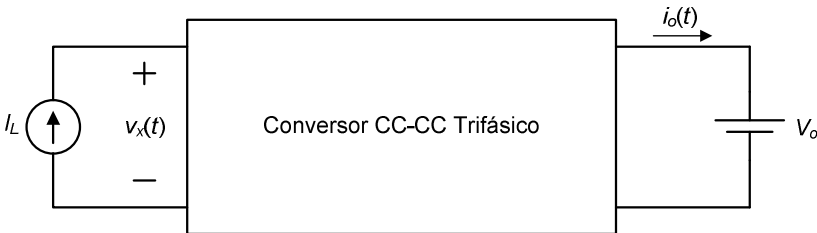


Figura 2.16 - Circuito simplificado para a obtenção da relação entre as correntes de entrada e de saída do conversor.

Na Figura 2.17, a tensão $v_x(t)$ representa a tensão entre o ponto médio do enrolamento estrela primário e a referência da tensão de entrada, o mesmo ponto onde é conectado o indutor de entrada. Isso também pode ser visto através da Figura 2.18.

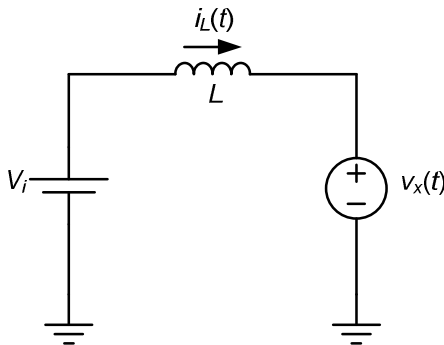


Figura 2.17 - Circuito simplificado apresentando a definição da tensão $v_x(t)$.

A tensão $v_x(t)$ assume valores diferentes por etapa que podem ser lidos nas figuras dos circuitos equivalentes apresentados durante a descrição das etapas de operação. Tais valores estão apresentados de forma resumida na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Valores da tensão $v_x(t)$ no MCC da região R2 a cada etapa de operação.

Etapa de Operação	$v_x(t)$
1 ^a , 3 ^a , 5 ^a	$\frac{V_o}{3 \cdot n}$
2 ^a , 4 ^a , 6 ^a	$\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n}$

A potência instantânea de entrada pode ser definida como o produto entre a tensão $v_x(t)$ em cada etapa e a corrente de entrada (ou corrente média do indutor) I_L , como mostra a equação (2.1).

$$p_i(t) = v_x(t) \cdot I_L \quad (2.1)$$

Da mesma maneira, a potência instantânea de saída pode ser definida como o produto entre a tensão de saída V_o e a corrente instantânea de saída $i_o(t)$, como mostra a equação (2.2).

$$p_o(t) = V_o \cdot i_o(t) \quad (2.2)$$

(2.1)

Pela igualdade das potências instantâneas pode-se escrever a equação (2.3) para a primeira etapa de operação e a equação (2.4) para a segunda etapa de operação, onde I_{o1} e I_{o2} são os valores da corrente de saída em cada uma dessas etapas.

$$\frac{V_o}{3 \cdot n} \cdot I_L = V_o \cdot I_{o1} \quad (2.3)$$

$$\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \cdot I_L = V_o \cdot I_{o2} \quad (2.4)$$

Das equações (2.5) e (2.6) isolam-se I_{o1} e I_{o2} resultando em (2.5) e (2.6).

$$I_{o1} = \frac{I_L}{3 \cdot n} \quad (2.5)$$

$$I_{o2} = \frac{2 \cdot I_L}{3 \cdot n} \quad (2.6)$$

Nessas condições, têm-se as formas de onda apresentadas na Figura 2.18. Nesta figura está apresentado apenas um terço do período, que se repete mais duas vezes para completar um período completo de comutação.

Apesar de a análise apresentada ter desconsiderado a ondulação na corrente do indutor de entrada por simplificação, as relações apresentadas em **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e **Erro! Fonte de referência não encontrada.** também são válidas para o caso com ondulação de corrente já que $v_x(t)$ se mantém constante a cada etapa.

Sendo assim, conhecendo a corrente no indutor de entrada podem-se definir todos os valores indicados nas correntes apresentadas nas formas de onda da Figura 2.15 como apresentado na Tabela 2.3.

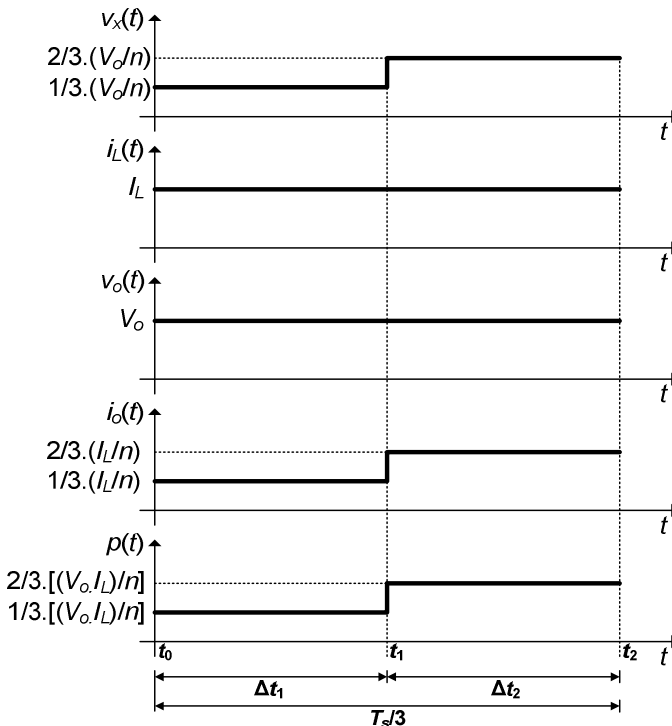


Figura 2.18 - Tensões e correntes de entrada e de saída e potência instantânea no MCC da região R2.

Tabela 2.3 – Valores das correntes indicadas nas formas de onda.

Corrente	Valor
I_{o1min}	$\frac{I_{Lmin}}{3 \cdot n}$
I_{o1max}	$\frac{I_{Lmax}}{3 \cdot n}$
I_{o2min}	$\frac{2 \cdot I_{Lmin}}{3 \cdot n}$
I_{o2max}	$\frac{2 \cdot I_{Lmax}}{3 \cdot n}$

2.3.4 Ganho Estático

Para que seja possível a obtenção do ganho estático do conversor, primeiramente é necessário conhecer os intervalos de tempo das etapas de operação. Neste modo de operação (R2 no MCC) duas etapas se repetem a cada terço de período, apenas com a diferença de serem outros interruptores e diodos em condução. Dessa maneira, basta que se conheça o intervalo de tempo da primeira etapa Δt_1 e o intervalo de tempo da segunda etapa Δt_2 .

Observando a Figura 2.15 e sabendo que $\Delta t_3 = \Delta t_1$ pode-se escrever a equação (2.7) para o tempo Δt_1 . Colocando em evidência o período de comutação T_s resulta na equação (2.8).

$$\Delta t_1 = D \cdot T_s - \frac{T_s}{3} \quad (2.7)$$

$$\Delta t_1 = \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s \quad (2.8)$$

Também observando a Figura 2.15 pode-se escrever a equação **Erro! Fonte de referência não encontrada.** para o tempo Δt_2 . Substituindo (2.8) em (2.9) e colocando em evidência o período de comutação T_s resulta na equação (2.10).

$$\Delta t_2 = \frac{T_s}{3} - \Delta t_1 \quad (2.9)$$

$$\Delta t_2 = \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \quad (2.10)$$

Conhecendo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 pode-se expressar o valor médio da tensão sobre o indutor como apresentado na equação (2.11). Os valores da tensão sobre o indutor para cada etapa podem ser lidos na Figura 2.15.

$$V_{Lmed} = \frac{3}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(V_i - \frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \right) \cdot dt \right] \quad (2.11)$$

Sabe-se que o valor médio da tensão sobre o indutor apresentado na equação (2.11) tem de ser nulo em regime permanente. Assim, substituindo (2.8) e (2.10) em (2.11), resolvendo as integrais e igualando a equação a zero tem-se (2.12).

$$\frac{3}{T_s} \cdot \left[\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s + \left(V_i - \frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \right) \cdot \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \right] = 0 \quad (2.12)$$

Efetuando as multiplicações e as simplificações possíveis na equação (2.12) e rearranjando os termos resulta no ganho estático apresentado na equação (2.13) para o conversor operando na região R2 no MCC.

$$\frac{V_o}{V_i} = n \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (2.13)$$

Trata-se do mesmo ganho estático do conversor *Boost* tradicional (monofásico) em condução contínua, apenas com a diferença de nesse caso haver também a relação de transformação n como fator.

2.3.5 Cálculo da Indutância de Entrada

Conhecendo as formas de onda de tensão e corrente sobre o

indutor de entrada apresentadas na Figura 2.15, pode-se escrever a equação (2.14) para a variação da corrente durante a primeira etapa de operação.

$$\Delta I_L = \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right)}{L} \cdot \Delta t_1 \quad (2.14)$$

Substituindo a equação (2.8) em (2.14), isolando a indutância L , e sabendo que o período T_s é o inverso da frequência de comutação f_s , tem-se (2.15).

$$L = \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right)}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (2.15)$$

Mas, da equação (2.13) pode-se escrever (2.16).

$$V_o = n \cdot \frac{1}{1-D} \cdot V_i \quad (2.16)$$

Substituindo a equação (2.16) em (2.15) e realizando as multiplicações e simplificações possíveis, resulta em (2.17).

$$L = \left(\frac{2-3D}{1-D} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot \frac{V_i}{3 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (2.17)$$

A equação (2.17) pode ser utilizada para o cálculo da indutância de entrada.

Pode-se perceber nessa equação que nos extremos da região R2, tanto com razão cíclica igual a um terço (1/3) quanto dois terços (2/3), a equação se anula, indicando ondulação teórica igual à zero.

2.3.6 Cálculo da Capacitância de Saída

Sabe-se que a corrente no capacitor de saída é a corrente $i_o(t)$ menos a corrente na resistência de carga, resultando em uma forma de onda com valor médio nulo em regime permanente. Se for desprezada a

ondulação de corrente sobre o indutor de entrada por simplificação, a forma de onda da corrente no capacitor de saída pode ser desenhada como na Figura 2.19 para um terço do período de comutação.

Como a corrente é negativa no capacitor de saída durante a primeira etapa Figura 2.19, o capacitor está fornecendo energia e portando a variação da tensão é negativa e pode ser escrita como na equação (2.18).

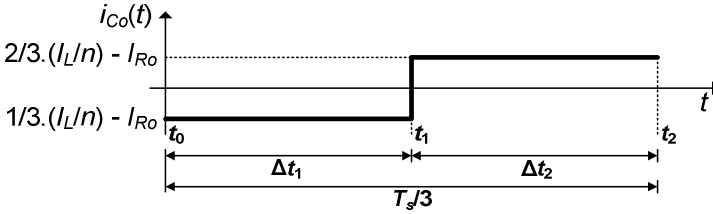


Figura 2.19 – Forma de onda da corrente $i_{Co}(t)$ desprezando a ondulação no indutor de entrada.

$$-\Delta V_o = \frac{\left(\frac{I_L}{3 \cdot n} - I_o \right)}{C_o} \cdot \Delta t_1 \quad (2.18)$$

Substituindo a equação (2.8) em (2.18), isolando a capacitância C_o , e sabendo que o período T_s é o inverso da frequência de comutação f_s , tem-se (2.19)..

$$C_o = \frac{\left(I_o - \frac{I_L}{3 \cdot n} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right)}{\Delta V_o \cdot f_s} \quad (2.19)$$

Admitindo que não haja perdas no conversor é válida a equação (2.20).

$$V_i \cdot I_L = V_o \cdot I_o \quad (2.20)$$

Portanto, rearranjando (2.20) tem-se (2.21)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_L}{I_o} \quad (2.21)$$

Considerando (2.21) em (2.13) pode-se escrever a equação (2.22).

$$I_L = n \cdot \frac{1}{1-D} \cdot I_o \quad (2.22)$$

Substituindo a equação (2.22) em (2.19) e realizando as multiplicações e simplificações possíveis, resulta em (2.23).

$$C_o = \left(\frac{2-3D}{1-D} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot \frac{I_o}{3 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (2.23)$$

Assim como mostrado anteriormente para o cálculo da indutância, pode-se perceber também nessa equação que nos extremos da região R2, tanto com razão cíclica igual a um terço (1/3) quanto dois terços (2/3), a equação se anula, indicando ondulação teórica igual à zero.

2.4 OPERAÇÃO NA REGIÃO R2 NO MCD

No MCD da região R2, os sinais de comando para um período de comutação são gerados da mesma maneira que foi apresentada anteriormente na Figura 2.2 para o MCC.

2.4.1 Etapas de Operação

A seguir são descritas as etapas de operação para o conversor operando na região R2 no MCD.

a) 1ª Etapa de Operação (t_0, t_1)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente a partir de zero. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_2 , D_4 e D_6 .

A primeira etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.20 e do circuito equivalente para a primeira etapa apresentado na Figura 2.21.

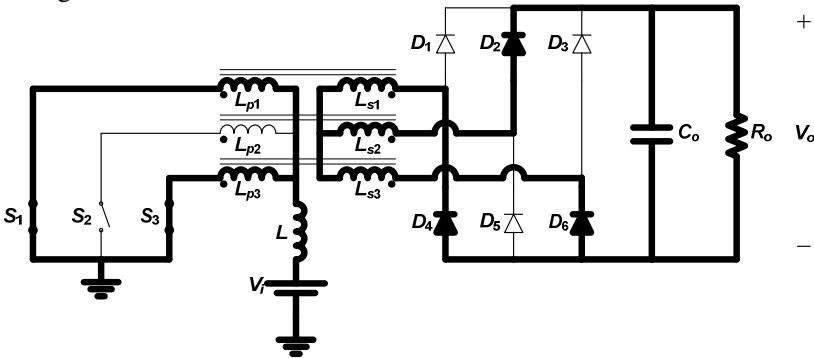


Figura 2.20 – Primeira etapa de operação.

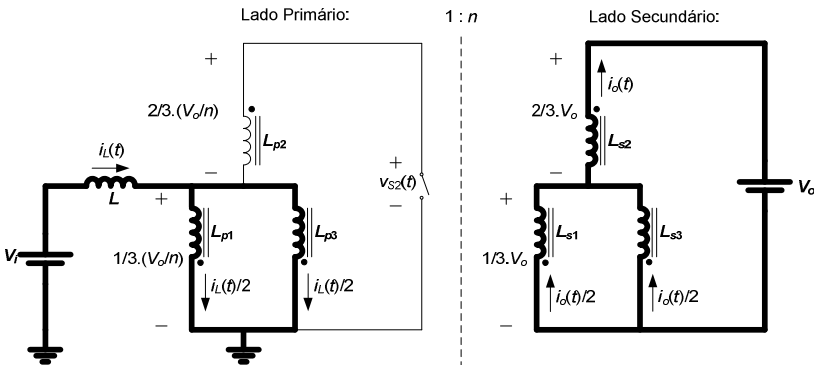


Figura 2.21 – Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.

b) 2ª Etapa de Operação (t_1, t_2)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente até se anular. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_2 , D_3 e D_4 . A segunda etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.22 e do circuito equivalente para a segunda etapa apresentado na Figura 2.23.

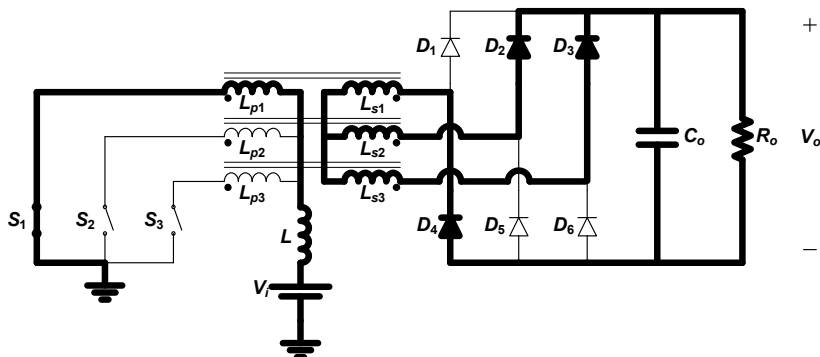


Figura 2.22 - Segunda etapa de operação.

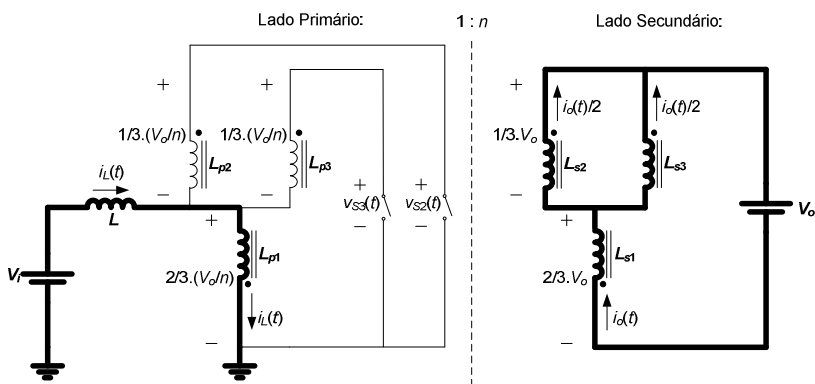


Figura 2.23 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.

c) 3ª Etapa de Operação (t_2, t_3)

Essa etapa inicia quando a corrente $i_L(t)$ se anula. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A terceira etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.24 e do circuito equivalente para a terceira etapa apresentado na Figura 2.25.

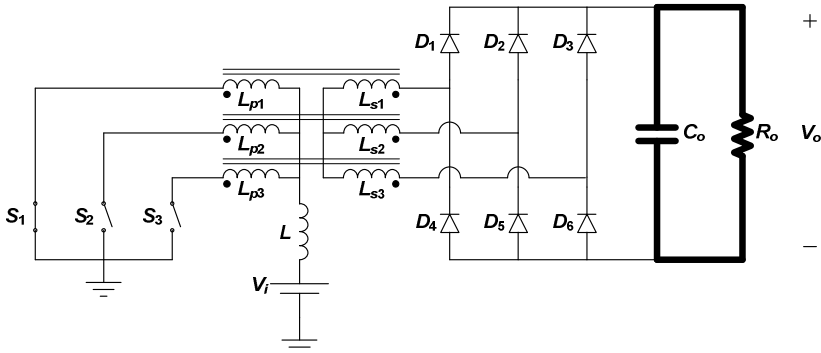


Figura 2.24 - Terceira etapa de operação.

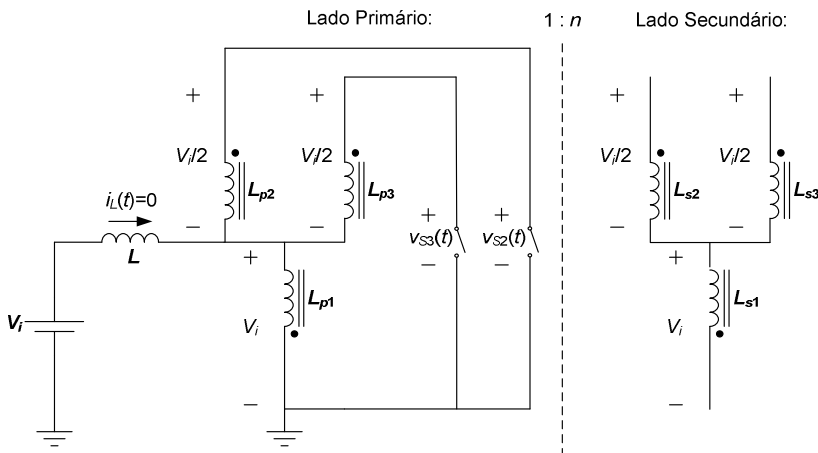


Figura 2.25 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação.

d) 4ª Etapa de Operação (t_3, t_4)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente a partir de zero. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_3 , D_4 e D_5 . A quarta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.26 e do circuito equivalente para a quarta etapa apresentado na Figura 2.27.

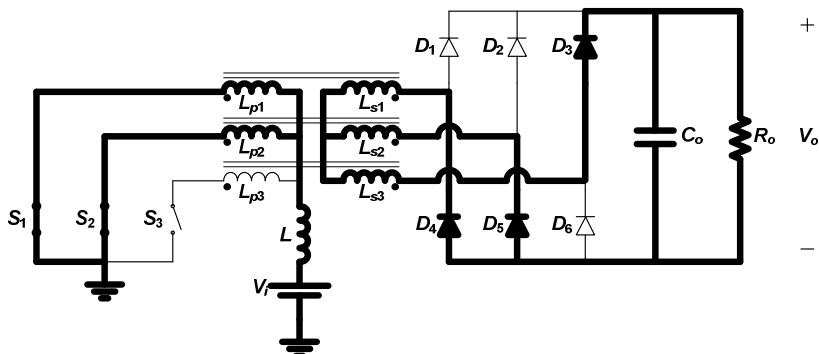


Figura 2.26 – Quarta etapa de operação.

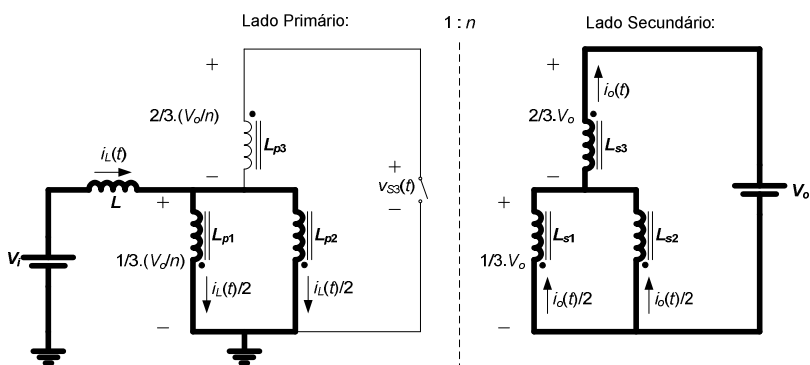


Figura 2.27 – Circuito equivalente para a quarta etapa de operação.

e) 5ª Etapa de Operação (t_4, t_5)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente até se anular. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_1 , D_3 e D_5 . A quinta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.28 e do circuito equivalente para a quinta etapa apresentado na Figura 2.29.

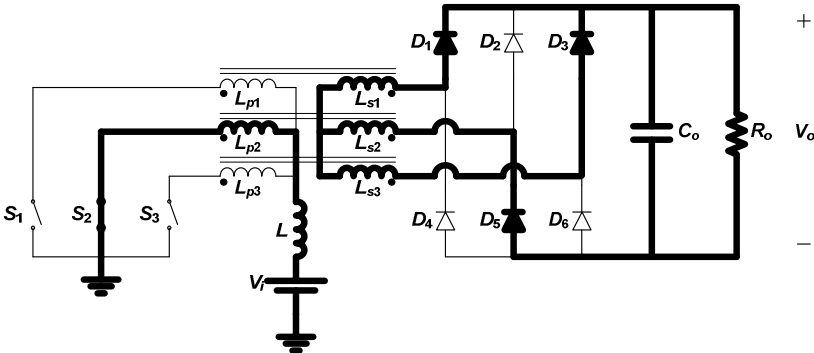


Figura 2.28 – Quinta etapa de operação.

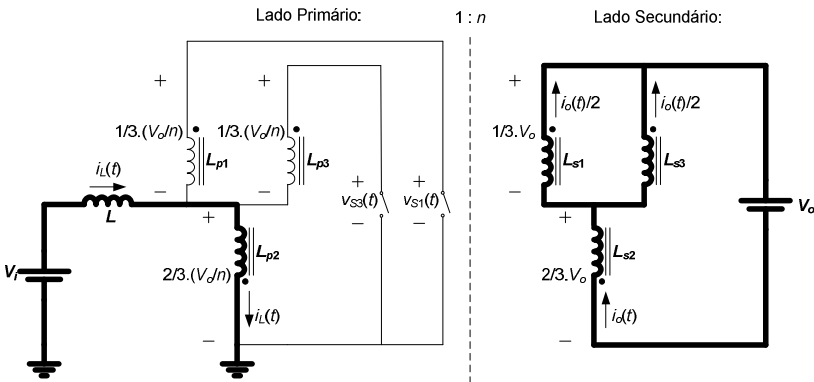


Figura 2.29 – Circuito equivalente para a quinta etapa de operação.

f) 6ª Etapa de Operação (t_5, t_6)

Essa etapa inicia quando a corrente $i_L(t)$ se anula. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A sexta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.30 e do circuito equivalente para a sexta etapa apresentado na Figura 2.31.

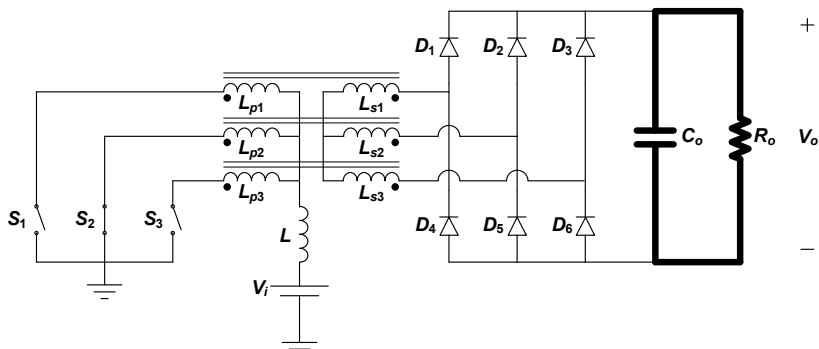


Figura 2.30 - Sexta etapa de operação.

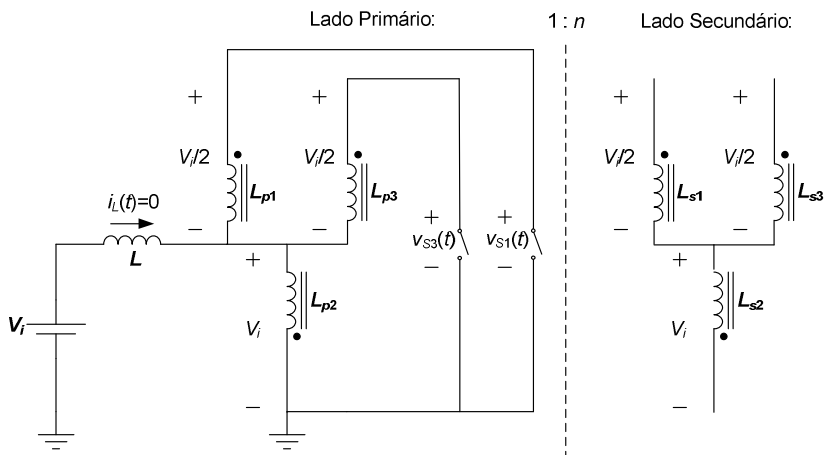


Figura 2.31 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.

g) 7ª Etapa de Operação (t_6, t_7)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente a partir de zero. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_1, D_5 e D_6 . A sétima etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.32 e do circuito equivalente para a sétima etapa apresentado na Figura 2.33.

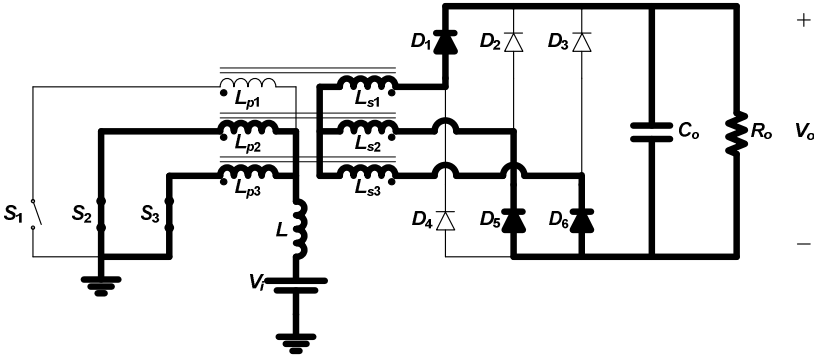


Figura 2.32 - Sétima etapa de operação.

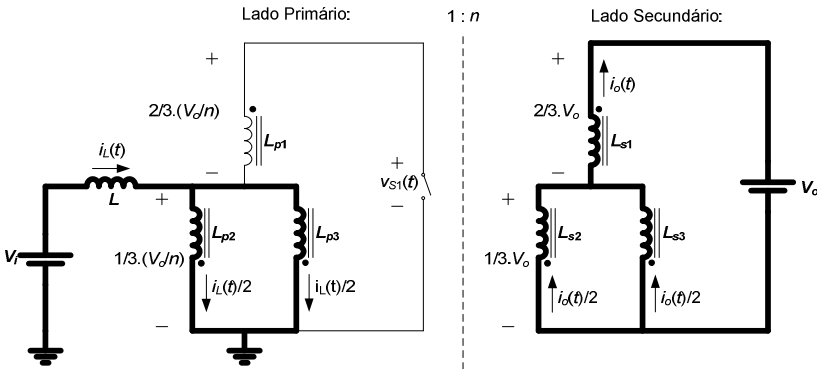


Figura 2.33 - Circuito equivalente para a sétima etapa de operação.

h) 8ª Etapa de Operação (t_7, t_8)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente até se anular. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_1, D_2 e D_6 . A oitava etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.34 e do circuito equivalente para a oitava etapa apresentado na Figura 2.35.

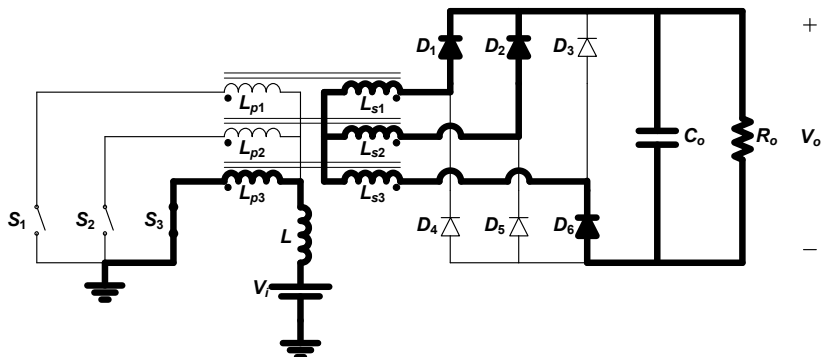


Figura 2.34 - Oitava etapa de operação.

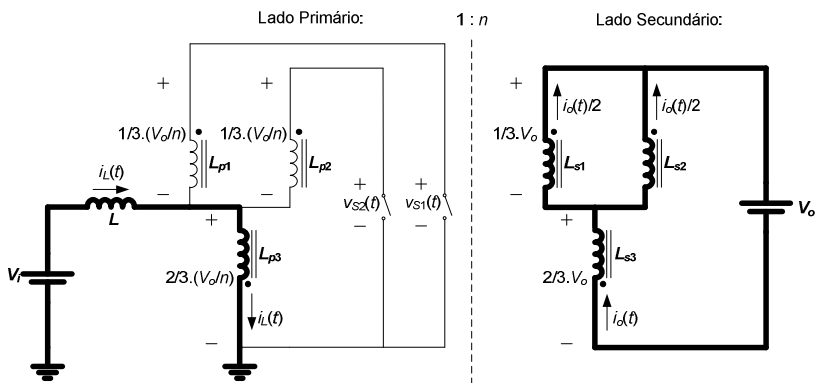


Figura 2.35 - Circuito equivalente para a oitava etapa de operação.

i) 9ª Etapa de Operação (t_8, t_9)

Essa etapa inicia quando a corrente $i_L(t)$ se anula. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A nona etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.36 e do circuito equivalente para a nona etapa apresentado na Figura 2.37.

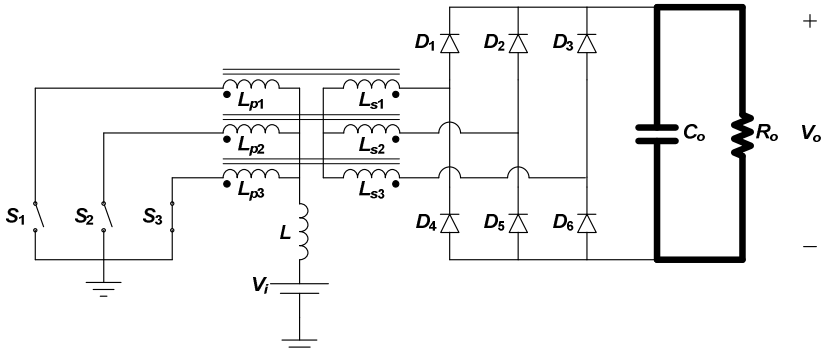


Figura 2.36 - Nona etapa de operação.

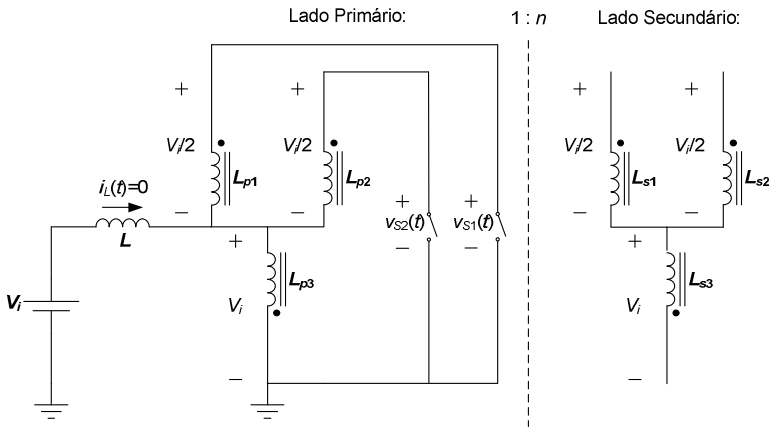


Figura 2.37 - Circuito equivalente para a nona etapa de operação.

Ao final da nona etapa completa-se um período de funcionamento do conversor, retornando à primeira etapa de operação.

2.4.2 Formas de Onda

As principais formas de onda do conversor para a região R2 no MCD estão apresentadas na Figura 2.38, para um período completo de funcionamento, com os intervalos de tempo de interesse.

2.4.3 Relação Entre as Correntes de Entrada e de Saída

Como apresentado anteriormente para o MCC na região R2, no MCD também tem de ser respeitada a igualdade das potências instantâneas de entrada e de saída.

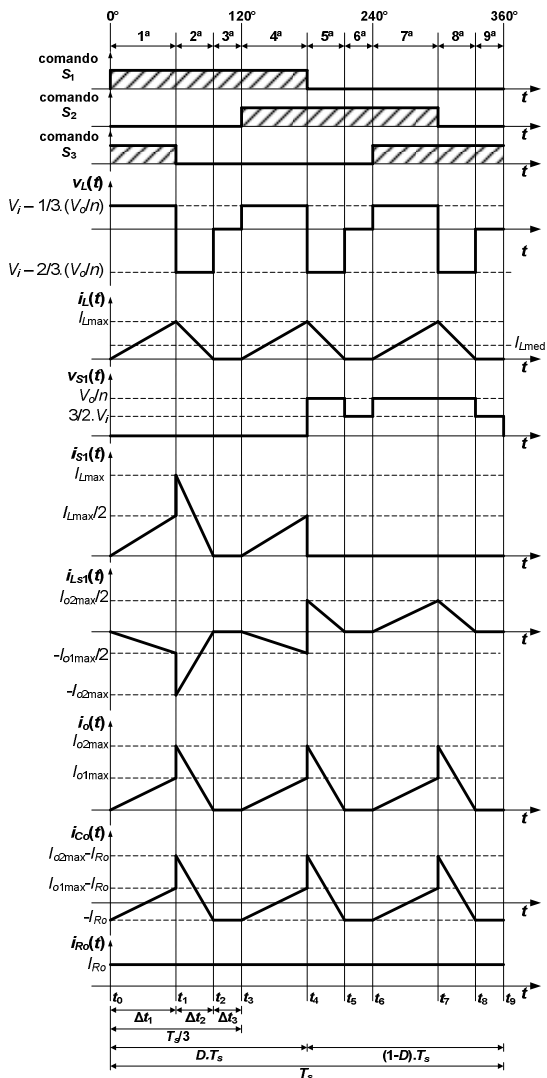


Figura 2.38 - Formas de onda para a região R2 no MCD.

Para realizar a análise, novamente é definida a tensão $v_x(t)$ como a tensão do ponto médio do enrolamento estrela primário em relação à referência da tensão de entrada (Figura 2.17).

Para o MCD da região R2, a tensão $v_x(t)$ também assume valores diferentes por etapa que podem ser lidos nas figuras dos circuitos equivalentes apresentados durante a descrição das etapas de operação. Tais valores estão apresentados de forma resumida na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 – Valores da tensão $v_x(t)$ no MCD da região R2 a cada etapa de operação.

Etapa de Operação	$v_x(t)$
1 ^a , 4 ^a , 7 ^a	$\frac{V_o}{3 \cdot n}$
2 ^a , 5 ^a , 8 ^a	$\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n}$
3 ^a , 6 ^a , 9 ^a	V_i

Pela igualdade das potências instantâneas, pode-se escrever a equação (2.24) para a primeira etapa de operação e a equação (2.25) para a segunda etapa de operação, onde $I_{o1\max}$ e $I_{o2\max}$ são os valores máximos da corrente de saída (indicados na Figura 2.38) em cada uma dessas etapas.

$$\frac{V_o}{3 \cdot n} \cdot I_{L\max} = V_o \cdot I_{o1\max} \quad (2.24)$$

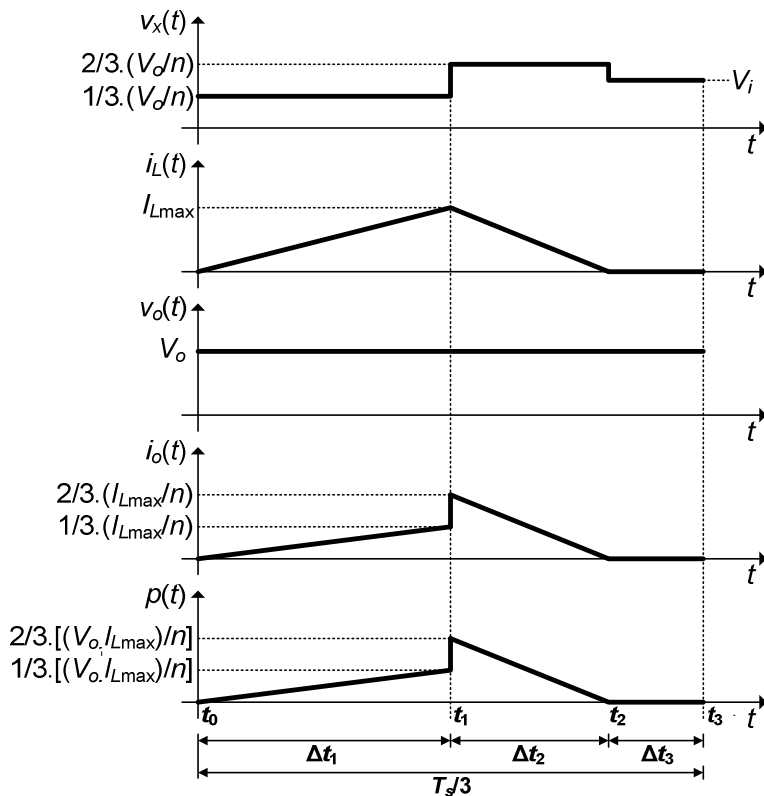
$$\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \cdot I_{L\max} = V_o \cdot I_{o2\max} \quad (2.25)$$

Das equações (2.24) e (2.25) isolam-se $I_{o1\max}$ e $I_{o2\max}$, resultando nos valores apresentados na Tabela 2.5. Com os dados da Tabela 2.5 e conhecendo a corrente no indutor de entrada podem-se definir todos os valores indicados nas correntes apresentadas nas formas de onda da Figura 2.38.

Tabela 2.5 – Valores das correntes indicadas nas formas de onda.

Corrente	Valor
I_{o1max}	$\frac{I_{Lmax}}{3 \cdot n}$
I_{o2max}	$\frac{2 \cdot I_{Lmax}}{3 \cdot n}$

Nessas condições, têm-se as formas de onda apresentadas na Figura 2.39. Na Figura 2.39 está apresentado apenas um terço do período, que se repete mais duas vezes para completar um período completo de comutação.

**Figura 2.39** - Tensões e correntes de entrada e de saída e potência instantânea no MCD da região R2.

2.4.4 Ganho Estático

Como apresentado anteriormente para o MCC, para que seja possível a obtenção do ganho estático do conversor, primeiramente é necessário conhecer os intervalos de tempo das etapas de operação. Nesse modo de operação (R2 no MCD) três etapas se repetem a cada terço de período, apenas com a diferença de serem outros interruptores e diodos em condução. Dessa maneira, basta que se conheça os intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 relativos à primeira, segunda e terceira etapas respectivamente.

Observando a Figura 2.38 e sabendo que a duração da quarta etapa é igual à duração da primeira etapa Δt_1 pode-se escrever a equação (2.26). Colocando em evidência o período de comutação T_s resulta na equação (2.27).

$$\Delta t_1 = D \cdot T_s - \frac{T_s}{3} \quad (2.26)$$

$$\Delta t_1 = \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s \quad \dots \quad (2.27)$$

Na segunda etapa de operação, a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente do valor máximo $I_{L\max}$ até zero. Sabendo disso e conhecendo o valor da tensão sobre o indutor na segunda etapa, que pode ser lido na Figura 2.38, é possível escrever a equação (2.28).

$$0 = I_{L\max} + \frac{\left(V_i - \frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \right)}{L} \cdot \Delta t_2 \quad \dots \quad (2.28)$$

Da equação (2.28) isola-se Δt_2 resultando em (2.29).

$$\Delta t_2 = \frac{L \cdot I_{L\max}}{\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} - V_i} \quad (2.29)$$

E na primeira etapa de operação, a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente de zero até o valor máximo $I_{L\max}$. Sabendo disso e

conhecendo o valor da tensão sobre o indutor na primeira etapa, que também pode ser lido na Figura 2.38, é possível escrever a equação (2.30).

$$I_{L\max} = \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n}\right)}{L} \cdot \Delta t_1 \quad (2.30)$$

Substituindo (2.27) em (2.30) obtém-se a equação (2.31).

$$I_{L\max} = \frac{1}{L} \cdot \left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n}\right) \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T_s \quad \dots\dots\dots (2.31)$$

Então, substituindo (2.31) em (2.29) resulta na equação (2.32).

$$\Delta t_2 = \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n}\right)}{\left(\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} - V_i\right)} \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T_s \quad \dots\dots\dots (2.32)$$

Os tempos Δt_1 e Δt_2 podem ser calculados com o auxílio das equações (2.27) e (2.32) respectivamente. Tendo esses valores e conhecendo a Figura 2.38, o tempo Δt_3 pode ser calculado utilizando a equação (2.33).

$$\Delta t_3 = \frac{T_s}{3} - \Delta t_1 - \Delta t_2 \quad (2.33)$$

Assim ficam definidos os intervalos de tempo de todas as etapas de operação.

Tendo a duração das etapas parte-se para o cálculo do valor médio da corrente de saída $i_o(t)$ considerando a Figura 2.40.

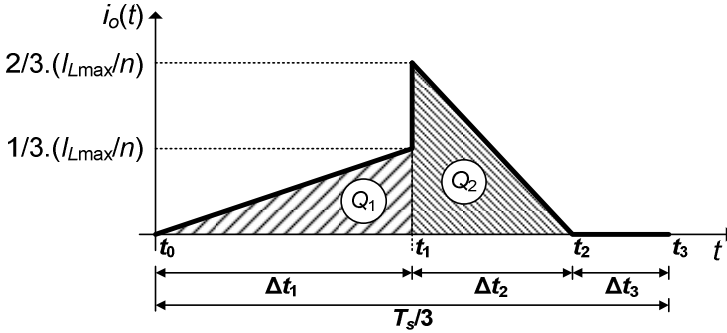


Figura 2.40 - Corrente de saída no MCD da região R2 com cargas (áreas) indicadas.

Primeiramente faz-se o cálculo das cargas indicadas na Figura 2.40. A carga Q_1 pode ser calculada como mostra a equação (2.34).

$$Q_1 = \frac{\Delta t_1 \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot n} \cdot I_{L\max} \right)}{2} \quad (2.34)$$

Substituindo as equações (2.27) e (2.31) em (2.34), e manipulando matematicamente, resulta na equação (2.35).

$$Q_1 = \frac{1}{6 \cdot n \cdot L} \cdot \left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right)^2 \cdot T_s^2 \quad (2.35)$$

Já a carga Q_2 pode ser calculada como mostra a equação (2.36).

$$Q_2 = \frac{\Delta t_2 \cdot \left(\frac{2}{3 \cdot n} \cdot I_{L\max} \right)}{2} \quad (2.36)$$

Substituindo as equações (2.29) e (2.31) em (2.36), manipulando matematicamente e efetuando as simplificações possíveis, resulta na equação (2.37).

$$Q_2 = \frac{1}{3 \cdot n \cdot L} \cdot \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right)^2}{\left(\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} - V_i \right)} \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right)^2 \cdot T_s^2 \quad \dots \quad (2.37)$$

O valor médio é dado pela carga total dividida pelo período, assim, pode-se escrever a equação (2.38).

$$I_o = \frac{3}{T_s} \cdot (Q_1 + Q_2) \quad (2.38)$$

Substituindo as equações (2.35) e (2.37) em (2.38), manipulando matematicamente e efetuando as simplificações possíveis, resulta na equação (2.39).

$$I_o = \frac{V_i}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right)}{\left(\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} - V_i \right)} \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right)^2 \cdot T_s \quad (2.39)$$

Ou ainda, considerando a equação (2.32), pode-se também escrever I_o em função de Δt_2 como mostra (2.40). A equação (2.40) é útil nos casos em que o intervalo de tempo Δt_2 é previamente calculado.

$$I_o = \frac{V_i}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot \Delta t_2 \quad (2.40)$$

Manipulando a equação (2.39) e sabendo que o período T_s é o inverso da frequência de comutação f_s , obtém-se a equação (2.41).

$$\frac{18 \cdot n \cdot L \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} = \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right)}{\left(\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} - V_i \right)} \cdot (3 \cdot D - 1)^2 \quad \dots \quad (2.41)$$

Pode-se então definir o ganho estático e a corrente de saída

parametrizada como mostram as equações (2.42) e (2.43) respectivamente.

$$q = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.42)$$

$$\bar{I}_o = \frac{18 \cdot n \cdot L \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} \quad (2.43)$$

Utilizando as equações (2.42) e (2.43) em (2.41) resulta na equação (2.44).

$$\bar{I}_o = \frac{\left(1 - \frac{q}{3 \cdot n}\right)}{\left(\frac{2 \cdot q}{3 \cdot n} - 1\right)} \cdot (3 \cdot D - 1)^2 \quad \dots \quad (2.44)$$

Da equação (2.44) é possível isolar o ganho estático q , resultando na equação (2.45).

$$q = 3 \cdot n \cdot \frac{\bar{I}_o + (3 \cdot D - 1)^2}{2 \cdot \bar{I}_o + (3 \cdot D - 1)^2} \quad (2.45)$$

A equação (2.45) será utilizada posteriormente no traçado da característica de saída do conversor.

2.5 LIMITE DA DESCONTINUIDADE DA REGIÃO R2

No limite da descontinuidade os valores do ganho estático q para a condução contínua e para a condução descontínua são iguais.

Com base na equação (2.13) para o MCC da região R2, e utilizando a definição de (2.42) pode-se isolar a razão cíclica D resultando na equação (2.46).

$$D = \frac{q - n}{q} \quad (2.46)$$

A equação (2.46) obtida para o MCC da região R2 pode então ser substituída na equação (2.44) obtida para o MCD da região R2. Desenvolvendo e realizando as simplificações possíveis resulta na equação (2.47).

$$\bar{I}_{oL} = \frac{(3 \cdot n - q) \cdot (2 \cdot q - 3 \cdot n)}{q^2} \quad (2.47)$$

A equação (2.47) define a curva limite entre o MCC e o MCD na região R2.

O valor máximo de \bar{I}_{oL} na curva limite de descontinuidade pode ser obtido derivando a equação (2.47) em relação à q e igualando a zero como mostra (2.48).

$$\frac{d\bar{I}_{oL}}{dq} = \frac{9 \cdot n \cdot (2 \cdot n - q)}{q^3} = 0 \quad (2.48)$$

Isolando q na equação (2.48) resulta na equação (2.49), que mostra o valor $q_{L\max}$ para o qual \bar{I}_{oL} é máximo na curva de descontinuidade.

$$q_{L\max} = 2 \cdot n \quad (2.49)$$

Substituindo (2.49) em (2.47) obtém-se (2.50) que define o valor máximo $\bar{I}_{oL\max}$ na curva de descontinuidade.

$$\bar{I}_{oL\max} = \frac{1}{4} = 0,25 \quad (2.50)$$

O valor apresentado em (2.50) poderá ser lido posteriormente na característica de saída do conversor.

2.6 OPERAÇÃO NA REGIÃO R3 NO MCC

Na região R3, os sinais de comando para um período de comutação são gerados como apresentado na Figura 2.41.

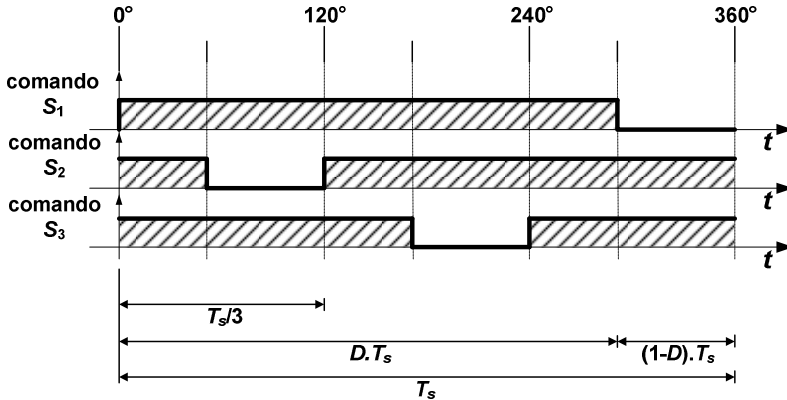


Figura 2.41 - Sinais de comando dos interruptores na região R3.

2.6.1 Etapas de Operação

A seguir são descritas as etapas de operação para o conversor operando na região R3 no MCC.

a) 1ª Etapa de Operação (t_0, t_1)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A primeira etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.42 e do circuito equivalente para a primeira etapa apresentado na Figura 2.43.

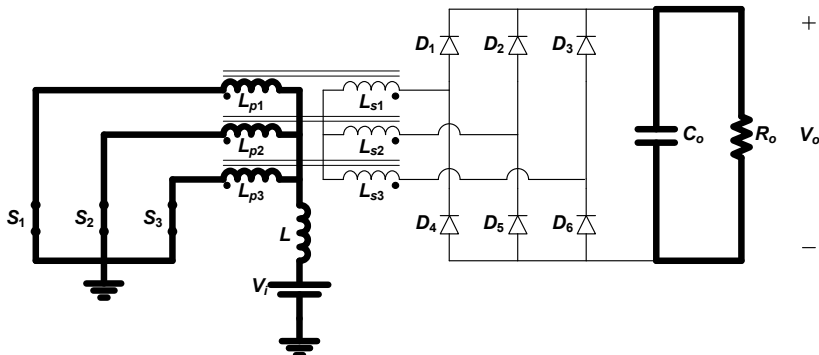


Figura 2.42 - Primeira etapa de operação.

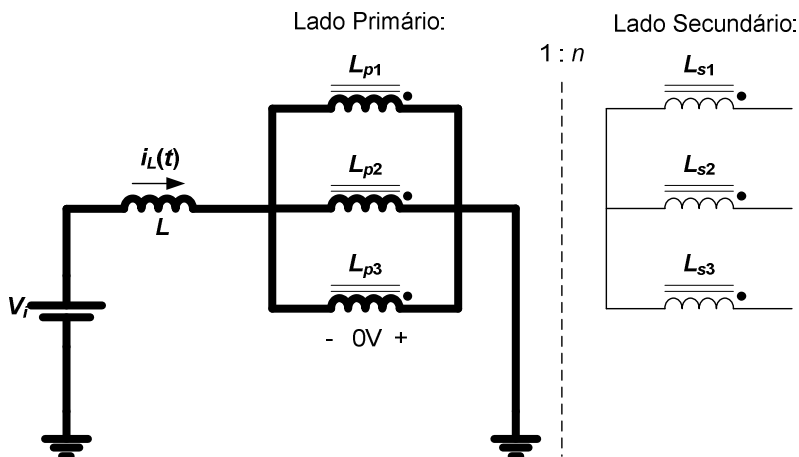


Figura 2.43 - Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.

b) 2ª Etapa de Operação (t_1, t_2)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente. A carga recebe energia da fonte e do indutor L através dos diodos D_2 , D_4 e D_6 . A segunda etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.44 e do circuito equivalente para a segunda etapa apresentado na Figura 2.45.

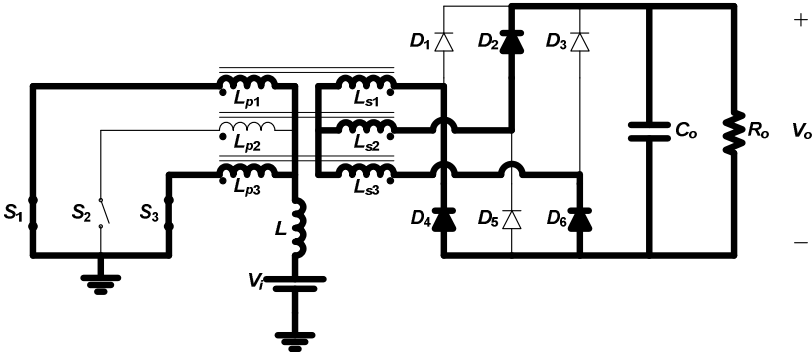


Figura 2.44 - Segunda etapa de operação.

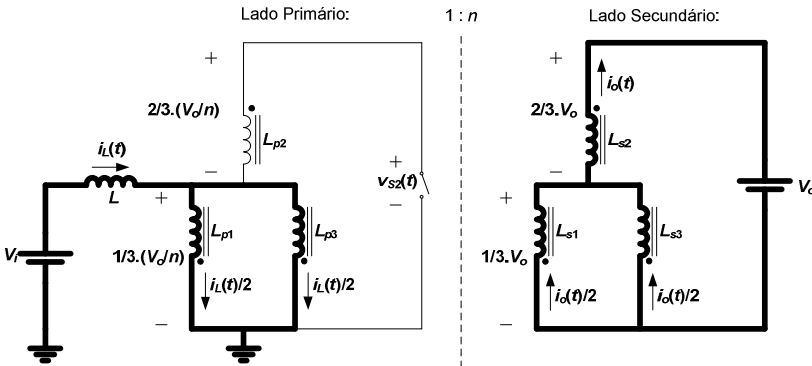


Figura 2.45 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.

c) 3ª Etapa de Operação (t_2, t_3)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A terceira etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.46 e do circuito equivalente para a terceira etapa apresentado na Figura 2.47.

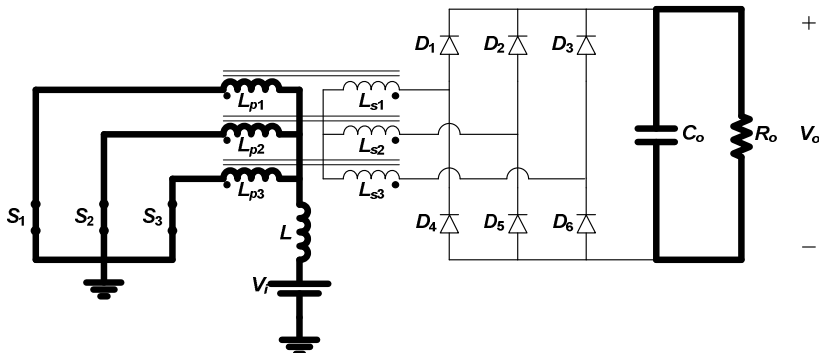


Figura 2.46 - Terceira etapa de operação.

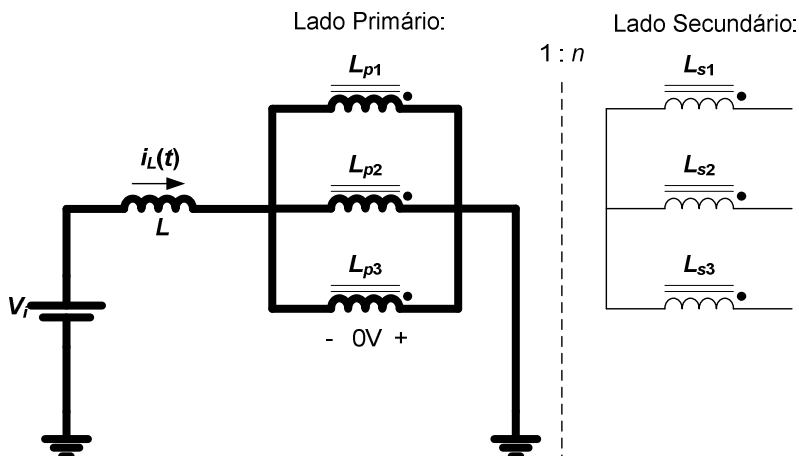


Figura 2.47 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação.

d) 4ª Etapa de Operação (t_3, t_4)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_3 , D_4 e D_5 . A quarta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.48 e do circuito equivalente para a quarta etapa apresentado na Figura 2.49.

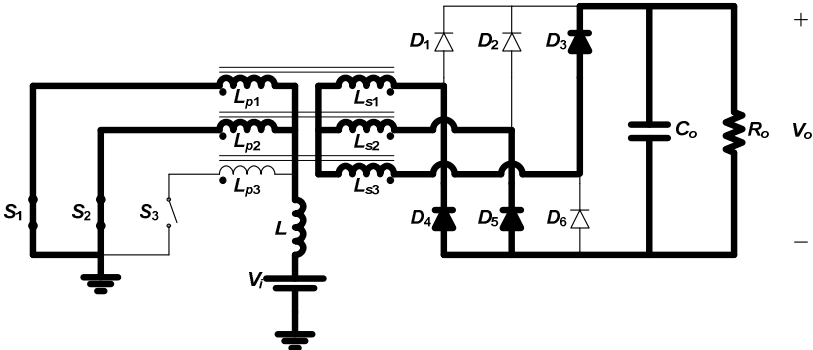


Figura 2.48 - Quarta etapa de operação.

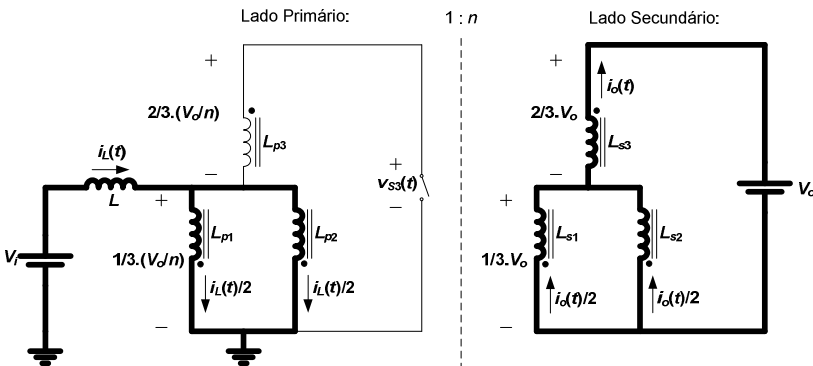


Figura 2.49 - Circuito equivalente para a quarta etapa de operação.

e) 5ª Etapa de Operação (t_4, t_5)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A quinta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.50 e do circuito equivalente para a quinta etapa apresentado na Figura 2.51.

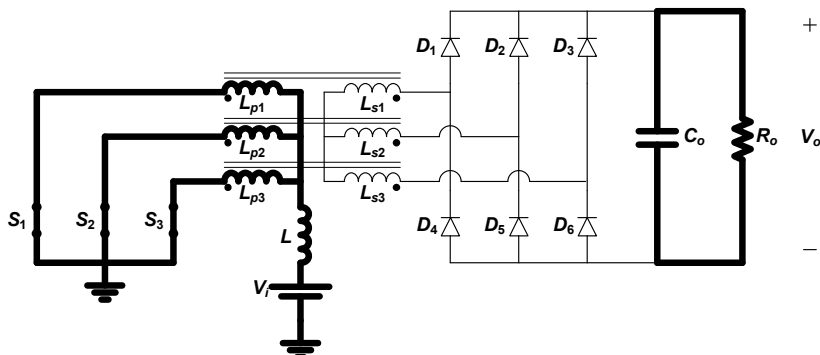


Figura 2.50 - Quinta etapa de operação.

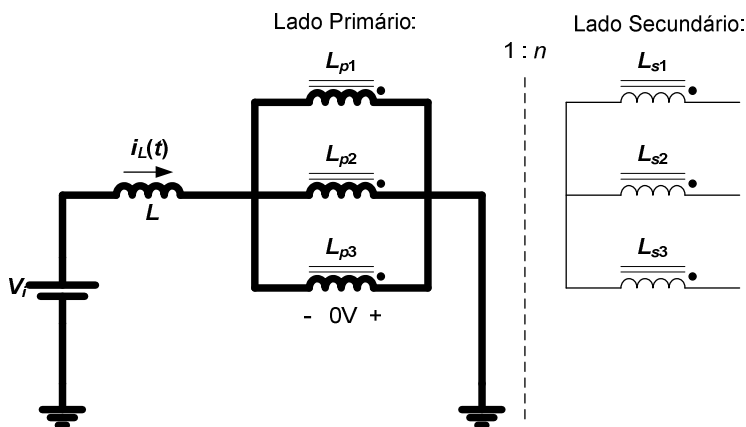


Figura 2.51 - Circuito equivalente para a quinta etapa de operação.

f) 6ª Etapa de Operação (t_5, t_6)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_1 , D_5 e D_6 . A sexta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.52 e do circuito equivalente para a sexta etapa apresentado na Figura 2.53.

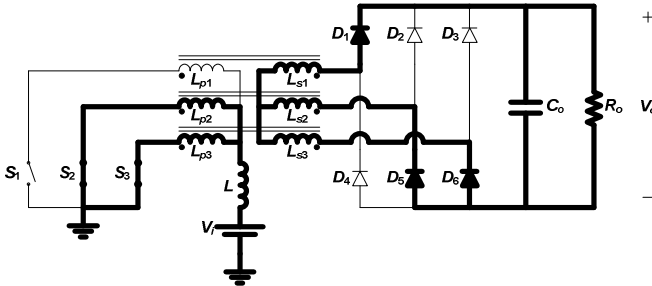


Figura 2.52 - Sexta etapa de operação.

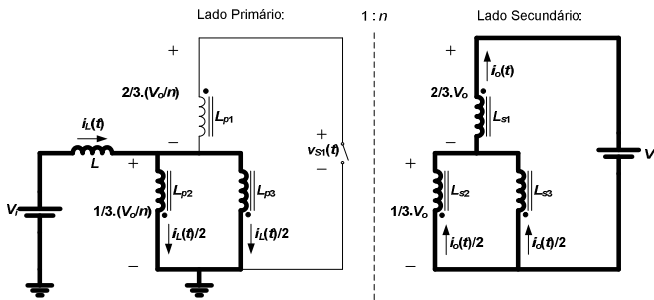


Figura 2.53 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.

Ao final da sexta etapa completa-se um período de funcionamento do conversor, retornando à primeira etapa de operação.

2.6.2 Formas de Onda

As principais formas de onda do conversor para a região R3 no MCC estão apresentadas na Figura 2.54, para um período completo de funcionamento, com os intervalos de tempo de interesse.

2.6.3 Relação Entre as Correntes de Entrada e de Saída

Para a obtenção da relação entre as correntes de entrada e de saída, o conversor novamente será analisado com entrada em corrente e saída em tensão, desconsiderando as ondulações como foi realizado anteriormente para o MCC da região R2.

A Figura 2.16 mostra como o sistema pode ser redesenhado e a Figura 2.17 mostra a definição da tensão $v_x(t)$. A tensão $v_x(t)$ representa

a tensão entre o ponto médio do enrolamento estrela primário e a referência da tensão de entrada.

A tensão $v_x(t)$ assume valores diferentes por etapa que podem ser lidos nas figuras dos circuitos equivalentes apresentados durante a descrição das etapas de operação. Tais valores estão apresentados de forma resumida na Tabela 2.6.

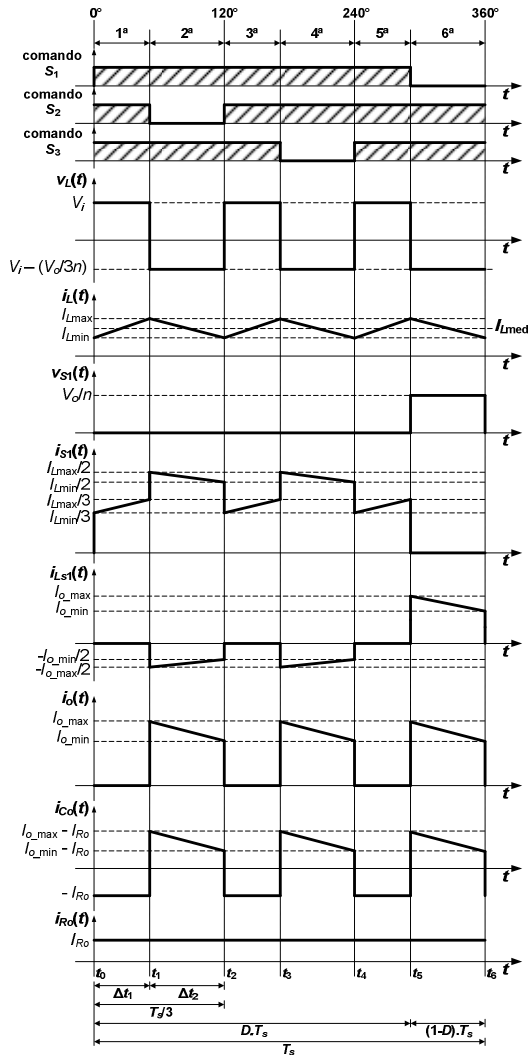


Figura 2.54 - Formas de onda para a região R3 no MCC.

Tabela 2.6 – Valores da tensão $v_x(t)$ no MCC da região R3 a cada etapa de operação.

Etapa de Operação	$v_x(t)$
1 ^a , 3 ^a , 5 ^a	0
2 ^a , 4 ^a , 6 ^a	$\frac{V_o}{3 \cdot n}$

As potências instantâneas de entrada e de saída são definidas como anteriormente em (2.1) e (2.2) respectivamente.

Pela igualdade das potências instantâneas pode-se escrever a equação (2.51) para a segunda etapa de operação, onde I_{o2} é o valor da corrente de saída para a essa etapa.

$$\frac{V_o}{3 \cdot n} \cdot I_L = V_o \cdot I_{o2} \quad (2.51)$$

Da equação (2.51) isola-se I_{o2} resultando em (2.52).

$$I_{o2} = \frac{I_L}{3 \cdot n} \quad (2.52)$$

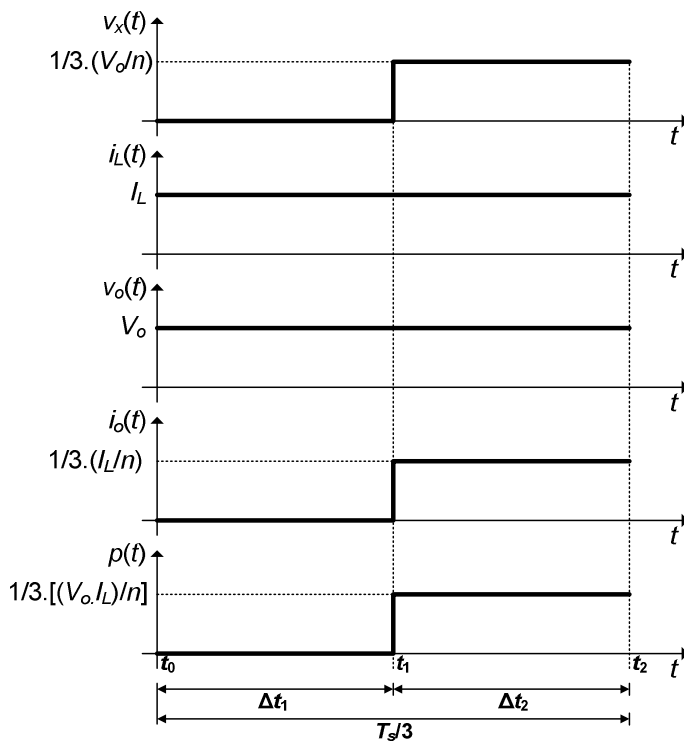
Nessas condições, têm-se as formas de onda apresentadas na Figura 2.55. Na Figura 2.55 está apresentado apenas um terço do período, que se repete mais duas vezes para completar um período completo de comutação.

Mais uma vez, apesar da análise apresentada ter desconsiderado a ondulação na corrente do indutor de entrada por simplificação, a relação apresentada em (2.52) também é válida para o caso com ondulação de corrente já que $v_x(t)$ se mantém constante a cada etapa.

Sendo assim, conhecendo a corrente no indutor de entrada podem-se definir todos os valores indicados nas correntes apresentadas nas formas de onda da Figura 2.54 como apresentado na Tabela 2.7.

Tabela 2.7 – Valores das correntes indicadas nas formas de onda.

Corrente	Valor
I_{o2min}	$\frac{I_{Lmin}}{3 \cdot n}$
I_{o2max}	$\frac{I_{Lmax}}{3 \cdot n}$

**Figura 2.55** - Tensões e correntes de entrada e de saída e potência instantânea no MCC da região R3.

2.6.4 Ganho Estático

Como nos modos de operação apresentados anteriormente, para que seja possível a obtenção do ganho estático do conversor,

primeiramente é necessário conhecer os intervalos de tempo das etapas de operação. Nesse modo de operação (R3 no MCC) duas etapas se repetem a cada terço de período, com a diferença de serem outros interruptores e diodos em condução. Dessa maneira, basta que se conheça o intervalo de tempo da primeira etapa Δt_1 e o intervalo de tempo da segunda etapa Δt_2 .

Sabendo disso e observando a Figura 2.54 pode-se escrever a equação (2.53) para o tempo Δt_2 .

$$\Delta t_2 = (1 - D) \cdot T_s \quad (2.53)$$

Também observando a Figura 2.54 pode-se escrever a equação (2.54) para o tempo Δt_1 . Substituindo (2.53) em (2.54) e colocando em evidência o período de comutação T_s resulta na equação (2.55).

$$\Delta t_1 = \frac{T_s}{3} - \Delta t_2 \quad (2.54)$$

$$\Delta t_1 = \left(D - \frac{2}{3} \right) \cdot T_s \quad (2.55)$$

Conhecendo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 pode-se expressar o valor médio da tensão sobre o indutor como apresentado na equação (2.56). Os valores da tensão sobre o indutor para cada etapa podem ser lidos na Figura 2.54.

$$V_{Lmed} = \frac{3}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} V_i \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right) \cdot dt \right] \quad (2.56)$$

Sabe-se que o valor médio da tensão sobre o indutor apresentado na equação (2.56) tem de ser nulo. Assim, substituindo (2.53) e (2.55) em (2.56), resolvendo as integrais e igualando a equação a zero tem-se (2.57).

$$\frac{3}{T_s} \cdot \left[V_i \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \cdot T_s + \left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right) \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] = 0 \quad (2.57)$$

Efetuando as multiplicações e as simplificações possíveis na equação (2.57) e rearranjando os termos resulta no ganho estático apresentado na equação (2.58) para o conversor operando na região R3 no MCC.

$$\frac{V_o}{V_i} = n \cdot \frac{1}{1-D} \quad (2.58)$$

Assim como no MCC do R2, trata-se do mesmo ganho estático do conversor *Boost* tradicional (monofásico) em condução contínua, apenas com a diferença de nesse caso haver também a relação de transformação n como fator.

2.6.5 Cálculo da Indutância de Entrada

Conhecendo as formas de onda de tensão e corrente sobre o indutor de entrada apresentadas na Figura 2.54, pode-se escrever a equação (2.59) para a variação da corrente durante a primeira etapa de operação.

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{L} \cdot \Delta t_1 \quad (2.59)$$

Substituindo a equação (2.55) em (2.59), isolando a indutância L , e sabendo que o período T_s é o inverso da frequência de comutação f_s , resulta em (2.60).

$$L = \frac{V_i}{\Delta I_L \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \quad (2.60)$$

A equação (2.60) pode ser utilizada para o cálculo da indutância de entrada no MCC da região R3.

Pode-se perceber nessa equação que no extremo inferior da região R3, com razão cíclica igual a dois terços ($2/3$), a equação se anula, indicando ondulação teórica igual à zero.

2.6.6 Cálculo da Capacitância de Saída

Sabe-se que a corrente no capacitor de saída é a corrente $i_o(t)$ menos a corrente na resistência de carga, resultando em uma forma de onda com valor médio nulo. Como realizado no MCC da região R2, se for desprezada a ondulação de corrente sobre o indutor de entrada, a forma de onda da corrente no capacitor de saída pode ser desenhada como na Figura 2.56 para um terço do período de comutação.

Como a corrente é negativa no capacitor de saída durante a primeira etapa (Figura 2.56), o capacitor está fornecendo energia e portando a variação da tensão é negativa e pode ser escrita como na equação (2.61).

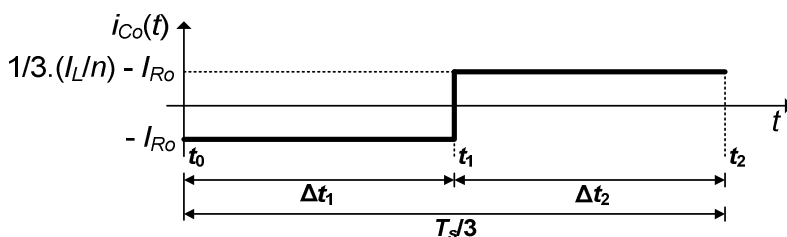


Figura 2.56 - Forma de onda da corrente $i_{Co}(t)$ desprezando a ondulação no indutor de entrada.

$$-\Delta V_o = \frac{-I_o}{C_o} \cdot \Delta t_1 \quad (2.61)$$

Substituindo a equação (2.55) em (2.61), isolando a capacitância C_o , e sabendo que o período T_s é o inverso da frequência de comutação f_s , resulta em (2.62).

$$C_o = \frac{I_o}{\Delta V_o \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \quad (2.62)$$

Assim como mostrado anteriormente para o cálculo da indutância, pode-se perceber também nessa equação que no extremo inferior da região R3, com razão cíclica igual a dois terços ($2/3$), a equação se anula, indicando ondulação teórica igual a zero.

2.7 OPERAÇÃO NA REGIÃO R3 NO MCD

No MCD da região R3, os sinais de comando para um período de comutação são gerados da mesma maneira que foi apresentada anteriormente na Figura 2.41 para o MCC.

2.7.1 Etapas de Operação

A seguir são descritas as etapas de operação para o conversor operando na região R3 no MCD.

a) 1ª Etapa de Operação (t_0, t_1)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente a partir de zero. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A primeira etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.57 e do circuito equivalente para a primeira etapa apresentado na Figura 2.58.

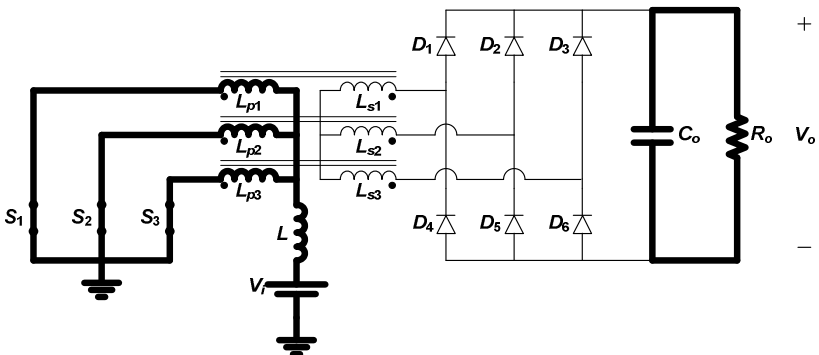


Figura 2.57 - Primeira etapa de operação.

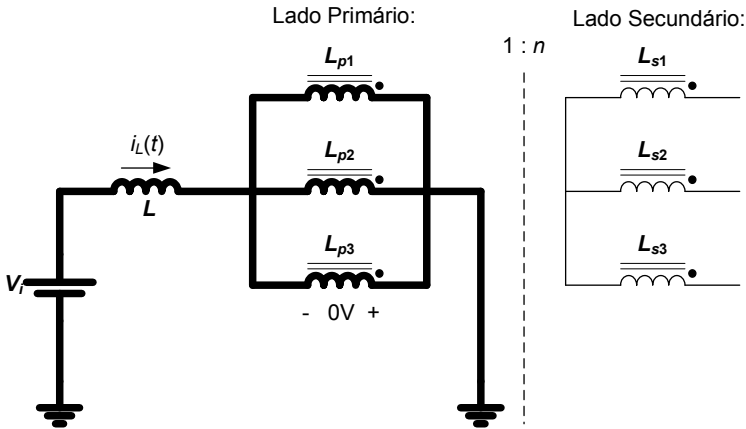


Figura 2.58 - Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.

b) 2ª Etapa de Operação (t_1, t_2)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente até se anular. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_2, D_4 e D_6 . A segunda etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.59 e do circuito equivalente para a segunda etapa apresentado na Figura 2.60.

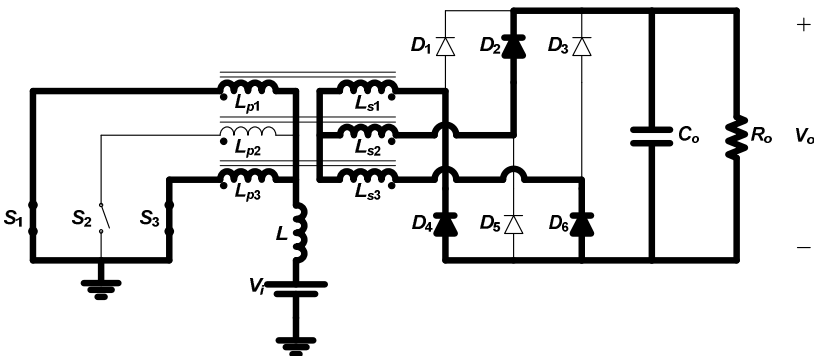


Figura 2.59 - Segunda etapa de operação.

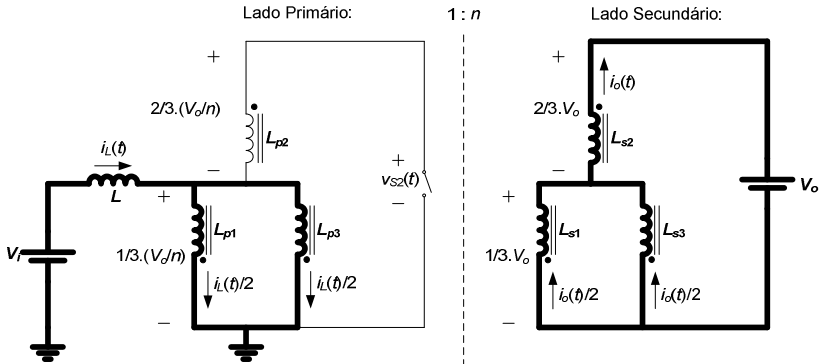


Figura 2.60 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.

c) 3ª Etapa de Operação (t_2, t_3)

Essa etapa inicia quando a corrente $i_L(t)$ se anula. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A terceira etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.61 e do circuito equivalente para a terceira etapa apresentado na Figura 2.62.

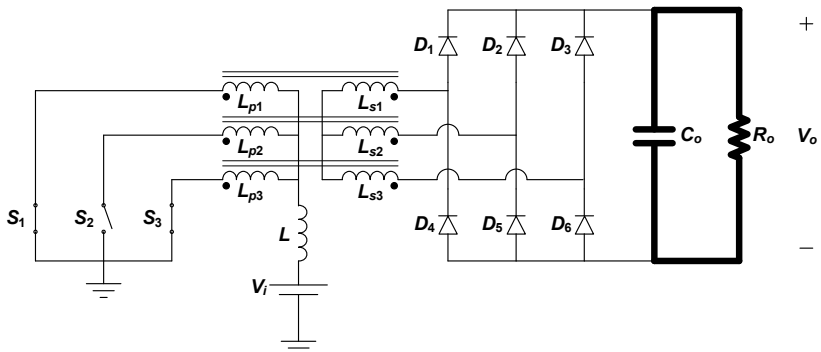


Figura 2.61 - Terceira etapa de operação.

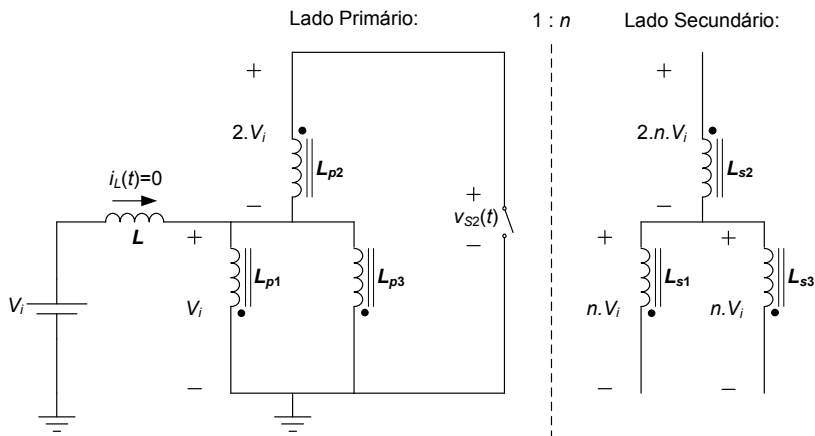


Figura 2.62 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação.

d) 4ª Etapa de Operação (t_3, t_4)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente a partir de zero. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A quarta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.63 e do circuito equivalente para a primeira etapa apresentado na Figura 2.64.

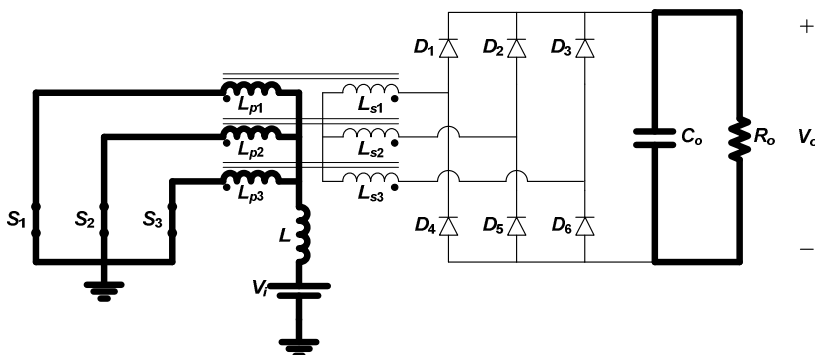


Figura 2.63 - Quarta etapa de operação.

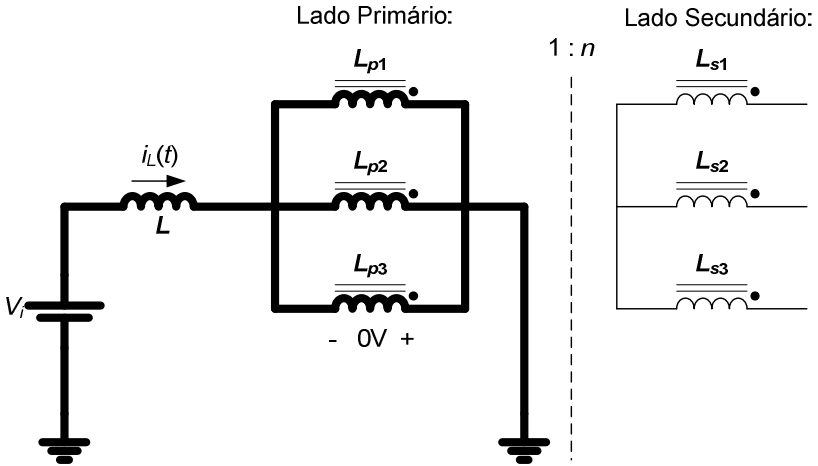


Figura 2.64 - Circuito equivalente para a quarta etapa de operação.

e) 5ª Etapa de Operação (t_4, t_5)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente até se anular. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_3 , D_4 e D_5 . A quinta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.65 e do circuito equivalente para a quinta etapa apresentado na Figura 2.66.

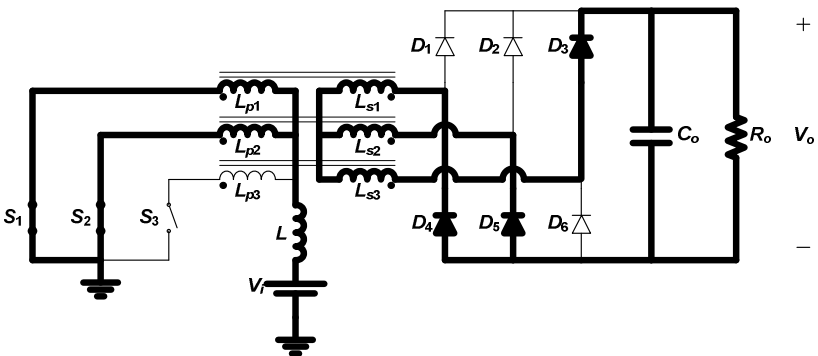


Figura 2.65 - Quinta etapa de operação.

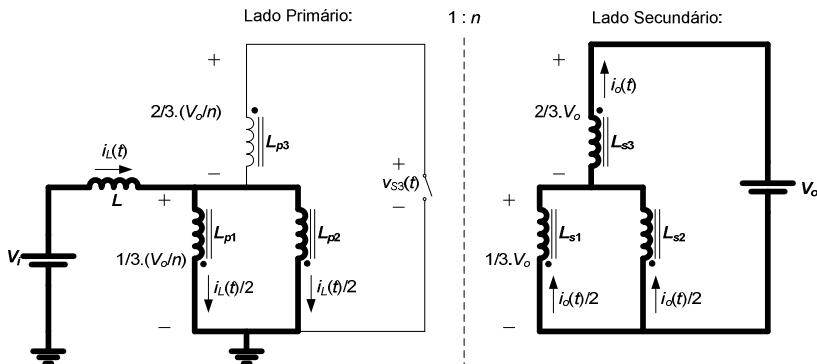


Figura 2.66 - Circuito equivalente para a quinta etapa de operação.

f) 6ª Etapa de Operação (t_5, t_6)

Essa etapa inicia quando a corrente $i_L(t)$ se anula. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A sexta etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.67 e do circuito equivalente para a sexta etapa apresentado na Figura 2.68.

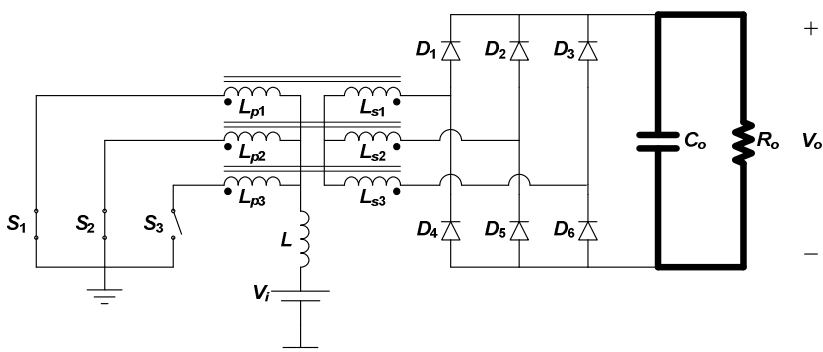


Figura 2.67 - Sexta etapa de operação.

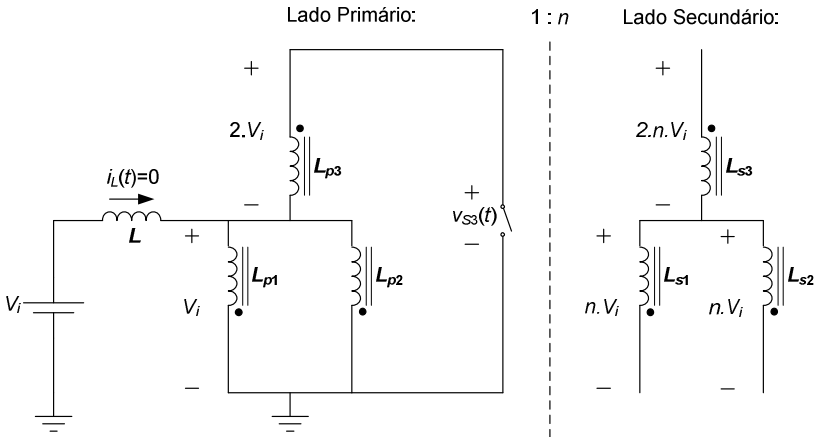


Figura 2.68 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.

g) 7ª Etapa de Operação (t_6, t_7)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir. Nessa etapa o indutor L se magnetiza com energia proveniente da fonte de alimentação V_i e a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente a partir de zero. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A sétima etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.69 e do circuito equivalente para a sétima etapa apresentado na Figura 2.70.

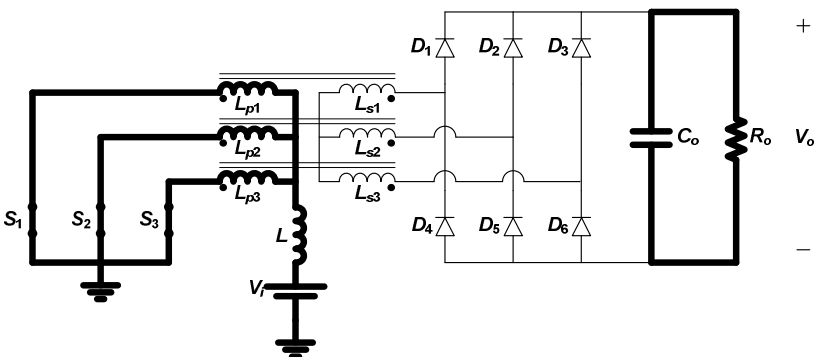


Figura 2.69 - Sétima etapa de operação.

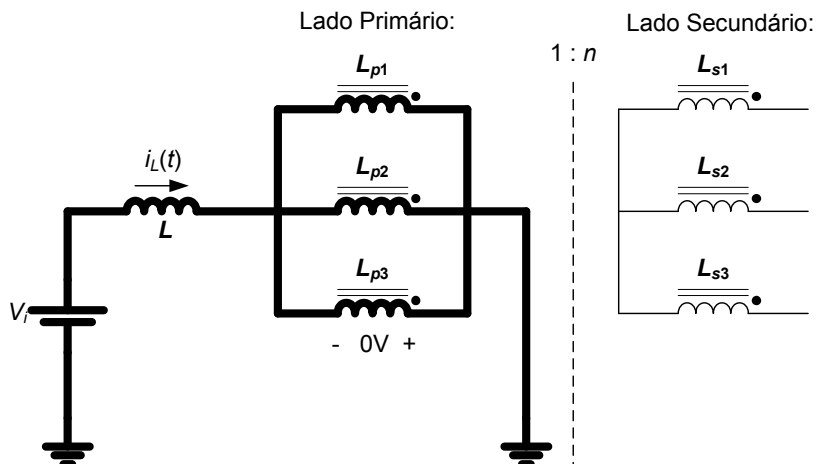


Figura 2.70 - Circuito equivalente para a sétima etapa de operação.

h) 8ª Etapa de Operação (t_7, t_8)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 bloqueia. Nessa etapa o indutor L se desmagnetiza e a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente até se anular. A carga recebe energia da fonte e do indutor através dos diodos D_1 , D_5 e D_6 . A oitava etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.71 e do circuito equivalente para a oitava etapa apresentado na Figura 2.72.

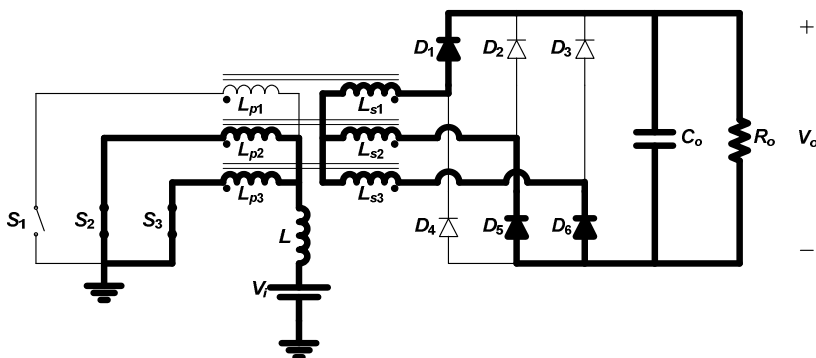


Figura 2.71 - Oitava etapa de operação.

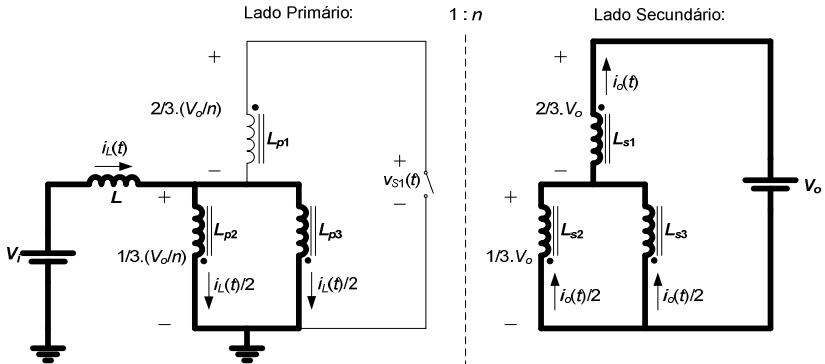


Figura 2.72 - Circuito equivalente para a oitava etapa de operação.

i) 9ª Etapa de Operação (t_8, t_9)

Essa etapa inicia quando a corrente $i_L(t)$ se anula. Os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados e o capacitor de saída entrega energia à resistência de carga. A nona etapa de operação pode ser melhor visualizada através da Figura 2.73 e do circuito equivalente para a nona etapa apresentado na Figura 2.74.

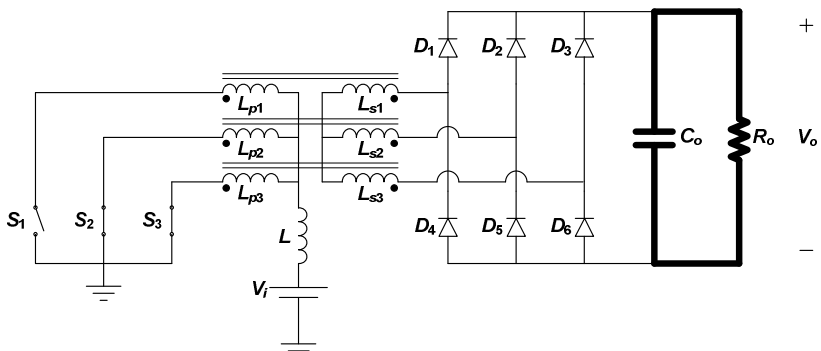


Figura 2.73 – Nona etapa de operação.

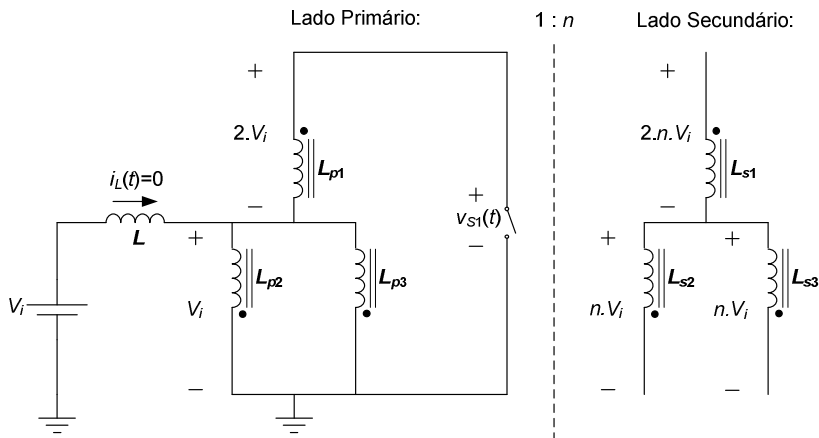


Figura 2.74 - Circuito equivalente para a nona etapa de operação.

Ao final da nona etapa completa-se um período de funcionamento do conversor, retornando à primeira etapa de operação.

2.7.2 Formas de Onda

As principais formas de onda do conversor para a região R3 no MCD estão apresentadas na Figura 2.75, para um período completo de funcionamento, com os intervalos de tempo de interesse.

2.7.3 Relação Entre as Correntes de Entrada e de Saída

A análise do MCD da região R3 é feita de maneira muito semelhante ao caso apresentado para o MCD da região R2. A igualdade das potências instantâneas de entrada e de saída tem de ser respeitada e faz-se a definição da tensão $v_x(t)$ como a tensão do ponto médio do enrolamento estrela primário em relação à referência da tensão de entrada (Figura 2.17).

Para o MCD da região R3, a tensão $v_x(t)$ também assume valores diferentes por etapa que podem ser lidos nas figuras dos circuitos equivalentes apresentados durante a descrição das etapas de operação. Tais valores estão apresentados de forma resumida na Tabela 2.8.

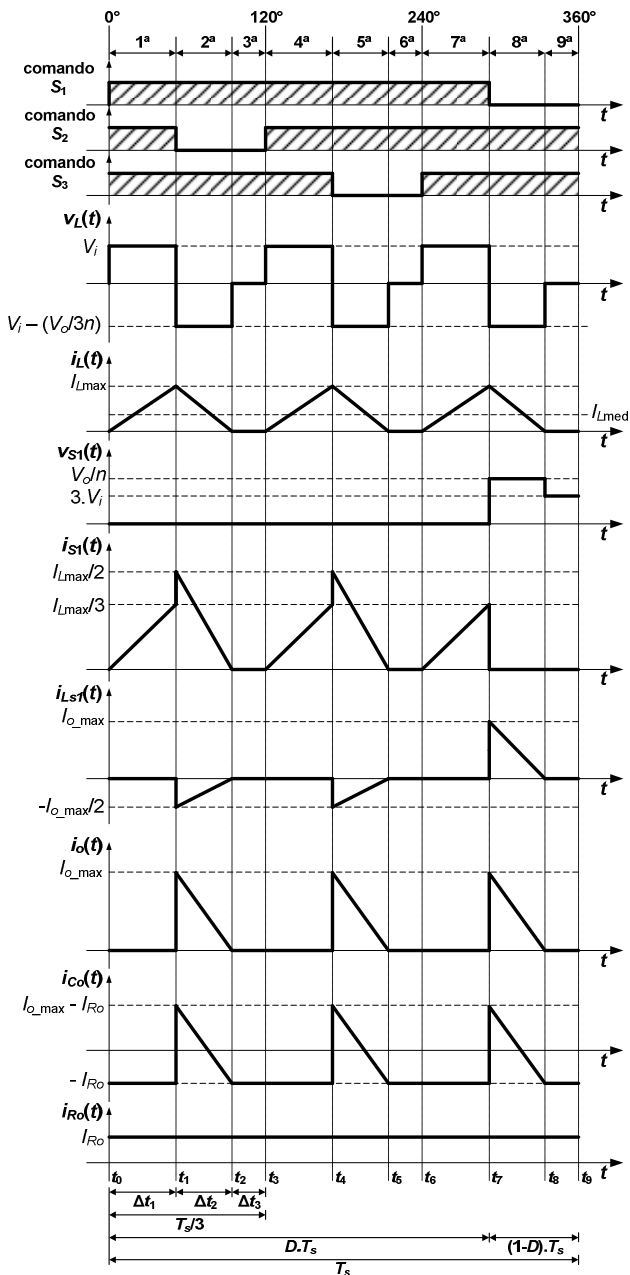


Figura 2.75 - Formas de onda para a região R3 no MCD.

Tabela 2.8 – Valores da tensão $v_x(t)$ no MCD da região R3 a cada etapa de operação.

Etapa de Operação	$v_x(t)$
1 ^a , 4 ^a , 7 ^a	0
2 ^a , 5 ^a , 8 ^a	$\frac{V_o}{3 \cdot n}$
3 ^a , 6 ^a , 9 ^a	V_i

Pela igualdade das potências instantâneas, pode-se escrever a equação (2.63) para a segunda etapa de operação, onde I_{o_max} é o valor máximo da corrente de saída (indicado na Figura 2.75) durante essa etapa.

$$\frac{V_o}{3 \cdot n} \cdot I_{Lmax} = V_o \cdot I_{o_max} \quad (2.63)$$

Da equação (2.63) isola-se I_{o_max} , resultando na equação (2.64). Com a equação (2.64) e conhecendo a corrente no indutor de entrada podem-se definir todos os valores indicados nas correntes apresentadas nas formas de onda da Figura 2.75.

$$I_{o_max} = \frac{I_{Lmax}}{3 \cdot n} \quad (2.64)$$

Nessas condições, têm-se as formas de onda apresentadas na Figura 2.76. Na Figura 2.76 está apresentado apenas um terço do período, que se repete mais duas vezes para completar um período completo de comutação.

2.7.4 Ganho Estático

Como apresentado anteriormente para os outros modos, para que seja possível a obtenção do ganho estático do conversor, primeiramente é necessário conhecer os intervalos de tempo das etapas de operação. Nesse modo de operação (R3 no MCD) três etapas se repetem a cada terço de período, com a diferença de serem outros interruptores e diodos em condução. Dessa maneira, basta que se conheça os intervalos de

tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 relativos à primeira, segunda e terceira etapas respectivamente.

Observando a Figura 2.75 e sabendo que as durações da oitava e nona etapas são iguais às durações da segunda e terceira etapas respectivamente, pode-se escrever a equação (2.65). Colocando em evidência o período de comutação T_s resulta na equação (2.66).

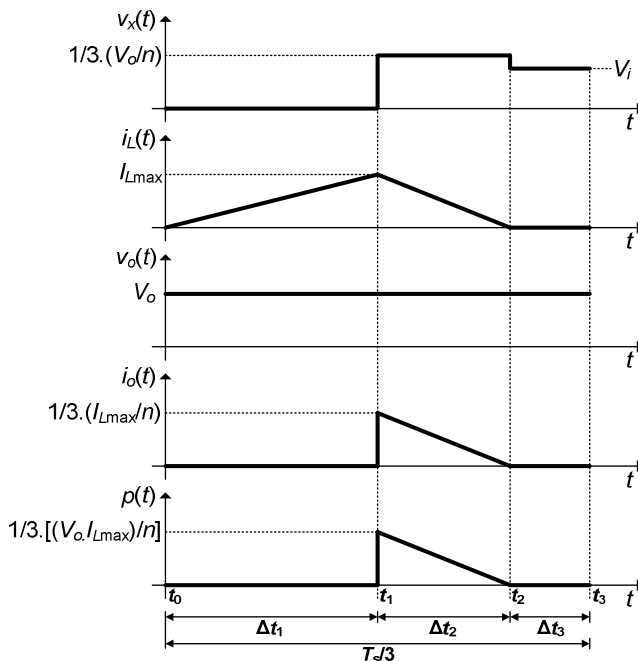


Figura 2.76 - Tensões e correntes de entrada e de saída e potência instantânea no MCD da região R3.

$$\Delta t_1 = \frac{T_s}{3} - (1-D) \cdot T_s \quad (2.65)$$

$$\Delta t_1 = \left(D - \frac{2}{3} \right) \cdot T_s \quad (2.66)$$

Na segunda etapa de operação, a corrente $i_L(t)$ decresce linearmente do valor máximo I_{Lmax} até zero. Sabendo disso e conhecendo o valor da tensão sobre o indutor na segunda etapa, que pode ser lido na Figura 2.75, é possível escrever a equação (2.67).

$$0 = I_{L\max} + \frac{\left(V_i - \frac{V_o}{3 \cdot n} \right)}{L} \cdot \Delta t_2 \quad (2.67)$$

Da equação (2.67) isola-se Δt_2 resultando em (2.68).

$$\Delta t_2 = \frac{L \cdot I_{L\max}}{\frac{V_o}{3 \cdot n} - V_i} \quad (2.68)$$

E na primeira etapa de operação, a corrente $i_L(t)$ cresce linearmente de zero até o valor máximo $I_{L\max}$. Sabendo disso e conhecendo o valor da tensão sobre o indutor na primeira etapa, que também pode ser lido na Figura 2.75, é possível escrever a equação (2.69).

$$I_{L\max} = \frac{V_i}{L} \cdot \Delta t_1 \quad (2.69)$$

Substituindo (2.66) em (2.69) obtém-se a equação (2.70).

$$I_{L\max} = \frac{V_i}{L} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \cdot T_s \quad (2.70)$$

Então, substituindo (2.70) em (2.68) resulta na equação (2.71).

$$\Delta t_2 = \frac{V_i}{\left(\frac{V_o}{3 \cdot n} - V_i \right)} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \cdot T_s \quad (2.71)$$

Os tempos Δt_1 e Δt_2 podem ser calculados com o auxílio das equações (2.66) e (2.71) respectivamente. Tendo esses valores e conhecendo a Figura 2.75, o tempo Δt_3 pode ser calculado utilizando a equação (2.72).

$$\Delta t_3 = \frac{T_s}{3} - \Delta t_1 - \Delta t_2 \quad (2.72)$$

Assim ficam definidos os intervalos de tempo de todas as etapas de operação.

Tendo a duração das etapas parte-se para o cálculo do valor médio da corrente de saída $i_o(t)$ considerando a Figura 2.77.

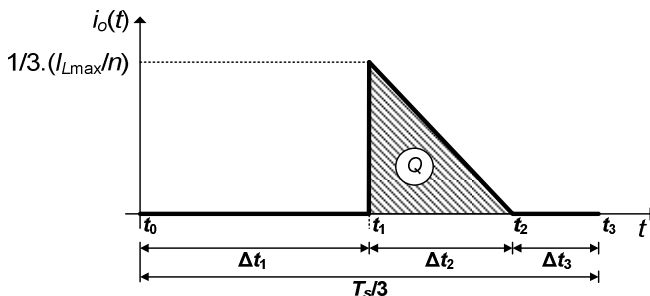


Figura 2.77 - Corrente de saída no MCD da região R3 com carga (área) indicada.

Primeiramente faz-se o cálculo da carga indicada na Figura 2.77. A carga Q pode ser calculada como mostra a equação (2.73).

$$Q = \frac{\Delta t_2 \cdot \left(\frac{I_{L\max}}{3 \cdot n} \right)}{2} \quad (2.73)$$

Substituindo as equações (2.70) e (2.71) em (2.73) e manipulando matematicamente, resulta na equação (2.74).

$$Q = \frac{V_i^2}{6 \cdot n \cdot L} \cdot \frac{\left(D - \frac{2}{3} \right)^2}{\left(\frac{V_o}{3 \cdot n} - V_i \right)} \cdot T_s^2 \quad (2.74)$$

O valor médio é dado pela carga dividida pelo período, assim, pode-se escrever a equação (2.75).

$$I_o = \frac{3}{T_s} \cdot Q \quad (2.75)$$

Substituindo a equação (2.74) em (2.75), manipulando matematicamente e efetuando as simplificações possíveis, resulta na equação (2.76).

$$I_o = \frac{V_i^2}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \frac{\left(D - \frac{2}{3}\right)^2}{\left(\frac{V_o}{3 \cdot n} - V_i\right)} \cdot T_s \quad (2.76)$$

Ou ainda, considerando a equação (2.71), pode-se também escrever I_o em função de Δt_2 como mostra (2.77). A equação (2.77) é útil nos casos em que o intervalo de tempo Δt_2 é previamente calculado.

$$I_o = \frac{V_i}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \left(D - \frac{2}{3}\right) \cdot \Delta t_2 \quad (2.77)$$

Manipulando a equação (2.76) e sabendo que o período T_s é o inverso da frequência de comutação f_s , obtém-se a equação (2.78).

$$\frac{18 \cdot n \cdot L \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} = \frac{V_i}{\frac{V_o}{3 \cdot n} - V_i} \cdot (3 \cdot D - 2)^2 \quad (2.78)$$

Utilizam-se então as mesmas definições para o ganho estático e a corrente de saída parametrizada apresentadas anteriormente nas equações (2.42) e (2.43) respectivamente.

Utilizando as equações (2.42) e (2.43) em (2.78) resulta na equação (2.79).

$$\bar{I}_o = \frac{1}{\frac{q}{3 \cdot n} - 1} \cdot (3 \cdot D - 2)^2 \quad (2.79)$$

Da equação (2.79) isola-se o ganho estático q , resultando na equação (2.80).

$$q = 3 \cdot n \cdot \left[\frac{(3 \cdot D - 2)^2}{\bar{I}_o} + 1 \right] \quad (2.80)$$

A equação (2.80) será utilizada posteriormente no traçado da característica de saída do conversor.

2.8 LIMITE DA DESCONTINUIDADE DA REGIÃO R3

No limite da descontinuidade os valores do ganho estático q para a condução contínua e para a condução descontínua são iguais.

Com base na equação (2.58) para o MCC da região R3, e utilizando a definição de (2.42) pode-se isolar a razão cíclica D resultando na equação (2.81).

$$D = \frac{q-n}{q} \quad (2.81)$$

A equação (2.81) obtida para o MCC da região R3 pode então ser substituída na equação (2.79) obtida para o MCD da região R3. Desenvolvendo e realizando as simplificações possíveis resulta na equação (2.82).

$$\bar{I}_{oL} = 3 \cdot n \cdot \frac{(q-3 \cdot n)}{q^2} \quad (2.82)$$

A equação (2.82) define a curva limite entre o MCC e o MCD na região R3.

O valor máximo de \bar{I}_{oL} na curva limite de descontinuidade pode ser obtido derivando a equação (2.82) em relação à q e igualando a zero como mostra (2.83).

$$\frac{d\bar{I}_{oL}}{dq} = \frac{3 \cdot n \cdot (6 \cdot n - q)}{q^3} = 0 \quad (2.83)$$

Isolando q na equação (2.83) resulta na equação (2.84), que mostra o valor $q_{L\max}$ para o qual \bar{I}_{oL} é máximo na curva de descontinuidade.

$$q_{L\max} = 6 \cdot n \quad (2.84)$$

Substituindo (2.84) em (2.82) obtém-se (2.85) que define o valor máximo $\bar{I}_{oL\max}$ na curva de descontinuidade.

$$\bar{I}_{oL\max} = \frac{1}{4} = 0,25 \quad (2.85)$$

O valor apresentado em (2.85) poderá ser lido posteriormente na característica de saída do conversor.

2.9 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Após toda a análise apresentada até aqui se tem as equações necessárias para o traçado da característica de saída do conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente.

Com base nas equações (2.13) e (2.45) para o ganho estático na região R2 no MCC e MCD respectivamente, nas equações (2.58) e (2.80) para o ganho estático na região R3 no MCC e MCD respectivamente, e nas equações (2.47) e (2.82) para os limites de descontinuidade das regiões R2 e R3 respectivamente, pode-se montar o conjunto de equações apresentado na Tabela 2.9.

Tabela 2.9 – Resumo das equações necessárias no traçado da característica de saída.

	Região R2	Região R3
Ganho estático no MCC	$q = n \cdot \frac{1}{1-D}$	$q = n \cdot \frac{1}{1-D}$
Ganho estático no MCD	$q = 3 \cdot n \cdot \frac{\bar{I}_o + (3 \cdot D - 1)^2}{2 \cdot \bar{I}_o + (3 \cdot D - 1)^2}$	$q = 3 \cdot n \cdot \left[\frac{(3 \cdot D - 2)^2}{\bar{I}_o} + 1 \right]$
Limite entre o MCC e o MCD	$\bar{I}_{oL} = \frac{(3 \cdot n - q) \cdot (2 \cdot q - 3 \cdot n)}{q^2}$	$\bar{I}_{oL} = 3 \cdot n \cdot \frac{(q - 3 \cdot n)}{q^2}$

A Tabela 2.9 apresenta todas as equações necessárias para o traçado da característica de saída completa do conversor, que pode ser visualizada na Figura 2.78 para a relação de transformação unitária.

Anteriormente foi observado no cálculo dos valores da indutância L e da capacitância C_o nos modos de condução contínua, que a

ondulação tende a ser nula para as razões cíclicas que separam as regiões de operação (1/3 e 2/3). Isso também pode ser observado através da característica de saída apresentada na Figura 2.78.

Para as razões cíclicas de um terço (1/3) e dois terços (2/3), mesmo em baixas correntes de saída o conversor não entra no MCD. As curvas limite de descontinuidade tocam o eixo das ordenadas nessas razões cíclicas, indicando que qualquer corrente de saída acima de zero faz o conversor operar no MCC.

Com o objetivo de comprovar a validade da Figura 2.78 foram realizadas simulações com o conversor operando em diferentes modos e regiões de operação. Esses pontos simulados podem ser visualizados em comparação com as curvas teóricas através da Figura 2.79. As simulações realizadas apresentam conformidade com as curvas teóricas, validando a análise apresentada.

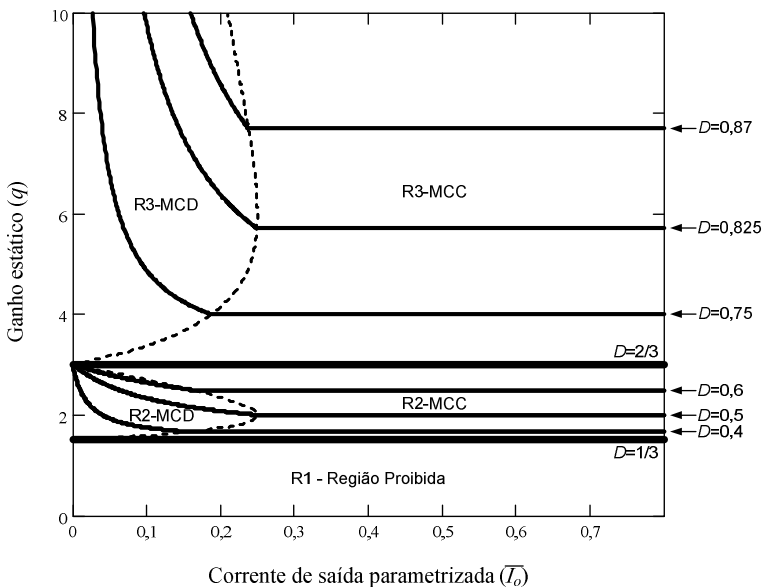


Figura 2.78 - Característica de saída do conversor Push-Pull CC-CC trifásico alimentado em corrente para $n=1$.

O conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente apresenta duas regiões de operação. A região R1 representa a região proibida por não possibilitar a desmagnetização do indutor de entrada. Já as regiões de operação R2 e R3 foram analisadas em detalhes,

apresentando as etapas de operação, formas de onda e equacionamento no MCC e no MCD. A análise possibilitou o traçado da característica de saída completa do conversor.

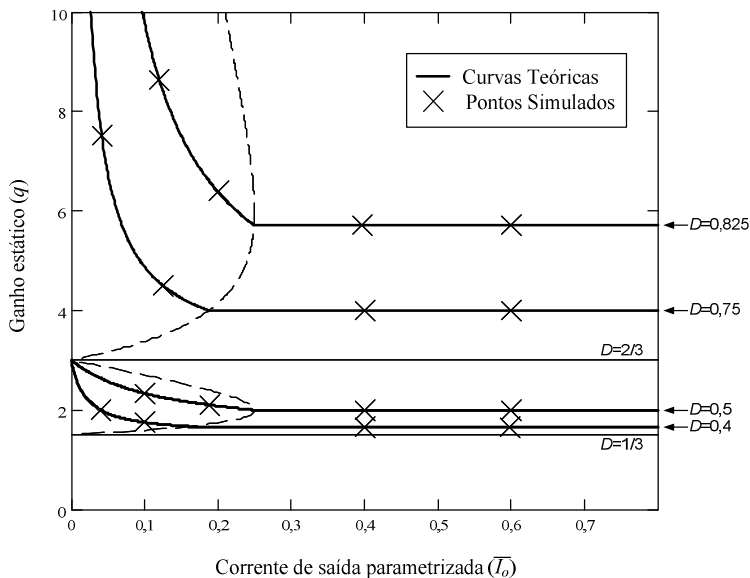


Figura 2.79 - Característica de saída do conversor Push-Pull CC-CC trifásico alimentado em corrente para $n=1$ com pontos simulados.

2.10 CONCLUSÃO

Em ambos os modos de condução contínua (R2-MCC e R3-MCC) o conversor apresenta o mesmo ganho estático do conversor *Boost* tradicional apenas com a diferença do fator n (relação de transformação).

Tanto as equações apresentadas para o cálculo da indutância L e da capacitância C_o nos modos contínuos quanto a característica de saída revelam algo interessante do conversor para razões cíclicas de um terço e dois terços. Nesses valores de razão cíclica, que delimitam as regiões de operação, o conversor não entra em modo descontínuo. Tanto a ondulação de corrente no indutor quando a ondulação da tensão de saída tende a zero nesses casos.

Por fim, as simulações realizadas apresentaram boa conformidade com a característica de saída teórica obtida, validando a análise.

CAPÍTULO 3 - DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE NO MCC

3.1 INTRODUÇÃO

Após a análise teórica apresentada anteriormente, o dimensionamento de cada elemento do estágio de potência do circuito operando no MCC é discutido neste capítulo. Um exemplo numérico de projeto visando a construção de um protótipo também é mostrado seguido de resultados de simulações utilizando os parâmetros calculados.

3.2 CÁLCULOS PRELIMINARES

Antes do dimensionamento propriamente dito, cálculos simples de algumas variáveis são úteis, e poderão facilitar as fases seguintes do projeto.

Conhecendo a frequência de comutação especificada, o período de comutação é calculado como em (3.86).

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.86)$$

A corrente média de saída é dada pela relação entre a potência e a tensão de saída, como mostra (3.87).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.87)$$

Tendo a corrente, pode-se calcular a resistência de carga como (3.88).

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (3.88)$$

Com o rendimento esperado do conversor, pode-se calcular a

potência na entrada em função da potência de saída como (3.89).

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.89)$$

Com isso, a corrente média no indutor de entrada ou corrente média de entrada é calculada como (3.90).

$$I_L = \frac{P_i}{V_i} \quad (3.90)$$

Por fim, o ganho estático do conversor é definido pela relação (3.91).

$$q = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.91)$$

3.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

O projeto do transformador aqui apresentado leva em consideração as tensões e correntes indicadas na Figura 3.1. Por simplificação, a corrente de entrada do conversor é considerada livre de ondulação e é representada apenas pelo valor médio. A saída do conversor é representada como fonte de tensão.

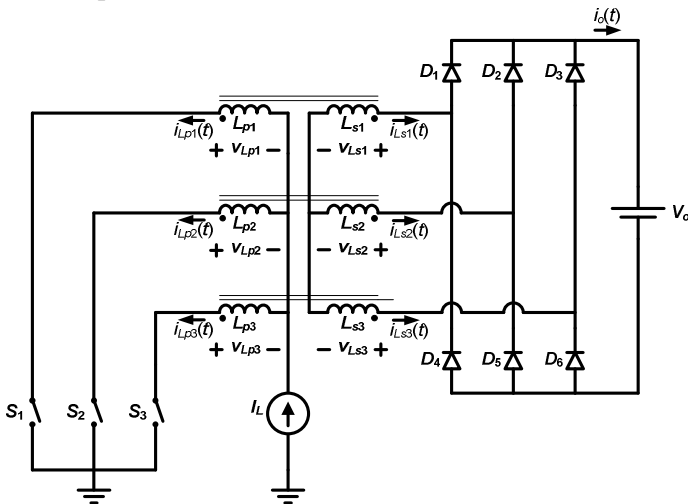


Figura 3.1 - Circuito do conversor apresentando a convenção das tensões e correntes para dimensionamento do transformador.

3.3.1 Relação de Transformação

Escolhendo o ponto no qual se deseja que o conversor opere, com base na Figura 2.78, pode-se definir a razão cíclica D . Assim, a relação de transformação n é obtida com base no ganho estático para os modos contínuos, apresentado na Tabela 2.9, como mostra (3.92).

$$n = q \cdot (1 - D) \quad (3.92)$$

3.3.2 Tensões e Correntes nos Enrolamentos na Região R2 no MCC

Operando na região R2 no MCC, as formas de onda da tensão e da corrente para duas bobinas da mesma perna do transformador, uma primária e outra secundária, estão apresentadas na Figura 3.2.

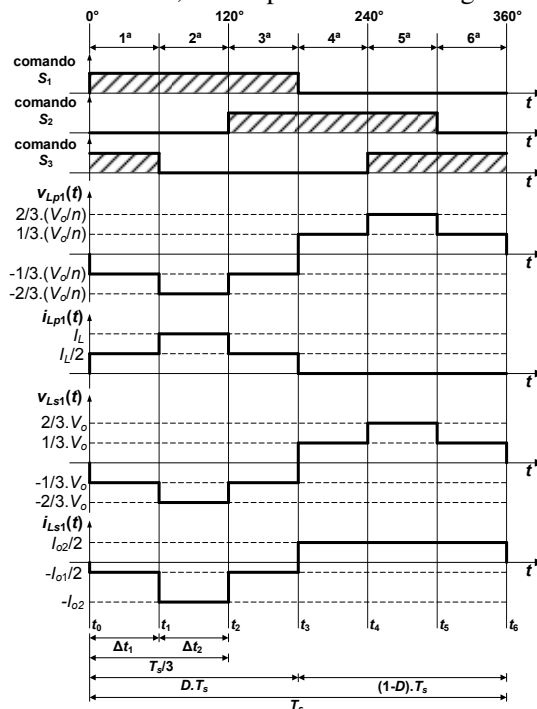


Figura 3.2 - Formas de onda da tensão e da corrente para uma bobina primária e uma bobina secundária do transformador na região R2 no MCC.

A. Tensão Eficaz em uma Bobina Primária na Região R2 no MCC

A equação (3.93) representa o valor eficaz da forma de onda de v_{Lp1} apresentada na Figura 3.2.

$$V_{Lp1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{V_o}{3 \cdot n} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \right)^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_o}{3 \cdot n} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.93)$$

Calculando as integrais em (3.93), coletando os termos, extraindo a raiz onde é possível e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, obtém-se (3.94).

$$V_{Lp1ef} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{V_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s + \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \right]} \quad (3.94)$$

Expandindo (3.94) e realizando as simplificações possíveis resulta em (3.95).

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_o \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot n} \quad (3.95)$$

Considerando o ganho estático (2.13) em (3.95) pode-se obter (3.96), expressa apenas em função da tensão de entrada V_i e da razão cíclica D .

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_i \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot (1 - D)} \quad (3.96)$$

As equações (3.95) ou (3.96) podem ser utilizadas para o cálculo do valor eficaz da tensão em uma bobina primária.

B. Corrente Eficaz em uma Bobina Primária na Região R2 no MCC

A equação (3.97) representa o valor eficaz da forma de onda de i_{Lp1} apresentada na Figura 3.2.

$$I_{Lp1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_L}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} I_L^2 \cdot dt \right]} \quad (3.97)$$

Calculando as integrais em (3.97), extraíndo a raiz onde é possível e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, obtém-se (3.98).

$$I_{Lp1ef} = I_L \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s + \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \right]} \quad (3.98)$$

Expandindo (3.98) e realizando as simplificações possíveis resulta em (3.99).

$$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1-D} \quad (3.99)$$

A equação (3.99) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da corrente em uma bobina primária.

C. Corrente Média em uma Bobina Primária na Região R2 no MCC

A corrente das bobinas primárias possui valor médio diferente de zero que pode ser expresso como mostra (3.100).

$$I_{Lp1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_L}{2} \right) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} I_L \cdot dt \right] \quad (3.100)$$

Calculando as integrais em (3.100), manipulando a equação e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, obtém-se (3.101).

$$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{T_s} \cdot \left[\left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s + \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \right] \quad (3.101)$$

Expandindo (3.101) e realizando as simplificações possíveis resulta em (3.102).

$$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{3} \quad (3.102)$$

A equação (3.102) pode ser utilizada para o cálculo do valor médio da corrente em uma bobina primária.

D. Tensão Eficaz em uma Bobina Secundária na Região R2 no MCC

A equação (3.103) representa o valor eficaz da forma de onda de v_{Ls1} apresentada na Figura 3.2.

$$V_{Ls1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{V_o}{3} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{2 \cdot V_o}{3} \right)^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{V_o}{3} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.103)$$

Calculando as integrais em (3.103), coletando os termos, extraindo a raiz onde é possível e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, obtém-se (3.104).

$$V_{Ls1ef} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_o \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s + \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \right]} \quad (3.104)$$

Expandindo (3.104) e realizando as simplificações possíveis resulta em (3.105).

$$V_{Ls1ef} = \frac{V_o \cdot \sqrt{2}}{3} \quad (3.105)$$

A equação (3.105) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da tensão em uma bobina secundária.

E. Corrente Eficaz em uma Bobina Secundária na Região R2 no MCC

A equação (3.106) representa o valor eficaz da forma de onda de i_{Ls1} apresentada na Figura 3.2.

$$I_{Ls1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{I_{o1}}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} (-I_{o2})^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_{o2}}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_{o2}}{2} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.106)$$

Mas através de (2.5) e (2.6) conclui-se (3.107).

$$I_{o2} = 2 \cdot I_{o1} \quad (3.107)$$

Substituindo (3.107) em (3.106) pode-se escrever (3.108).

$$I_{Ls1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(-\frac{I_{o1}}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} (-2 \cdot I_{o1})^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} I_{o1}^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_1} I_{o1}^2 \cdot dt \right]} \quad (3.108)$$

Calculando as integrais em (3.108), coletando os termos, extraindo a raiz onde é possível e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, obtém-se (3.109).

$$I_{Ls1ef} = I_{o1} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{3}{2} \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s + 6 \cdot \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \right]} \quad (3.109)$$

Expandindo (3.109) e realizando as simplificações possíveis obtém-se (3.110).

$$I_{Ls1ef} = \frac{I_{o1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{7 - 9 \cdot D} \quad (3.110)$$

A corrente I_{o1} pode ser expressa em função da corrente I_o através do cálculo do valor médio da corrente de carga (3.111), que é baseado na forma de onda apresentada na Figura 3.3.

$$I_o = \frac{3}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} I_{o1} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} (2 \cdot I_{o1}) \cdot dt \right] \quad (3.111)$$

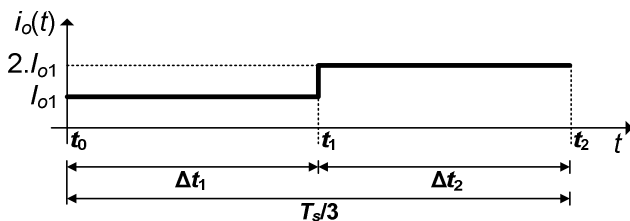


Figura 3.3 - Forma de onda da corrente de saída para a região R2 no MCC com corrente no indutor livre de ondulação.

Calculando as integrais em (3.111) e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, obtém-se (3.112).

$$I_o = \frac{3 \cdot I_{o1}}{T_s} \cdot \left[\left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s + 2 \cdot \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \right] \quad (3.112)$$

Da equação (3.112), expandindo e realizando as simplificações possíveis, obtém-se (3.113).

$$I_{o1} = \frac{I_o}{3 \cdot (1 - D)} \quad (3.113)$$

Por fim, substituindo (3.113) em (3.110) resulta em (3.114).

$$I_{Ls1ef} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{7 - 9 \cdot D}}{3 \cdot (1 - D)} \quad (0.1)$$

A equação (3.114) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da corrente em uma bobina secundária.

3.3.3 Potências Aparentes Totais nos Enrolamentos na Região R2 no MCC

A potência aparente total no enrolamento primário pode ser calculada pela soma das potências aparentes de cada bobina primária como mostra (3.115).

$$S_p = 3 \cdot V_{Lp1ef} \cdot I_{Lp1ef} \quad (3.115)$$

Substituindo (3.96) e (3.99) em (3.115) pode-se obter (3.116).

$$S_p = \frac{V_i \cdot I_L}{\sqrt{1-D}} \quad (3.116)$$

Expressando (3.116) em função da potência tem-se (3.117).

$$S_p = \frac{P_i}{\sqrt{1-D}} \quad (3.117)$$

A equação (3.117) pode ser utilizada para o cálculo da potência aparente total no primário do transformador.

A potência aparente total no enrolamento secundário é calculada de maneira semelhante como mostra (3.118).

$$S_s = 3 \cdot V_{Ls1ef} \cdot I_{Ls1ef} \quad (3.118)$$

Substituindo (3.105) e (3.114) em (3.118) pode-se obter (3.119).

$$S_s = \frac{V_o \cdot I_o \cdot \sqrt{7-9 \cdot D}}{3 \cdot (1-D)} \quad (3.119)$$

Expressando (3.119) em função da potência tem-se (3.120).

$$S_s = \frac{P_o \cdot \sqrt{7-9 \cdot D}}{3 \cdot (1-D)} \quad (3.120)$$

A equação (3.120) pode ser utilizada para o cálculo da potência aparente total no secundário do transformador.

3.3.4 Tensões e Correntes nos Enrolamentos na Região R3 no MCC

Operando na região R3 no MCC, as formas de onda da tensão e da corrente para duas bobinas da mesma perna do transformador, uma primária e outra secundária, estão apresentadas na Figura 3.4.

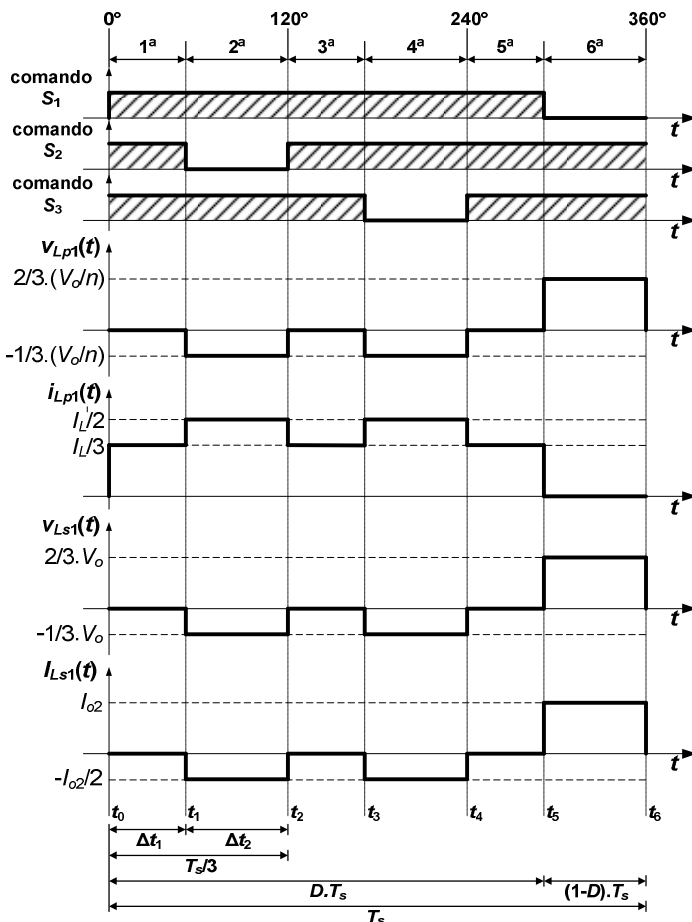


Figura 3.4 - Formas de onda da tensão e da corrente para uma bobina primária e uma bobina secundária do transformador na região R3 no MCC.

A. Tensão Eficaz em uma Bobina Primária na Região R3 no MCC

A equação (3.121) representa o valor eficaz da forma de onda de v_{Lp1} apresentada na Figura 3.4.

$$V_{Lp1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{V_o}{3 \cdot n} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.121)$$

Calculando as integrais em (3.121), coletando os termos, extraindo a raiz onde é possível e substituindo o intervalo de tempo Δt_2 de (2.53), obtém-se (3.122).

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_o}{3 \cdot n} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot 6 \cdot (1-D) \cdot T_s} \quad (3.122)$$

Expandindo (3.122) e realizando as simplificações possíveis resulta em (3.123).

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{1-D} \quad (3.123)$$

E considerando o ganho estático (2.58) em (3.123) pode-se obter (3.124), expressa apenas em função da tensão de entrada V_i e da razão cíclica D .

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_i}{\sqrt{1-D}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.124)$$

As equações (3.123) ou (3.124) podem ser utilizadas para o cálculo do valor eficaz da tensão em uma bobina primária.

B. Corrente Eficaz em uma Bobina Primária na Região R3 no MCC

A equação (3.125) representa o valor eficaz da forma de onda de i_{Lp1} apresentada na Figura 3.4.

$$I_{Lp1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[3 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_L}{3} \right)^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_L}{2} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.125)$$

Calculando as integrais em (3.125), extraindo a raiz onde é possível e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.55) e (2.53) respectivamente, obtém-se (3.126).

$$I_{Lp1ef} = I_L \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{1}{3} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \cdot T_s + \frac{1}{2} \cdot (1-D) \cdot T_s \right]} \quad (3.126)$$

Expandindo (3.126) e realizando as simplificações possíveis resulta em (3.127).

$$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{\sqrt{6}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3} - D} \quad (3.127)$$

A equação (3.127) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da corrente em uma bobina primária.

C. Corrente Média em uma Bobina Primária na Região R3 no MCC

A corrente das bobinas primárias possui valor médio diferente de zero que pode ser expresso como mostra (3.128).

$$I_{Lp1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[3 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_L}{3} \right) \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_L}{2} \right) \cdot dt \right] \quad (3.128)$$

Calculando as integrais em (3.128), manipulando a equação e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.55) e (2.53) respectivamente, obtém-se (3.129).

$$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{T_s} \cdot \left[\left(D - \frac{2}{3} \right) \cdot T_s + (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (3.129)$$

Expandindo (3.129) e realizando as simplificações possíveis resulta em (3.130).

$$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{3} \quad (3.130)$$

A equação (3.130) pode ser utilizada para o cálculo do valor médio da corrente em uma bobina primária.

D. Tensão Eficaz em uma Bobina Secundária na Região R3 no MCC

A equação (3.131) representa o valor eficaz da forma de onda de v_{Ls1} apresentada na Figura 3.4.

$$V_{Ls1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{V_o}{3} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.131)$$

Calculando as integrais em (3.131), coletando os termos, extraindo a raiz onde é possível e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.55) e (2.53) respectivamente, obtém-se (3.132).

$$V_{Ls1ef} = \frac{V_o}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot 6 \cdot (1-D) \cdot T_s} \quad (3.132)$$

Expandindo (3.132) e realizando as simplificações possíveis resulta em (3.133).

$$V_{Ls1ef} = V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{1-D} \quad (3.133)$$

A equação (3.133) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da tensão em uma bobina secundária.

E. Corrente Eficaz em uma Bobina Secundária na Região R3 no MCC

A equação (3.134) representa o valor eficaz da forma de onda de i_{Ls1} apresentada na Figura 3.4.

$$I_{Ls1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(-\frac{I_{o2}}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} I_{o2}^2 \cdot dt \right]} \quad (3.134)$$

Calculando as integrais em (3.134), coletando os termos, extraindo a raiz onde é possível e substituindo o intervalo de tempo Δt_2 de (2.53), obtém-se (3.135).

$$I_{Ls1ef} = I_{o2} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{3}{2} \cdot (1-D) \cdot T_s \right]} \quad (3.135)$$

Realizando as simplificações possíveis em (3.135) obtém-se (3.136)

$$I_{Ls1ef} = I_{o2} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (1-D) \quad (3.136)$$

A corrente I_{o2} pode ser expressa em função da corrente I_o através do cálculo do valor médio da corrente de carga (3.137), que é baseado

na forma de onda apresentada na Figura 3.5.

$$I_o = \frac{3}{T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_2} I_{o2} \cdot dt \quad (3.137)$$

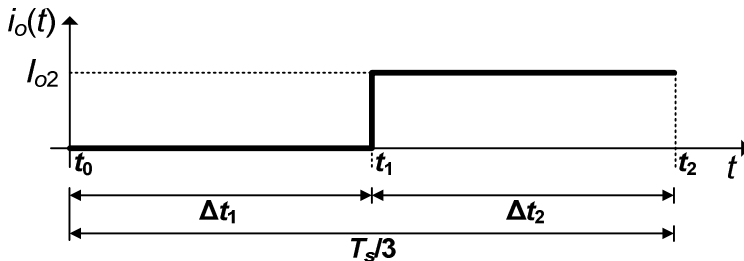


Figura 3.5 - Forma de onda da corrente de saída para a região R3 no MCC com corrente no indutor livre de ondulação.

Calculando a integral em (3.137), substituindo o intervalo de tempo Δt_2 de (2.53) e simplificando, pode-se obter (3.138).

$$I_{o2} = \frac{I_o}{3 \cdot (1-D)} \quad (3.138)$$

Por fim, substituindo (3.138) em (3.136) resulta em (3.139).

$$I_{Ls1ef} = \frac{I_o}{\sqrt{6} \cdot \sqrt{1-D}} \quad (3.139)$$

A equação (3.139) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da corrente em uma bobina secundária.

3.3.5 Potências Aparentes Totais nos Enrolamentos na Região R3 no MCC

A potência aparente total no enrolamento primário pode ser calculada pela soma das potências aparentes de cada bobina primária como mostra (3.140).

$$S_p = 3 \cdot V_{Lp1ef} \cdot I_{Lp1ef} \quad (3.140)$$

Substituindo (3.124) e (3.127) em (3.140) pode-se obter (3.141).

$$S_p = \frac{V_i \cdot I_L}{\sqrt{1-D}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-D} \quad (3.141)$$

Expressando (3.141) em função da potência tem-se (3.142).

$$S_p = \frac{P_i}{\sqrt{1-D}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-D} \quad (3.142)$$

A equação (3.142) pode ser utilizada para o cálculo da potência aparente total no primário do transformador.

A potência aparente total no enrolamento secundário é calculada de maneira semelhante como mostra (3.143).

$$S_s = 3 \cdot V_{Ls1ef} \cdot I_{Ls1ef} \quad (3.143)$$

Substituindo (3.133) e (3.139) em (3.143) pode-se obter (3.144).

$$S_s = V_o \cdot I_o \quad (3.144)$$

Expressando (3.144) em função da potência tem-se (3.145).

$$S_s = P_o \quad (3.145)$$

A equação (3.145) mostra que na região R3 no MCC a potência aparente total no secundário do transformador é a própria potência de saída do conversor.

3.3.6 Resumo dos Esforços no Transformador

As tensões eficazes, correntes eficazes e potências aparentes totais por enrolamento apresentadas anteriormente estão resumidas na Tabela 3.1 de acordo com a região de operação do conversor.

Tabela 3.1 – Resumo dos esforços no transformador.

		Região R2	Região R3
Enrolamento Primário	Tensão eficaz em uma bobina	$V_{Lp1ef} = \frac{V_i \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot (1-D)}$	$V_{Lp1ef} = \frac{V_i}{\sqrt{1-D}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$

		Região R2	Região R3
	Corrente eficaz em uma bobina	$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1-D}$	$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{\sqrt{6}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-D}$
	Corrente média em uma bobina	$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{3}$	$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{3}$
	Potência aparente total	$S_p = \frac{P_i}{\sqrt{1-D}}$	$S_p = \frac{P_i}{\sqrt{1-D}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-D}$
Enrolamento Secundário	Tensão eficaz em uma bobina	$V_{Ls1ef} = \frac{V_o \cdot \sqrt{2}}{3}$	$V_{Ls1ef} = V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{1-D}$
	Corrente eficaz em uma bobina	$I_{Ls1ef} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{7-9 \cdot D}}{3 \cdot (1-D)}$	$I_{Ls1ef} = \frac{I_o}{\sqrt{6} \cdot \sqrt{1-D}}$
	Potência aparente total	$S_s = \frac{P_o \cdot \sqrt{7-9 \cdot D}}{3 \cdot (1-D)}$	$S_s = P_o$

3.3.7 Projeto Físico do Transformador

A seguir será apresentado o equacionamento utilizado para a escolha do núcleo do transformador, do número de espiras para as bobinas primárias e para as bobinas secundárias e o dimensionamento dos condutores para cada uma das bobinas.

A. Área Efetiva do Núcleo

A obtenção da equação para a área transversal efetiva de uma perna do núcleo do transformador A_e parte da Lei de Faraday através da qual se pode expressar a tensão em uma bobina com N espiras do transformador como (3.146).

$$v(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (3.146)$$

Conhecendo a equação (3.147) é possível escrever a equação (3.148) com base em (3.146).

$$\Delta\phi = \Delta B \cdot A_e \quad (3.147)$$

$$V_m = N \cdot \frac{\Delta B \cdot A_e}{\Delta t} \quad (3.148)$$

Na equação (3.148), V_m representa a tensão magnetizante que define a excursão do fluxo magnético em uma perna do transformador.

Isolando A_e em (3.148) resulta em (3.149).

$$A_e = \frac{V_m \cdot \Delta t}{N \cdot \Delta B} \quad (3.149)$$

A equação (3.149) será utilizada posteriormente com a tensão magnetizante apropriada para cada região de operação.

B. Área da Janela do Carretel

A obtenção da equação para a área da janela do carretel A_w , por sua vez, parte da Lei de Ampère através da qual se pode obter a relação (3.150) para uma bobina com N espiras.

$$\oint_{\vec{l}} H \cdot d\vec{l} = \int_s J \cdot ds = N \cdot I \quad (3.150)$$

Com base em (3.150) é possível expressar a máxima densidade de corrente em uma bobina primária com N_p espiras como (3.151).

$$J_{\max} = \frac{N_p \cdot I_{Lp1ef}}{A_p} \quad (3.151)$$

Na equação (3.151), A_p representa a área ocupada por uma bobina primária na janela do carretel e pode ser expressa em função do fator de ocupação da área da janela por essa bobina k_p , do fator de ocupação do cobre dentro do carretel k_w , e da área da janela do carretel A_w como mostra (3.152).

$$A_p = k_p \cdot k_w \cdot A_w \quad (3.152)$$

Substituindo (3.152) em (3.151) e isolando A_w , resulta em (3.153).

$$A_w = \frac{N_p \cdot I_{Lp1ef}}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max}} \quad (3.153)$$

A equação (3.153) será utilizada posteriormente com a corrente eficaz apropriada para cada região de operação.

C. Escolha do Núcleo

A escolha do núcleo do transformador pode ser realizada com o auxílio do produto da área efetiva de uma perna do transformador (A_e) pela área disponível na janela do carretel (A_w). O produto das áreas $A_e A_w$ é proporcional à potência que pode ser processada por um dado transformador.

Para que seja utilizada a equação (3.149), primeiramente é necessário o cálculo da tensão magnetizante. Nesse cálculo serão levadas em consideração as formas de onda de $v_{Ls1}(t)$ para as regiões R2 e R3 que podem ser observadas na Figura 3.2 e Figura 3.4 respectivamente. Por simplificação, a tensão magnetizante pode ser calculada como a tensão média da parte positiva da forma de onda de $v_{Ls1}(t)$ ou a tensão média da parte negativa da forma de onda de $v_{Ls1}(t)$. A duração da parte negativa da tensão é de $D \cdot T_s$ e a duração da parte positiva da tensão é de $(1-D) \cdot T_s$. As áreas da parte positiva e da parte negativa são iguais.

C.1 Operação na Região R2

Operando na região R2, pode-se calcular a tensão magnetizante para a forma de onda de $v_{Ls1}(t)$ apresentada anteriormente na Figura 3.2 como (3.154).

$$V_m = \frac{1}{(1-D) \cdot T_s} \cdot \left(2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \frac{V_o}{3} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_1} \frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot dt \right) \quad (3.154)$$

Calculando as integrais em (3.154) e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, pode-se obter (3.155).

$$V_m = \frac{1}{(1-D) \cdot T_s} \cdot \frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot \left[\left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot T_s + \left(\frac{2}{3} - D \right) \cdot T_s \right] \quad (3.155)$$

Efetuando as multiplicações e simplificações possíveis em (3.155) obtém-se a tensão magnetizante para a região R2 apresentada na equação (3.156).

$$V_m = \frac{2 \cdot V_o}{9 \cdot (1-D)} \quad (3.156)$$

Substituindo (3.156) em (3.149) e considerando o intervalo de tempo da parte positiva da tensão $v_{Ls1}(t)$ sobre uma bobina secundária de

N_s espiras, obtém-se (3.157).

$$A_e = \frac{2 \cdot V_o}{9 \cdot (1-D)} \cdot \frac{(1-D) \cdot T_s}{N_s \cdot \Delta B} \quad (3.157)$$

Realizando a simplificação possível em (3.157) e colocando em função da frequência f_s obtém-se a área efetiva para a região R2 apresentada em (3.158).

$$A_e = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_o}{N_s \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (3.158)$$

Caso seja realizado todo o procedimento para a parte negativa da tensão $v_{Lp1}(t)$, encontra-se a mesma equação para A_e .

Tendo a equação (3.158) é possível fazer o cálculo do produto de áreas. Substituindo a equação (3.159) em (3.158) e multiplicando por A_w de (3.153) pode-se escrever (3.160).

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_i}{1-D} \quad (3.159)$$

$$A_e A_w = \frac{2}{9} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_i}{1-D} \cdot \frac{1}{N_s \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot \frac{N_p \cdot I_{Lp1ef}}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max}} \quad (3.160)$$

Realizando as simplificações possíveis em (3.160) pode-se obter (3.161).

$$A_e A_w = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_i}{(1-D) \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot I_{Lp1ef} \quad (3.161)$$

Substituindo I_{Lp1ef} para a região R2 de (3.99) em (3.161) obtém-se (3.162).

$$A_e A_w = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_i}{(1-D) \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot \frac{I_L}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1-D} \quad (3.162)$$

Desenvolvendo (3.162), efetuando as simplificações possíveis e expressando em função da potência, resulta em (3.163) para a região R2.

$$A_e A_w = \frac{\sqrt{2}}{9 \cdot \sqrt{1-D}} \cdot \frac{P_i}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (3.163)$$

C.2 Operação na Região R3

Operando na região R3, pode-se calcular a tensão magnetizante para a forma de onda de $v_{Ls1}(t)$ apresentada anteriormente na Figura 3.4 como (3.164).

$$V_m = \frac{1}{(1-D) \cdot T_s} \cdot \int_0^{\Delta t_2} \frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot dt \quad (3.164)$$

Calculando a integral em (3.164) e substituindo o intervalo de tempo Δt_2 de (2.53), pode-se obter (3.165).

$$V_m = \frac{1}{(1-D) \cdot T_s} \cdot \frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (3.165)$$

Efetuando as simplificações possíveis em (3.165) obtém-se a tensão magnetizante para a região R3 apresentada na equação (3.166).

$$V_m = \frac{2 \cdot V_o}{3} \quad (3.166)$$

Substituindo (3.166) e (3.159) em (3.149) e considerando o intervalo de tempo da parte positiva da tensão $v_{Ls1}(t)$ sobre uma bobina secundária de N_s espiras, obtém-se (3.167).

$$A_e = \frac{2}{3} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{V_i}{1-D} \cdot \frac{(1-D) \cdot T_s}{N_s \cdot \Delta B} \quad (3.167)$$

Realizando as simplificações possíveis em (3.167) e colocando em função da frequência f_s obtém-se a área efetiva para a região R3 apresentada em (3.168).

$$A_e = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_i}{N_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (3.168)$$

Também para a região R3, caso seja realizado todo o procedimento para a parte negativa da tensão $v_{Lp1}(t)$, encontra-se a mesma equação para A_e .

Tendo a equação (3.168) é possível fazer o cálculo do produto de áreas. Multiplicando a equação (3.168) por A_w de (3.153) pode-se escrever (3.169).

$$A_e A_w = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_i}{N_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot \frac{N_p \cdot I_{Lp1ef}}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max}} \quad (3.169)$$

Realizando a simplificação possível em (3.169) pode-se obter

(3.170).

$$A_e A_w = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_i}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot I_{Lp1ef} \quad (3.170)$$

Substituindo I_{Lp1ef} para a região R3 de (3.127) em (3.170) obtém-se (3.171).

$$A_e A_w = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_i}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot \frac{I_L}{\sqrt{6}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}} \cdot D \quad (3.171)$$

Desenvolvendo (3.171), efetuando as simplificações possíveis e expressando em função da potência, resulta em (3.172) para a região R3.

$$A_e A_w = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}} \cdot D \cdot \frac{P_i}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (3.172)$$

C.3 Equação de $A_e A_w$ para Projeto

Observando cuidadosamente as equações (3.163) e (3.172) é possível perceber que a razão cíclica de dois terços (2/3) resulta no maior valor de $A_e A_w$ para ambas as regiões, dentro do intervalo de um terço (1/3) a dois terços (2/3) para R2 e do intervalo de dois terços (2/3) a um (1) para R3. Sendo esse o pior caso para ambas as regiões, o núcleo a ser utilizado no transformador pode ser escolhido utilizando a equação (3.173), obtida com a substituição da razão cíclica de dois terços em (3.163) ou (3.172) e expressa em função da potência de saída e do rendimento do conversor.

$$A_e A_w = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{P_o}{3 \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max} \cdot f_s \cdot \eta} \cdot 10^4 \quad (3.173)$$

O fator de ocupação da janela por uma bobina primária k_p será considerado igual a 0,25 nesse caso, ou seja, ocupação de um quarto (1/4) da área da janela. Isso porque as bobinas de duas pernas diferentes do transformador trifásico ocupam espaço na mesma janela, totalizando quatro bobinas. Para o fator de ocupação do cobre dentro do carretel k_w será utilizado o valor típico de 0,4. O resultado da equação (3.173) é dado em cm^4 com P_o em watts, J_{\max} em A/cm^2 , B_{\max} em tesla e f_s em hertz.

D. Número de Espiras das Bobinas na Região R2

O número de espiras de uma bobina secundária do transformador para o conversor operando na região R2 pode ser calculado com o auxílio da equação (3.174), obtida com base em (3.158).

$$N_s = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_o}{A_e \cdot B_{\max} \cdot f_s} \quad (3.174)$$

Depois de calculado o número de espiras para uma bobina secundária, o número de espiras de uma bobina primária é dado por (3.175).

$$N_p = \frac{N_s}{n} \quad (3.175)$$

Os resultados de ambas as equações (3.174) e (3.175) são arredondados para cima para a obtenção de um número inteiro de espiras.

E. Número de Espiras das Bobinas na Região R3

O número de espiras de uma bobina primária do transformador para o conversor operando na região R3 pode ser calculado com o auxílio da equação (3.176), obtida com base em (3.168).

$$N_p = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_i}{A_e \cdot B_{\max} \cdot f_s} \quad (3.176)$$

Depois de calculado o número de espiras para uma bobina primária, o número de espiras de uma bobina secundária é dado por (3.177).

$$N_s = n \cdot N_p \quad (3.177)$$

Os resultados de ambas as equações (3.176) e (3.177) são arredondados para cima para a obtenção de um número inteiro de espiras.

F. Dimensionamento dos Condutores

A área de cobre total da seção de um chicote de condutores para uma bobina primária é dada por (3.178).

$$S_{e-p} = \frac{I_{Lp1ef}}{J_{\max}} \quad (3.178)$$

Para uma bobina secundária, a área de cobre total da seção de um chicote de condutores é dada por (3.179).

$$S_{e-s} = \frac{I_{Ls1ef}}{J_{\max}} \quad (3.179)$$

Considerando o efeito pelicular no condutor, a profundidade de penetração é calculada através da equação (3.180).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (3.180)$$

Dessa forma, o diâmetro máximo de cobre que o condutor elementar deverá ter para que haja bom aproveitamento é dado por (3.181).

$$d_{\max} = 2 \cdot \Delta \quad (3.181)$$

Com o auxílio das equações (3.178), (3.179), (3.180) e (3.181) pode-se fazer a escolha da bitola do condutor elementar. Conhecendo os dados do condutor, o número de condutores em paralelo para uma bobina primária é dado por (3.182) e o número de condutores em paralelo para uma bobina secundária é dado por (3.183).

$$n_{cond-p} = \frac{S_{e-p}}{S_{cobre}} \quad (3.182)$$

$$n_{cond-s} = \frac{S_{e-s}}{S_{cobre}} \quad (3.183)$$

O resultado das equações (3.182) e (3.183) deve ser arredondado de maneira a obter o próximo valor inteiro.

Por fim, o comprimento dos chicotes para uma bobina primária e para uma bobina secundária pode ser calculado através das equações (3.184) e (3.185) respectivamente, com base no comprimento médio de uma espira l_{me} no núcleo escolhido.

$$l_{chicote_p} = l_{me} \cdot N_p \quad (3.184)$$

$$l_{chicote_s} = l_{me} \cdot N_s \quad (3.185)$$

G. Possibilidade de Execução

A área ocupada pelos enrolamentos na janela do carretel no transformador trifásico é dada por (3.186). O fator dois (2) aparece na equação pelo fato de os enrolamentos de duas pernas do transformador ocuparem área na mesma janela.

$$Aw_{\min} = \frac{2 \cdot (N_p \cdot n_{cond_p} \cdot S_{isolado} + N_s \cdot n_{cond_s} \cdot S_{isolado})}{k_w} \quad (3.186)$$

O projeto pode ser executado se a relação entre a área ocupada pelos enrolamentos e a área disponível na janela for menor ou igual à unidade. Dessa maneira, a equação (3.187) deve ser respeitada.

$$\frac{Aw_{\min}}{A_w} \leq 1 \quad (3.187)$$

3.3.8 Cálculo de Perdas no Transformador

As perdas no transformador são classificadas em perdas no cobre e perdas magnéticas.

A. Perdas no Cobre

A resistência do cobre de uma bobina primária é dada por (3.188).

$$R_{cobre_p} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote_p}}{n_{cond_p}} \quad (3.188)$$

Já a resistência do cobre de uma bobina secundária é dada por (3.189).

$$R_{cobre_s} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote_s}}{n_{cond_s}} \quad (3.189)$$

Tendo os valores dados pelas equações (3.188) e (3.189), as perdas totais no cobre ou perdas Joule são calculadas através de (3.190).

$$P_{cobre_T} = 3 \cdot (R_{cobre_p} \cdot I_{Lp1ef}^2 + R_{cobre_s} \cdot I_{Ls1ef}^2) \quad (3.190)$$

B. Perdas Magnéticas

As perdas magnéticas são calculadas através da equação (3.191) [25].

$$P_{nucleo_T} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \quad (3.191)$$

C. Perdas Totais

Tendo o valor das perdas no cobre e das perdas magnéticas, as perdas totais são calculadas pela soma apresentada em (3.192).

$$P_{totais_T} = P_{cobre_T} + P_{nucleo_T} \quad (3.192)$$

3.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

Nos itens seguintes será discutida a escolha da indutância de entrada, a forma como se dá a variação da ondulação da corrente de entrada em função da razão cíclica, o projeto físico e os cálculos de perda e térmico do indutor.

3.4.1 Cálculo da Indutância de Entrada

O valor da indutância para um ponto de operação da região R2 no MCC pode ser calculado com o uso da equação (3.193).

$$L = \left(\frac{2-3D}{1-D} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot \frac{V_i}{3 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (3.193)$$

E o valor da indutância para um ponto de operação da região R3 no MCC pode ser calculado com o uso da equação (3.194).

$$L = \frac{V_i}{\Delta I_L \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \quad (3.194)$$

As equações (3.193) e (3.194) já foram deduzidas anteriormente e foram apresentadas em (2.17) e (2.60).

3.4.2 Ondulação da Corrente de Entrada

A forma como a ondulação da corrente de entrada varia em função da razão cíclica pode ser melhor visualizada graficamente. Para isso, uma parametrização é realizada nas equações (3.193) e (3.194) resultando na ondulação de corrente parametrizada que pode ser expressa dentro dos intervalos de cada região como mostra (3.195).

$$\overline{\Delta I_L} = \left(\frac{3 \cdot L \cdot f_s}{V_i} \right) \cdot \Delta I_L = \begin{cases} \left(\frac{2-3D}{1-D} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) & \text{se } \frac{1}{3} \leq D \leq \frac{2}{3} \\ (3 \cdot D - 2) & \text{se } \frac{2}{3} \leq D \leq 1 \end{cases} \quad (3.195)$$

A representação gráfica da equação (3.195) está apresentada na Figura 3.6. A Figura 3.6 mostra que a ondulação se anula com D igual a um terço ($1/3$) e dois terços ($2/3$), que há um ponto de máxima ondulação na região R2 com D em 0,529 aproximadamente e que na região R3 a ondulação de corrente parametrizada aumenta linearmente com o aumento de D até atingir a unidade.

Assim, se for desejado que o conversor opere tanto em R2 quanto em R3 com a ondulação máxima de corrente dentro do especificado, pode-se efetuar o projeto para a ondulação de corrente parametrizada de 0,172 (valor máximo em R2) caso se opere com razões cíclicas até 0,724. Para operação com razões cíclicas maiores, o projeto deve ser feito para D máximo no R3.

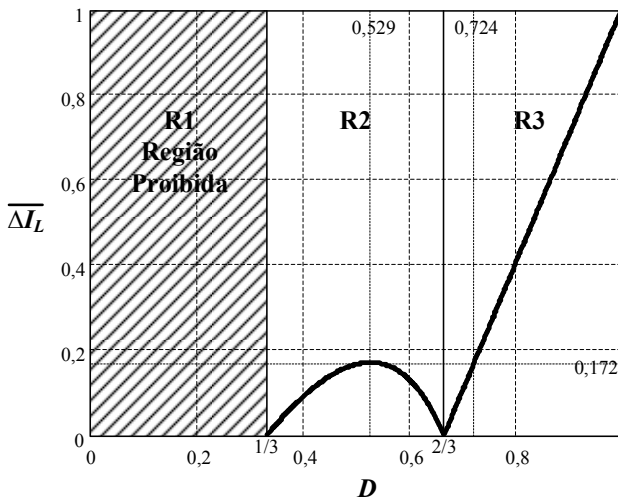


Figura 3.6 - Ondulação da corrente de entrada parametrizada em função da razão cíclica.

3.4.3 Projeto Físico do Indutor

A seguir são apresentados detalhes sobre a construção do indutor. Também são apresentadas as equações para a escolha do núcleo do indutor, para o cálculo do número de espiras e para o dimensionamento dos condutores.

A. Enrolamento Auxiliar

Na construção do indutor, além do enrolamento principal é implementado também um enrolamento auxiliar de baixa corrente para que não ocorra a falha do conversor se todos os interruptores forem bloqueados acidentalmente. Caso todos os interruptores sejam bloqueados, o indutor se desmagnetiza através do enrolamento auxiliar de proteção sobre a carga. A Figura 3.7 mostra o detalhe de como é feita a conexão do enrolamento auxiliar. O diodo em série com o enrolamento auxiliar D_{aux} permanece bloqueado em toda a operação do conversor, apenas entrando em condução se a proteção tiver de atuar.

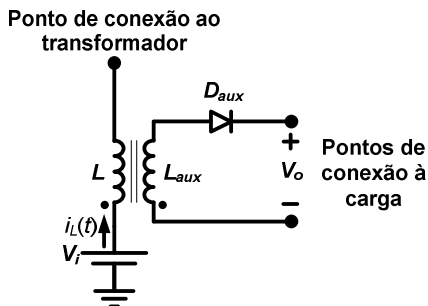


Figura 3.7 - Detalhe da conexão do indutor com enrolamento auxiliar de proteção.

B. Escolha do Núcleo

A escolha do núcleo para o indutor pode ser feito com o auxílio da equação (3.196) para o produto de áreas [25].

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{Lmax} \cdot I_{Lef}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad (3.196)$$

Desprezando a ondulação de corrente, considerando apenas o valor máximo e adaptando a unidade de $A_e A_w$ para cm^4 , pode-se adotar (3.197).

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{Lmax}^2}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (3.197)$$

O valor máximo da corrente no indutor I_{Lmax} pode ser calculado com (3.198).

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.198)$$

C. Número de Espiras

Conhecendo os dados do núcleo escolhido através da equação (3.197), calcula-se o número de espiras através da equação (3.199).

$$N_L = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (3.199)$$

O resultado de (3.199) é arredondado para cima para a obtenção de um número inteiro de espiras.

O número de espiras para o enrolamento auxiliar de proteção N_{Laux} pode ser obtido através de simulação desde que o diodo D_{aux} mantenha-se sempre bloqueado em condições normais de operação do conversor.

D. Cálculo do Entreferro

O cálculo do entreferro necessário é feito através da equação (3.200).

$$\delta = \frac{N_L^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (3.200)$$

Como o fluxo magnético se divide para cada perna lateral em um núcleo do tipo E, tem-se metade do valor calculado em (3.200), resultando em (3.201).

$$l_g = \frac{\delta}{2} \quad (3.201)$$

E. Dimensionamento dos Condutores

A área de cobre total da seção do chicote de condutores para o enrolamento principal do indutor é dada por (3.202).

$$S_{e-L} = \frac{I_{Lmax}}{J_{max}} \quad (3.202)$$

Caso seja considerado o efeito pelicular no condutor, a profundidade de penetração é calculada com (3.203). Como a frequência fundamental da componente alternada da corrente do indutor tem três vezes a frequência de comutação, é utilizado o fator três (3) apresentado nessa equação.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot f_s}} \quad (3.203)$$

Assim, o diâmetro máximo que o condutor deverá ter para que

haja bom aproveitamento do cobre é dado por (3.204).

$$d_{\max} = 2 \cdot \Delta \quad (3.204)$$

Com o auxílio das equações (3.202), (3.203), e (3.204) pode-se fazer a escolha da bitola do condutor elementar. Conhecendo os dados do condutor, o número de condutores em paralelo para o enrolamento principal do indutor é dado por (3.205).

$$n_{\text{cond_}L} = \frac{S_{e_L}}{S_{\text{cobre}}} \quad (3.205)$$

O resultado da equação (3.205) deve ser arredondado de maneira a obter o próximo valor inteiro.

Por fim, o comprimento do chicote para o enrolamento principal e para o enrolamento auxiliar podem ser calculados através das equações (3.206) e (3.207) respectivamente, com base no comprimento médio de uma espira l_{me} no núcleo escolhido.

$$l_{\text{chicote_}L} = l_{me} \cdot N_L \quad (3.206)$$

$$l_{\text{chicote_}L_{\text{aux}}} = l_{me} \cdot N_{L_{\text{aux}}} \quad (3.207)$$

F. Possibilidade de Execução

A área ocupada pelos enrolamentos na janela do carretel no indutor é dada por (3.208). Apesar da área ocupada pelo enrolamento auxiliar ter sido considerada na equação, essa área pode muitas vezes ser desprezada por ser um enrolamento de baixa corrente e ocupar uma área muito pequena em relação ao enrolamento principal.

$$A_{W_{\min}} = \frac{N_L \cdot n_{\text{cond_}L} \cdot S_{\text{isolado}} + N_{L_{\text{aux}}} \cdot n_{\text{cond_}L_{\text{aux}}} \cdot S_{\text{isolado}}}{k_w} \quad (3.208)$$

O projeto pode ser executado se a relação entre a área ocupada pelos enrolamentos e a área disponível na janela for menor ou igual à unidade. Dessa maneira, a equação (3.209) deve ser respeitada.

$$\frac{A_{W_{\min}}}{A_w} \leq 1 \quad (3.209)$$

3.4.4 Cálculo de Perdas no Indutor

As perdas no indutor são classificadas em perdas no cobre e perdas magnéticas.

A. Perdas no Cobre

A resistência do cobre do enrolamento principal do indutor é dada por (3.210).

$$R_{cobre_L} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicot e_L}}{n_{cond_L}} \quad (3.210)$$

Tendo o valor dado pela equação (3.210), as perdas no cobre ou perdas Joule são calculadas através de (3.211).

$$P_{cobre_L} = R_{cobre_L} \cdot I_{Lef}^2 \quad (3.211)$$

Se a ondulação de corrente no indutor for desprezível pode-se estimar as perdas no cobre com (3.212).

$$P_{cobre_L} = R_{cobre_L} \cdot I_{Lmax}^2 \quad (3.212)$$

B. Perdas Magnéticas

As perdas magnéticas são calculadas através da equação (3.213). O fator três (3) multiplicando a frequência de comutação aparece pelo fato da frequência fundamental da componente alternada da corrente no indutor ser o triplo da frequência de comutação.

$$P_{nucleo_L} = \Delta B^{2,4} \cdot \left[K_h \cdot (3 \cdot f_s) + K_f \cdot (3 \cdot f_s)^2 \right] \cdot V_e \quad (3.213)$$

C. Perdas Totais

Tendo o valor das perdas no cobre e das perdas magnéticas, as perdas totais são calculadas pela soma apresentada em (3.214).

$$P_{totais_L} = P_{cobre_L} + P_{nucleo_L} \quad (3.214)$$

3.4.5 Cálculo Térmico

A resistência térmica do núcleo do indutor é calculada através de (3.215) [25].

$$Rt_{nucleo_L} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0.37} \quad (3.215)$$

Conhecendo os resultados das equações (3.214) e (3.215) a elevação de temperatura no indutor pode ser calculada com (3.216).

$$\Delta T = P_{totais_L} \cdot Rt_{nucleo_L} \quad (3.216)$$

3.5 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA

Nos itens seguintes será discutida a escolha do capacitor de saída com base no cálculo da capacitância de saída, no cálculo da resistência série-equivalente máxima do capacitor Rse_{max} , e no cálculo da corrente eficaz no capacitor.

3.5.1 Cálculo da Capacitância de Saída

Idealmente, o valor da capacitância necessária para uma dada ondulação de tensão máxima é calculado com o uso da equação (3.217) para um ponto de operação da região R2 no MCC.

$$C_o = \left(\frac{2-3D}{1-D} \right) \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) \cdot \frac{I_o}{3 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (3.217)$$

Já para um ponto de operação da região R3 no MCC, o valor da capacitância pode ser idealmente calculado com (3.218).

$$C_o = \frac{I_o}{\Delta V_o \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \quad (3.218)$$

Entretanto, na escolha de um capacitor para um projeto real, a restrição de resistência série-equivalente máxima Rse_{max} e o valor da corrente eficaz no capacitor I_{Coef} geralmente levam a um capacitor com capacitância muitas vezes maior do que a calculada por (3.217) ou (3.218).

As equações (3.217) e (3.218) já foram deduzidas anteriormente e foram apresentadas em (2.23) e (2.62). A seguir são discutidos os outros critérios a serem observados na escolha do capacitor.

3.5.2 Resistência Série-Equivalente Máxima

Uma não-idealidade de um capacitor real é a resistência interna. A resistência interna deve ter o valor limitado para que a ondulação de tensão atenda às especificações de projeto. O valor máximo é determinado pela resistência série-equivalente máxima Rse_{\max} que é calculada pela relação entre a ondulação de tensão máxima no capacitor e a variação de corrente máxima no capacitor. Essa relação está apresentada na equação (3.219).

$$Rse_{\max} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Co}} \quad (3.219)$$

Como a forma de onda da corrente no capacitor $i_{Co}(t)$ é igual à forma de onda da corrente de saída $i_o(t)$ subtraída do valor médio I_o , a variação da corrente é a mesma.

Na região R2, desprezando a ondulação de corrente no indutor de entrada, a variação de corrente no capacitor pode ser expressa por (3.220) com base na forma de onda apresentada anteriormente na Figura 3.3.

$$\Delta I_{Co} = 2 \cdot I_{o1} - I_{o1} = I_{o1} \quad (3.220)$$

Conhecendo I_{o1} de (3.113), resulta na variação da corrente no capacitor de saída para a região R2 apresentada na equação (3.221).

$$\Delta I_{Co} = \frac{I_o}{3 \cdot (1-D)} \quad (3.221)$$

Já na região R3, desprezando a ondulação de corrente no indutor de entrada, a variação de corrente no capacitor pode ser expressa por (3.222) com base na forma de onda apresentada anteriormente na Figura 3.5.

$$\Delta I_{Co} = I_{o2} \quad (3.222)$$

Conhecendo I_{o2} de (3.138), resulta na variação da corrente no capacitor de saída para a região R3 apresentada na equação (3.223).

$$\Delta I_{Co} = \frac{I_o}{3 \cdot (1-D)} \quad (3.223)$$

Como as equações (3.221) e (3.223) obtidas para as regiões R2 e R3 respectivamente são iguais, pode-se calcular a resistência série-

equivalente máxima para ambas as regiões com (3.224).

$$Rse_{\max} = 3 \cdot (1 - D) \cdot \frac{\Delta V_o}{I_o} \quad (3.224)$$

3.5.3 Corrente Eficaz no Capacitor

O terceiro critério de escolha do capacitor é através da corrente eficaz. Esse critério normalmente é o mais restritivo e define a escolha do capacitor. A seguir é apresentado o cálculo da corrente eficaz no capacitor operando em R2 e em R3 e a representação gráfica da corrente eficaz em função da razão cíclica.

A. Corrente Eficaz no Capacitor na Região R2

Conhecendo (3.107) e desprezando a ondulação de corrente na entrada do conversor, a forma de onda da corrente no capacitor de saída na região R2 no MCC pode ser desenhada para um terço do período de comutação como mostra a Figura 3.8.

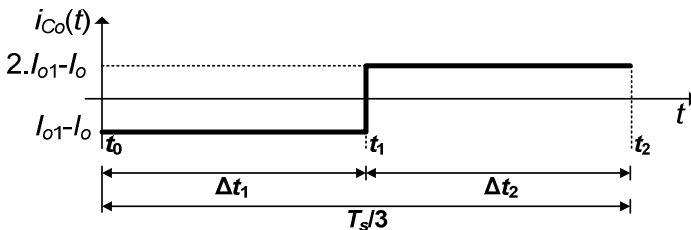


Figura 3.8 - Forma de onda de $i_{Co}(t)$ para um terço do período de comutação na região R2 no MCC desprezando a ondulação de corrente na entrada do conversor.

A corrente eficaz no capacitor na região R2 pode ser expressa por (3.225).

$$I_{Coeff} = \sqrt{\frac{3}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (I_{o1} - I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} (2 \cdot I_{o1} - I_o)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.225)$$

Calculando as integrais em (3.225), substituindo o valor de I_{o1} de (3.113), os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, e efetuando a simplificação de T_s , obtém-se (3.226).

$$I_{Coef} = \sqrt{3 \cdot \left[\left(\frac{I_o}{3 \cdot (1-D)} - I_o \right)^2 \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) + \left(\frac{2 \cdot I_o}{3 \cdot (1-D)} - I_o \right)^2 \cdot \left(\frac{2}{3} - D \right) \right]} \quad (3.226)$$

Coletando I_o em (3.226), expandindo os termos, fatorando e extraindo a raiz quadrada dos termos possíveis, resulta em (3.227) para a corrente eficaz no capacitor na região R2.

$$I_{Coef} = I_o \cdot \frac{\sqrt{(3 \cdot D - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)}}{3 \cdot (1 - D)} \quad (3.227)$$

B. Corrente Eficaz no Capacitor na Região R3

A forma de onda da corrente no capacitor de saída na região R3 no MCC pode ser desenhada para um terço do período de comutação como mostra a Figura 3.9 se for desprezada a ondulação de corrente na entrada do conversor.

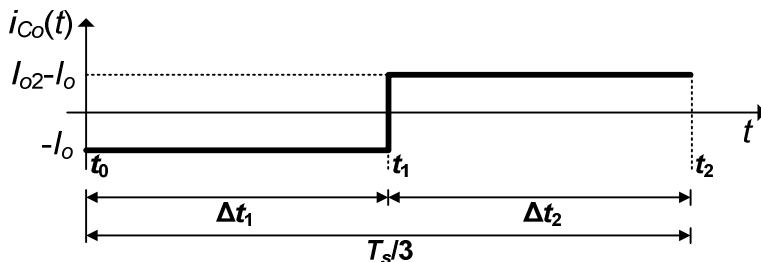


Figura 3.9 - Forma de onda de $i_{Co}(t)$ para um terço do período de comutação na região R3 no MCC desprezando a ondulação de corrente na entrada do conversor.

A corrente eficaz no capacitor na região R3 pode ser expressa por (3.228).

$$I_{Coef} = \sqrt{\frac{3}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} (I_{o2} - I_o)^2 \cdot dt \right]} \quad (3.228)$$

Calculando as integrais em (3.228), substituindo o valor de I_{o2} de (3.138), os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.55) e (2.53) respectivamente, e efetuando a simplificação de T_s , obtém-se (3.229).

$$I_{Coef} = \sqrt{3 \cdot \left[I_o^2 \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) + \left(\frac{I_o}{3 \cdot (1-D)} - I_o \right)^2 \cdot (1-D) \right]} \quad (3.229)$$

Coletando I_o em (3.229), expandindo os termos e extraindo a raiz onde é possível, resulta em (3.230) para a corrente eficaz no capacitor na região R3.

$$I_{Coef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{2-3 \cdot D}{3 \cdot D-3}} \quad (3.230)$$

C. Representação Gráfica da Corrente Eficaz em Função da Razão Cíclica

A forma como o valor eficaz da corrente no capacitor de saída varia em função da razão cíclica pode ser melhor visualizada graficamente. Para isso, as equações (3.227) e (3.230) são utilizadas para expressar a corrente eficaz no capacitor em relação à corrente média de carga dentro dos intervalos de cada região como mostra (3.231).

$$\frac{I_{Coef}}{I_o} = \frac{I_{Coef}}{I_o} = \begin{cases} \sqrt{\frac{(3 \cdot D - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)}{3 \cdot (1 - D)}} & \text{se } \frac{1}{3} \leq D \leq \frac{2}{3} \\ \sqrt{\frac{2 - 3 \cdot D}{3 \cdot D - 3}} & \text{se } \frac{2}{3} \leq D \leq 1 \end{cases} \quad (3.231)$$

A representação gráfica da equação (3.231) está apresentada na Figura 3.10. A Figura 3.10 mostra que a corrente se anula com D igual a um terço ($1/3$) e dois terços ($2/3$), que há um ponto de máxima corrente na região R2 com D igual a $5/9$ (aproximadamente 0,556) e que na região R3 a corrente cresce com o aumento de D .

Se o capacitor tiver de ser projetado para que o conversor opere tanto em R2 quanto em R3 com capacidade de corrente apropriada, pode-se efetuar o projeto para a corrente eficaz relativa de 0,354 (valor máximo em R2) caso se opere com razões cíclicas até 0,704 ($19/27$). Para operação com razões cíclicas maiores, o projeto deve ser feito para D máximo no R3.

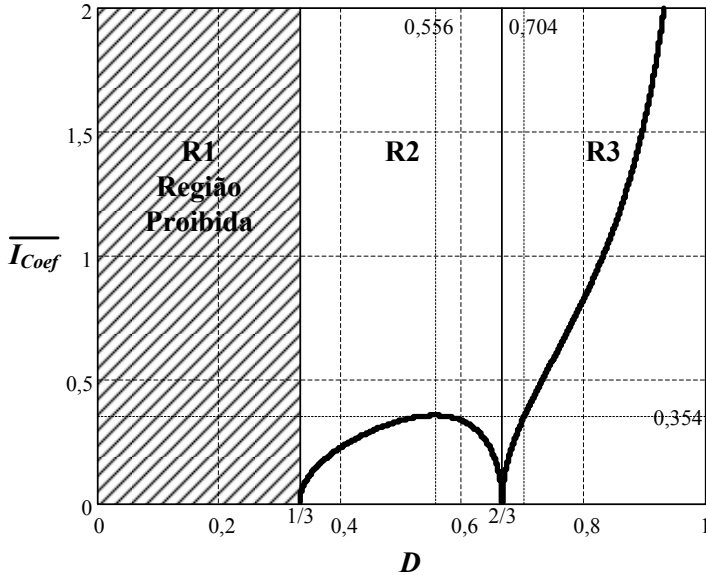


Figura 3.10 - Corrente eficaz relativa à I_0 no capacitor de saída em função da razão cíclica.

3.6 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

A seguir serão apresentados os esforços nos interruptores e o cálculo de perdas e térmico para interruptores do tipo *Insulated-Gate Bipolar Transistor* (IGBT). Essa tecnologia será utilizada no exemplo numérico mais à frente por possibilitar operação sob tensões maiores que transistores do tipo *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* (MOSFET).

3.6.1 Tensão Máxima nos Interruptores

A tensão máxima teórica em um interruptor quando este se encontra bloqueado é dada pela equação (3.232).

$$V_{S\max} = \frac{V_o + \frac{\Delta V_o}{2}}{n} \quad (3.232)$$

Ou, considerando o ganho estático no MCC, desprezando a ondulação da tensão de saída e expressando em função da razão cíclica pode-se escrever (3.233).

$$V_{S\max} = \frac{V_i}{1-D} \quad (3.233)$$

3.6.2 Corrente Máxima nos Interruptores

A. Corrente Máxima nos Interruptores na Região R2 no MCC

Operando na região R2, a corrente máxima nos interruptores é igual à corrente máxima no indutor. Assim, conhecendo o resultado da equação (3.198) pode-se escrever (3.234).

$$I_{S\max} = I_{L\max} \quad (3.234)$$

B. Corrente Máxima nos Interruptores na Região R3 no MCC

Operando na região R3, a corrente máxima nos interruptores é igual à metade da corrente máxima no indutor. Assim, conhecendo o resultado da equação (3.198) pode-se escrever (3.235).

$$I_{S\max} = \frac{I_{L\max}}{2} \quad (3.235)$$

3.6.3 Corrente Média nos Interruptores

A corrente média em cada interruptor é igual à corrente média de

uma bobina primária e é dada por (3.236).

$$I_{Smed} = I_{Lp1med} = \frac{I_L}{3} \quad (3.236)$$

3.6.4 Corrente Eficaz nos Interruptores

A. Corrente Eficaz nos Interruptores na Região R2 no MCC

A corrente eficaz em cada interruptor no R2 é igual à corrente eficaz de uma bobina primária no R2. Conhecendo (3.99), tem-se (3.237).

$$I_{Sef} = I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1-D} \quad (3.237)$$

B. Corrente Eficaz nos Interruptores na Região R3 no MCC

A corrente eficaz em cada interruptor no R3 é igual à corrente eficaz de uma bobina primária no R3. Conhecendo (3.127), tem-se (3.238).

$$I_{Sef} = I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{\sqrt{6}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-D} \quad (3.238)$$

3.6.5 Cálculo de Perdas nos Interruptores

As perdas nos interruptores se dividem em perdas de condução e perdas de comutação. A seguir será apresentado o cálculo das perdas empregando um interruptor do tipo IGBT. O IGBT a ser utilizado no projeto é escolhido com base nos cálculos dos esforços de tensão e corrente que foram apresentados.

A. Perdas de Condução no IGBT

Conhecendo o IGBT escolhido, é possível encontrar a tensão coletor-emissor de saturação $V_{CE(ON)}$ no catálogo do fabricante do componente. Através das curvas fornecidas no catálogo, $V_{CE(ON)}$ pode

ser lido em função da corrente de coletor e da temperatura de junção de projeto. Tendo esse dado, as perdas de condução do IGBT podem ser então calculadas por (3.239).

$$P_{cond_S} = V_{CE(ON)} \cdot I_{Smed} \quad (3.239)$$

Perdas de Comutação no IGBT

Alguns fabricantes fornecem as perdas de energia na comutação do IGBT através de curvas em função de parâmetros como temperatura da cápsula, corrente de coletor e resistência de *gate*. Esses dados permitem ao projetista o cálculo das perdas de comutação [26]. Obtendo o dado da perda total de energia na comutação E_{ts} em função da corrente de coletor e da temperatura de junção do componente calcula-se a perda de comutação em watts com (3.240).

$$P_{com_S} = E_{ts} \cdot f_s \quad (3.240)$$

B. Perdas Totais nos IGBTs

As perdas totais em um IGBT são calculadas pela soma das perdas de condução e das perdas de comutação como mostra (3.241).

$$P_{totais_S} = P_{cond_S} + P_{com_S} \quad (3.241)$$

As perdas totais para os três IGBTs do conversor são calculadas por (3.242).

$$P_{totais_3S} = 3 \cdot P_{totais_S} \quad (3.242)$$

3.6.6 Cálculo Térmico

Conhecendo as perdas no semicondutor é possível avaliar a necessidade do uso de dissipador de calor e realizar a escolha do mesmo através do cálculo térmico. O cálculo térmico deve ser realizado de maneira que cada componente não ultrapasse o limite de temperatura da junção estabelecido pelo fabricante.

A resistência térmica junção-ambiente máxima $R_{th_ja_max}$ para que a junção de cada componente não ultrapasse a temperatura desejada

T_{j_desej} é dada por (3.243). Nessa equação, T_a é a temperatura ambiente.

$$R_{th_ja_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{totais_S}} \quad (3.243)$$

Se a resistência térmica junção-ambiente do componente R_{th_ja} for menor que $R_{th_ja_max}$ não é necessário o uso do dissipador. Se for maior, deve-se escolher um dissipador com resistência térmica dissipador-ambiente menor que $R_{th_da_max}$ calculado por (3.244).

$$R_{th_da_max} = R_{th_ja_max} - R_{th_jc} - R_{th_cd} \quad (3.244)$$

Na equação (3.244), $R_{th_ja_max}$ é dada por (3.243), R_{th_jc} é a resistência térmica junção-cápsula e R_{th_cd} é a resistência térmica do contato cápsula-dissipador.

A verificação da temperatura final com o dissipador escolhido pode ser feita com o auxílio da equação (3.245).

$$T_{j_final} = T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{totais_S} \quad (3.245)$$

A temperatura final da junção T_{j_final} com o uso do dissipador deve ser menor ou igual à temperatura máxima desejada no projeto T_{j_desej} .

3.7 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS

A seguir são apresentados os esforços, o cálculo de perdas e o cálculo térmico para os diodos do grupo superior (D_1 , D_2 e D_3) e para os diodos do grupo inferior (D_4 , D_5 e D_6).

Os esforços são calculados com base nas formas de onda para os diodos apresentadas na Figura 3.11 e na Figura 3.12 para as regiões R2 e R3 respectivamente.

3.7.1 Tensão Reversa Máxima nos Diodos

A tensão reversa máxima teórica em um diodo é igual à tensão de saída, como mostra (3.246).

$$V_{Dr\max} = V_o \quad (3.246)$$

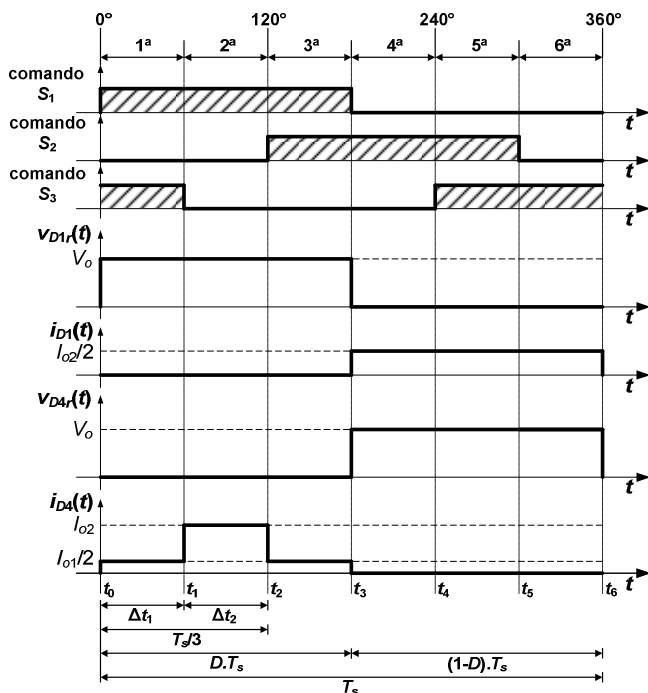


Figura 3.11 - Formas de onda da tensão e da corrente para um diodo do grupo superior (D_1) e para um diodo do grupo inferior (D_4) na região R2 no MCC.

3.7.2 Corrente Máxima nos Diodos

A. Corrente Máxima nos Diodos do Grupo Superior na Região R2 no MCC

A corrente máxima nos diodos do grupo superior no R2 no MCC é igual à metade da corrente de saída $i_o(t)$ na segunda etapa I_{o2} . Conhecendo (3.107) e (3.113) pode-se escrever (3.247).

$$I_{D1\max} = \frac{I_o}{3 \cdot (1-D)} \quad (3.247)$$

B. Corrente Máxima nos Diodos do Grupo Inferior na Região R2 no MCC

A corrente máxima nos diodos do grupo inferior no R2 no MCC é igual à corrente de saída $i_o(t)$ na segunda etapa I_{o2} . Conhecendo (3.107) e (3.113) pode-se escrever (3.248).

$$I_{D4\max} = \frac{2 \cdot I_o}{3 \cdot (1-D)} \quad (3.248)$$

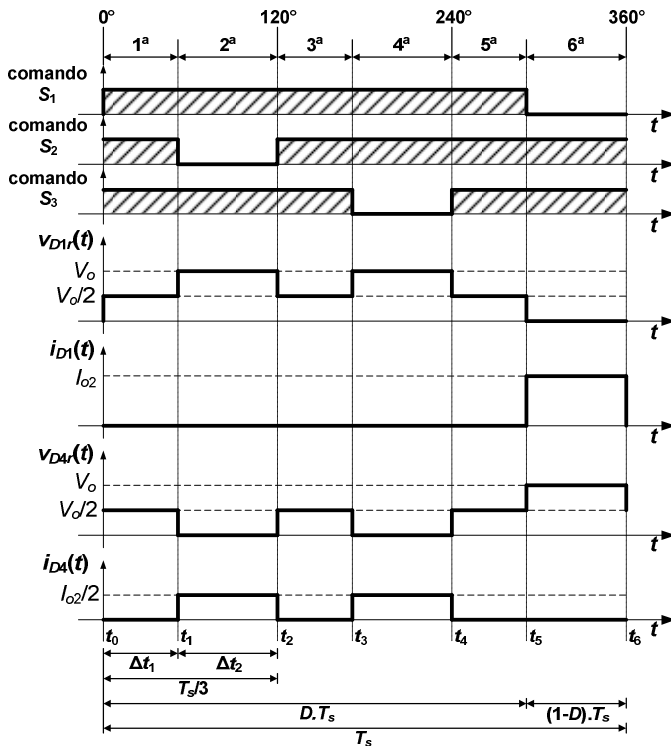


Figura 3.12 - Formas de onda da tensão e da corrente para um diodo do grupo superior (D_1) e para um diodo do grupo inferior (D_4) na região R3 no MCC.

C. Corrente Máxima nos Diodos do Grupo Superior na Região R3 no MCC

A corrente máxima nos diodos do grupo superior no R3 no MCC

é igual à corrente de saída $i_o(t)$ na segunda etapa I_{o2} . Conhecendo (3.138) pode-se escrever (3.249).

$$I_{D1\max} = \frac{I_o}{3 \cdot (1 - D)} \quad (3.249)$$

D. Corrente Máxima nos Diodos do Grupo Inferior na Região R3 no MCC

A corrente máxima nos diodos do grupo inferior no R3 no MCC é igual à metade da corrente de saída $i_o(t)$ na segunda etapa I_{o2} . Conhecendo (3.138) pode-se escrever (3.250).

$$I_{D4\max} = \frac{I_o}{6 \cdot (1 - D)} \quad (3.250)$$

3.7.3 Corrente Média nos Diodos

A. Corrente Média nos Diodos do Grupo Superior na Região R2 no MCC

O valor médio de $i_{D1}(t)$ na Figura 3.11 pode ser calculado como mostra (3.251).

$$I_{D1\text{med}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \frac{I_{o2}}{2} \cdot dt \quad (3.251)$$

Calculando a integral em (3.251), conhecendo (3.107) e (3.113) e efetuando as simplificações possíveis resulta em (3.252).

$$I_{D1\text{med}} = \frac{I_o}{3} \quad (3.252)$$

B. Corrente Média nos Diodos do Grupo Inferior na Região R2 no MCC

O valor médio de $i_{D4}(t)$ na Figura 3.11 pode ser calculado como mostra (3.253).

$$I_{D4med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_{o1}}{2} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} I_{o2} \cdot dt \right] \quad (3.253)$$

Calculando as integrais em (3.253), conhecendo (3.107) e (3.113), substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente, expandindo e efetuando as simplificações possíveis resulta em (3.254).

$$I_{D4med} = \frac{I_o}{3} \quad (3.254)$$

C. Corrente Média nos Diodos do Grupo Superior na Região R3 no MCC

O valor médio de $i_{D1}(t)$ na Figura 3.12 pode ser calculado como mostra (3.255).

$$I_{D1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} I_{o2} \cdot dt \quad (3.255)$$

Calculando a integral em (3.255), substituindo (3.138) e efetuando as simplificações possíveis resulta em (3.256).

$$I_{D1med} = \frac{I_o}{3} \quad (3.256)$$

D. Corrente Média nos Diodos do Grupo Inferior na Região R3 no MCC

O valor médio de $i_{D4}(t)$ na Figura 3.12 pode ser calculado como mostra (3.257).

$$I_{D4med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \frac{I_{o2}}{2} \cdot dt \right) \quad (3.257)$$

Calculando a integral em (3.257), substituindo (3.138), o intervalo de tempo Δt_2 de (2.53) e efetuando as simplificações possíveis resulta em (3.258).

$$I_{D4med} = \frac{I_o}{3} \quad (3.258)$$

3.7.4 Corrente Eficaz nos Diodos

A. Corrente Eficaz nos Diodos do Grupo Superior na Região R2 no MCC

O valor eficaz de $i_{D1}(t)$ na Figura 3.11 pode ser calculado como mostra (3.259).

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_{o2}}{2}\right)^2 \cdot dt} \quad (3.259)$$

Calculando a integral em (3.259), conhecendo (3.107) e (3.113) efetuando as simplificações e extraindo a raiz onde é possível resulta em (3.260).

$$I_{D1ef} = \frac{I_o}{3 \cdot \sqrt{1-D}} \quad (3.260)$$

B. Corrente Eficaz nos Diodos do Grupo Inferior na Região R2 no MCC

O valor eficaz de $i_{D4}(t)$ na Figura 3.11 pode ser calculado como mostra (3.261).

$$I_{D4ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_{o1}}{2}\right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} I_{o2}^2 \cdot dt \right]} \quad (3.261)$$

Calculando as integrais em (3.261), conhecendo (3.107) e (3.113) e substituindo os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 de (2.8) e (2.10) respectivamente pode-se escrever (3.262).

$$I_{D4ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{I_o}{3 \cdot (1-D)}\right)^2 \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T_s + \left(\frac{2 \cdot I_o}{3 \cdot (1-D)}\right)^2 \cdot \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot T_s \right]} \quad (3.262)$$

Realizando as multiplicações, simplificações e extraindo a raiz onde é possível em (3.262) resulta em (3.263).

$$I_{D4ef} = \frac{I_o}{3 \cdot (1-D)} \cdot \sqrt{\frac{5-7D}{2}} \quad (3.263)$$

C. Corrente Eficaz nos Diodos do Grupo Superior na Região R3 no MCC

O valor eficaz de $i_{D1}(t)$ na Figura 3.12 pode ser calculado como mostra (3.264).

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} I_{o2}^2 \cdot dt} \quad (3.264)$$

Calculando a integral em (3.264), substituindo (3.138), efetuando as simplificações e extraindo a raiz onde é possível resulta em (3.265).

$$I_{D1ef} = \frac{I_o}{3 \cdot \sqrt{1-D}} \quad (3.265)$$

D. Corrente Eficaz nos Diodos do Grupo Inferior na Região R3 no MCC

O valor eficaz de $i_{D4}(t)$ na Figura 3.12 pode ser calculado como mostra (3.266).

$$I_{D4ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(2 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{I_{o2}}{2} \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (3.266)$$

Calculando as integrais em (3.266), substituindo (3.138) e o intervalo de tempo Δt_2 de (2.53) pode-se escrever (3.267).

$$I_{D4ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot 2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{I_o}{3 \cdot (1-D)} \right)^2 \cdot (1-D) \cdot T_s} \quad (3.267)$$

Realizando as multiplicações, simplificações e extraindo a raiz onde é possível em (3.267) resulta em (3.268).

$$I_{D4ef} = \frac{I_o}{3 \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D)}} \quad (3.268)$$

3.7.5 Cálculo de Perdas nos Diodos

As perdas nos diodos, assim como apresentado para os interruptores, se dividem em perdas de condução e perdas de comutação.

A. Perdas de Condução no Diodo

O cálculo de perdas de condução no diodo é feito com base nos esforços de corrente no diodo e dos dados de tensão direta V_F e resistência de condução r_t do catálogo do fabricante. A equação (3.269) mostra como é realizado o cálculo.

$$P_{cond_D} = V_F \cdot I_{Dmed} + r_t \cdot I_{Def}^2 \quad (3.269)$$

B. Perdas de Comutação no Diodo

Conhecendo a carga de recuperação reversa do diodo fornecida no catálogo do fabricante é possível calcular as perdas de comutação através de (3.270).

$$P_{com_D} = Q_{RR} \cdot f_s \cdot V_{Dmax} \quad (3.270)$$

C. Perdas Totais nos Diodos

As perdas totais em um diodo são calculadas pela soma das perdas de condução e das perdas de comutação como mostra (3.271).

$$P_{totais_D} = P_{cond_D} + P_{com_D} \quad (3.271)$$

As perdas totais para os seis diodos do conversor são calculadas pela soma das perdas totais dos diodos do grupo superior e das perdas totais dos diodos do grupo inferior como mostra (3.272).

$$P_{totais_6D} = 3 \cdot (P_{totais_D1} + P_{totais_D4}) \quad (3.272)$$

Mas se for considerada apenas a parcela da perda de condução causada pela corrente média em (3.269), pode-se utilizar (3.273) sabendo que a corrente média é igual para todos os diodos nas duas regiões por (3.252), (3.254), (3.256) e (3.258).

$$P_{totais_6D} = 6 \cdot P_{totais_D} \quad (3.273)$$

3.7.6 Cálculo Térmico

O cálculo térmico dos diodos é realizado de maneira semelhante à apresentada anteriormente para o cálculo térmico dos interruptores. Deve ser avaliada a necessidade da utilização de dissipador de calor para manter a junção do componente dentro do limite de temperatura estabelecido pelo fabricante através de (3.274).

$$R_{th_ja_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{totais_D}} \quad (3.274)$$

Se for necessário o uso do dissipador, a escolha do dissipador a ser utilizado deve ser feita através de (3.275).

$$R_{th_da_max} = R_{th_ja_max} - R_{th_jc} - R_{th_cd} \quad (3.275)$$

E a temperatura final da junção com o dissipador escolhido é verificada através de (3.276).

$$T_{j_final} = T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{totais_D} \quad (3.276)$$

3.8 EXEMPLO NUMÉRICO DE PROJETO

Depois de realizado todo o equacionamento necessário, um exemplo numérico visando a verificação por simulação e a construção de um protótipo é apresentado a seguir para as especificações de projeto da Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Especificações do Conversor Push-Pull CC-CC Trifásico Alimentado em Corrente.

Especificação	Valor
Potência nominal de saída (P_o)	4 kW
Tensão de entrada (V_i)	120 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Ondulação de corrente percentual máxima no indutor de entrada ($\Delta I_{L\%}$)	10%
Ondulação de tensão percentual máxima no capacitor de saída ($\Delta V_{o\%}$)	0,5%
Rendimento esperado (η)	0,9

3.8.1 Cálculos Preliminares

Dadas as especificações da Tabela 3.2, o período de comutação, a corrente de saída, a resistência de carga, a potência de entrada, a corrente média de entrada e o ganho estático são calculados por (3.86), (3.87), (3.88), (3.89), (3.90) e (3.91), como mostra (3.277), (3.278), (3.279), (3.280), (3.281) e (3.282) respectivamente.

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{40 \text{ kHz}} = 25 \mu\text{s} \quad (3.277)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{4 \text{ kW}}{400 \text{ V}} = 10 \text{ A} \quad (3.278)$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{400 \text{ V}}{10 \text{ A}} = 40 \Omega \quad (3.279)$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{4 \text{ kW}}{0,9} = 4,444 \text{ kW} \quad (3.280)$$

$$I_L = \frac{P_i}{V_i} = \frac{4,444 \text{ kW}}{120 \text{ V}} = 37,037 \text{ A} \quad (3.281)$$

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{400 \text{ V}}{120 \text{ V}} = \frac{10}{3} = 3,333 \quad (3.282)$$

3.8.2 Dimensionamento do Transformador

Primeiramente, a razão cíclica de operação é definida. Nesse projeto optou-se por operar na região R3, considerada o pior caso, em um ponto com maior tensão no interruptor (equação (3.233)), maior ondulação de corrente parametrizada no indutor (Figura 3.6) e maior corrente eficaz relativa no capacitor de saída (Figura 3.10) do que se fosse escolhido um ponto da região R2. Dessa maneira, foi arbitrada (3.283).

$$D = 0,8 \quad (3.283)$$

A. Relação de Transformação

Arbitrada a razão cíclica, a relação de transformação é calculada com (3.92) como mostra (3.284).

$$n = q \cdot (1 - D) = \frac{10}{3} \cdot (1 - 0,8) = \frac{2}{3} = 0,667 \quad (3.284)$$

B. Tensões e Correntes nos Enrolamentos

Utilizando equações da tabela 3.1 para a região R3, a tensão eficaz, a corrente eficaz e a corrente média em uma bobina primária são calculadas como mostra (3.285), (3.286) e (3.287) respectivamente.

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_i}{\sqrt{1-D}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{120 \text{ V}}{\sqrt{1-0,8}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 219,089 \text{ V} \quad (3.285)$$

$$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{\sqrt{6}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-D} = \frac{37,037 \text{ A}}{\sqrt{6}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-0,8} = 14,076 \text{ A} \quad (3.286)$$

$$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{3} = \frac{37,037 \text{ A}}{3} = 12,346 \text{ A} \quad (3.287)$$

E a tensão eficaz e a corrente eficaz para uma bobina secundária são calculadas como mostra (3.288) e (3.289) respectivamente.

$$V_{Ls1ef} = V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{1-D} = 400 \text{ V} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{1-0,8} = 146,059 \text{ V} \quad (3.288)$$

$$I_{Ls1ef} = \frac{I_o}{\sqrt{6} \cdot \sqrt{1-D}} = \frac{10 \text{ A}}{\sqrt{6} \cdot \sqrt{1-0,8}} = 9,129 \text{ A} \quad (3.289)$$

C. Potências Aparentes Totais nos Enrolamentos

Utilizando equações da Tabela 3.1 para a região R3, as potências aparentes totais do enrolamento primário e do enrolamento secundário são calculadas como mostra (3.290) e (3.291) respectivamente.

$$S_p = \frac{P_i}{\sqrt{1-D}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-D} = \frac{4,444 \text{ kW}}{\sqrt{1-0,8}} \cdot \sqrt{\frac{5}{3}-0,8} = 9,252 \text{ kVA} \quad (3.290)$$

$$S_s = P_o = 4 \text{ kVA} \quad (3.291)$$

D. Projeto Físico do Transformador

Definindo uma densidade de corrente máxima nos condutores de 450 A/cm² e densidade de fluxo máxima no núcleo do transformador de 0,18 T, o produto de áreas é calculado por (3.173) como mostra (3.292).

$$A_c A_w = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{P_o}{3 \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max} \cdot f_s \cdot \eta} \cdot 10^4 \quad (3.292)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{4 \text{ kW}}{3 \cdot 0,25 \cdot 0,4 \cdot 450 \text{ A/cm}^2 \cdot 0,18 \text{ T} \cdot 40 \text{ kHz} \cdot 0,9} \cdot 10^4 = 37,334 \cdot \text{cm}^4$$

Conhecendo o resultado de (3.292) escolhe-se o núcleo NC-100/57/25 da Thornton. Os principais dados desse núcleo estão apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 - Dados do núcleo NC-100/57/25 da Thornton.

Especificação	Valor
Área da perna central (A_e)	6,45 cm ²
Área da janela do carretel (A_w)	13 cm ²
Produto de áreas ($A_e A_w$)	83,85 cm ⁴
Comprimento médio de uma espira (l_{me})	18 cm
Comprimento efetivo (l_e)	30,819 cm

O material do núcleo é o IP12 da Thornton. Para esse material, têm-se os coeficientes de perda por histerese (K_h) e por correntes parasitas (K_p) apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Coeficientes de perdas para o material IP12 da Thornton.

Especificação	Valor
Coefficiente de perdas por histerese (K_h)	4 x 10 ⁻⁵
Coefficiente de perdas por correntes parasitas (K_p)	4 x 10 ⁻¹⁰

Conhecendo os dados da Tabela 3.3, o número de espiras de uma bobina primária é calculado por (3.176) e o número de espiras de uma bobina secundária é calculado por (3.177) como mostram (3.293) e (3.294) respectivamente.

$$N_p = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_i}{A_e \cdot B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 = \frac{2}{3} \cdot \frac{120 \text{ V}}{6,45 \text{ cm}^2 \cdot 0,18 \text{ T} \cdot 40 \text{ kHz}} \cdot 10^4 = 17,226 \cong 18 \quad (3.293)$$

$$N_s = n \cdot N_p = \frac{2}{3} \cdot 18 = 12 \quad (3.294)$$

A área da seção de cobre necessária para uma bobina primária é dada por (3.178) e para uma bobina secundária é dada por (3.179), esses cálculos são mostrados em (3.295) e (3.296) respectivamente.

$$S_{e-p} = \frac{I_{Lp1ef}}{J_{\max}} = \frac{14,076 \text{ A}}{450 \text{ A/cm}^2} = 0,031 \text{ cm}^2 \quad (3.295)$$

$$S_{e-s} = \frac{I_{Lstef}}{J_{max}} = \frac{9,129 \text{ A}}{450 \text{ A/cm}^2} = 0,020 \text{ cm}^2 \quad (3.296)$$

A profundidade de penetração por efeito pelicular e o diâmetro máximo de cobre do condutor elementar são dadas por (3.180) e (3.181) como mostra (3.297) e (3.298).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{40 \text{ kHz}}} = 0,0375 \text{ cm} \quad (3.297)$$

$$d_{max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0375 \text{ cm} = 0,075 \text{ cm} \quad (3.298)$$

Com os resultados de (3.295), (3.296), (3.297) e (3.298) é escolhido o condutor AWG27. A Tabela 3.5 mostra os principais dados desse condutor.

Tabela 3.5 - Dados do fio de cobre AWG27.

Especificação	Valor
Área de cobre da seção do fio (S_{cobre})	0,001021 cm ²
Área da seção do fio com isolamento ($S_{isolado}$)	0,001344 cm ²
Resistividade do fio para 100 °C (ρ_{fio})	0,002256 Ω/cm

O número de condutores para uma bobina primária e o número de condutores para uma bobina secundária são dados por (3.182) e (3.183) respectivamente, (3.299) e (3.300) mostram esses cálculos.

$$n_{cond_p} = \frac{S_{e-p}}{S_{cobre}} = \frac{0,031 \text{ cm}^2}{0,001021 \text{ cm}^2} = 30,637 \cong 31 \quad (3.299)$$

$$n_{cond_s} = \frac{S_{e-s}}{S_{cobre}} = \frac{0,020 \text{ cm}^2}{0,001021 \text{ cm}^2} = 19,869 \cong 20 \quad (3.300)$$

O comprimento dos chicotes primários e secundários é dado por (3.184) e (3.185) respectivamente e os cálculos são mostrados em (3.301) e (3.302).

$$l_{chicote_p} = l_{me} \cdot N_p = 18 \text{ cm} \cdot 18 = 324 \text{ cm} = 3,24 \text{ m} \quad (3.301)$$

$$l_{chicote_s} = l_{me} \cdot N_s = 18 \text{ cm} \cdot 12 = 216 \text{ cm} = 2,16 \text{ m} \quad (3.302)$$

A área ocupada pelos enrolamentos na janela do carretel é dada por (3.186) e o cálculo é mostrado em (3.303).

$$A_{w_{\min}} = \frac{2 \cdot (N_p \cdot n_{\text{cond}_p} \cdot S_{\text{isolado}} + N_s \cdot n_{\text{cond}_s} \cdot S_{\text{isolado}})}{k_w} \quad (3.303)$$

$$= \frac{2 \cdot (18 \cdot 31 \cdot 0,001344 \text{ cm}^2 + 12 \cdot 20 \cdot 0,001344 \text{ cm}^2)}{0,4} = 5,362 \text{ cm}^2$$

A possibilidade de execução é verificada em (3.304).

$$\frac{A_{w_{\min}}}{A_w} = \frac{5,362 \text{ cm}^2}{13 \text{ cm}^2} = 0,412 \quad (3.304)$$

Como o resultado de (3.304) é menor que a unidade, o projeto pode ser executado.

E. Cálculo de Perdas no Transformador

As resistências do cobre de uma bobina primária e de uma bobina secundária são calculadas pelas equações (3.188) e (3.189). Esses cálculos são mostrados em (3.305) e (3.306).

$$R_{\text{cobre}_p} = \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{chicot}_e_p}}{n_{\text{cond}_p}} = \frac{0,002256 \text{ } \Omega/\text{cm} \cdot 324 \text{ cm}}{31} = 23,579 \text{ m}\Omega \quad (3.305)$$

$$R_{\text{cobre}_s} = \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{chicot}_e_s}}{n_{\text{cond}_s}} = \frac{0,002256 \text{ } \Omega/\text{cm} \cdot 216 \text{ cm}}{20} = 24,365 \text{ m}\Omega \quad (3.306)$$

Para a configuração trifásica do transformador com a inclusão da perna central, o comprimento magnético efetivo foi recalculado com base nas dimensões do núcleo e o novo valor está apresentado em (3.307).

$$l_e = 30,819 \text{ cm} + 10,16 \text{ cm} + 2,54 \text{ cm} = 43,519 \text{ cm} \quad (3.307)$$

Assim, utilizando (3.307) o volume efetivo é dado por (3.308).

$$V_e = l_e \cdot A_e = 43,519 \text{ cm} \cdot 6,45 \text{ cm}^2 = 280,7 \text{ cm}^3 \quad (3.308)$$

Conhecendo os valores de (3.305), (3.306) e (3.308) é possível fazer o cálculo das perdas. As perdas no cobre, as perdas magnéticas e as perdas totais no transformador são dadas por (3.190), (3.191) e (3.192) respectivamente, e esses cálculos são mostrados em (3.309), (3.310) e (3.311).

$$P_{cobre_T} = 3 \cdot (R_{cobre_p} \cdot I_{Lp1ef}^2 + R_{cobre_s} \cdot I_{Ls1ef}^2) \quad (3.309)$$

$$= 3 \cdot (23,579 \text{ m}\Omega \cdot (14,076 \text{ A})^2 + 24,365 \text{ m}\Omega \cdot (9,129 \text{ A})^2) = 20,107 \text{ W}$$

$$P_{nucleo_T} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \quad (3.310)$$

$$= (0,18 \text{ T})^{2.4} \cdot \left[(4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \text{ kHz}) + (4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \text{ kHz})^2) \right] \cdot 280,7 \text{ cm}^3$$

$$= 10,26 \text{ W}$$

$$P_{totais_T} = P_{cobre_T} + P_{nucleo_T} = 20,107 \text{ W} + 10,26 \text{ W} = 30,367 \text{ W} \quad (3.311)$$

3.8.3 Dimensionamento do Indutor

A. Cálculo da Indutância de Entrada

A indutância de entrada para o ponto de operação escolhido do R3 pode ser calculada através de **Erro! Fonte de referência não encontrada.** como está apresentado em (3.312).

$$L = \frac{V_i}{\Delta I_L \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) = \frac{120 \text{ V}}{0,1 \cdot 37,037 \text{ A} \cdot 40 \text{ kHz}} \cdot \left(0,8 - \frac{2}{3} \right) = 108 \mu\text{H} \quad (3.312)$$

B. Projeto Físico do Indutor

O valor máximo da corrente do indutor é dado por (3.313).

$$I_{L\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 37,037 \text{ A} + \frac{0,1 \cdot 37,037 \text{ A}}{2} = 38,889 \text{ A} \quad (3.313)$$

Definindo uma densidade máxima de corrente de 350 A/cm² e uma densidade máxima de fluxo de 0,3 T o produto de áreas é dado por (3.197) e o cálculo é realizado como mostra (3.314).

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{L\max}^2}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 = \frac{108 \mu\text{H} \cdot (38,889 \text{ A})^2}{0,7 \cdot 0,3 \text{ T} \cdot 350 \text{ A/cm}^2} \cdot 10^4 = 22,222 \text{ cm}^4 \quad (3.314)$$

Conhecendo o resultado de (3.314) escolhe-se o núcleo NEE-76 da Thornton. Os principais dados desse núcleo encontram-se na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 - Dados do núcleo NEE-76 da Thornton.

Especificação	Valor
Área da perna central (A_e)	6,25 cm ²
Área da janela do carretel (A_w)	7,56 cm ²
Produto de áreas ($A_e A_w$)	47,25 cm ⁴
Comprimento médio de uma espira (l_{me})	14,5 cm
Volume efetivo (V_e)	140,45 cm ³

O material do núcleo é o IP12 da Thornton. Os coeficientes de perdas para esse material já foram apresentados na Tabela 3.4.

O número de espiras do enrolamento principal é calculado por (3.199) como mostra (3.315).

$$N_L = \frac{L \cdot I_{L\max}}{B_{\max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{108 \mu\text{H} \cdot 38,889 \text{ A}}{0,3 \text{ T} \cdot 6,25 \text{ cm}^2} \cdot 10^4 = 22,4 \cong 23 \quad (3.315)$$

O comprimento do entreferro é dado por (3.200) e com a divisão do fluxo nas duas pernas laterais tem-se (3.201). Os cálculos são mostrados em (3.316) e (3.317).

$$\delta = \frac{N_L^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} = \frac{23^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 6,25 \text{ cm}^2}{108 \mu\text{H}} \cdot 10^{-2} = 0,385 \text{ cm} \quad (3.316)$$

$$l_g = \frac{\delta}{2} = \frac{0,385 \text{ cm}}{2} = 0,192 \text{ cm} \quad (3.317)$$

A área necessária de cobre da seção do enrolamento principal é dada por (3.202) e o cálculo está apresentado em (3.318).

$$S_{e-L} = \frac{I_{L\max}}{J_{\max}} = \frac{38,889 \text{ A}}{350 \text{ A/cm}^2} = 0,111 \text{ cm}^2 \quad (3.318)$$

A profundidade de penetração e o diâmetro máximo de cobre do condutor são dados por (3.203) e (3.204) respectivamente. Os cálculos são feitos como mostra (3.319) e (3.320).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot 40 \text{ kHz}}} = 0,0216 \text{ cm} \quad (3.319)$$

$$d_{\max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0216 \text{ cm} = 0,0433 \text{ cm} \quad (3.320)$$

Nesse projeto a ondulação de corrente é desprezível e o efeito pelicular poderia ser desconsiderado, mas serão utilizados condutores em paralelo por facilitar o manuseio durante a construção do indutor. O

condutor escolhido é o AWG27 cujos dados já foram apresentados na Tabela 3.5.

O número de condutores em paralelo no enrolamento principal é dado por (3.205) e o cálculo está apresentado em (3.321).

$$n_{cond_L} = \frac{S_{e_L}}{S_{cobre}} = \frac{0,111 \text{ cm}^2}{0,001021 \text{ cm}^2} = 108,8 \cong 109 \quad (3.321)$$

No enrolamento auxiliar foram utilizados três (3) condutores AWG27 em paralelo e doze (12) espiras.

O comprimento dos chicotes é calculado por (3.206) e (3.207) como está apresentado em (3.322) e (3.323).

$$l_{chicote_L} = l_{me} \cdot N_L = 14,5 \text{ cm} \cdot 23 = 333,5 \text{ cm} = 3,335 \text{ m} \quad (3.322)$$

$$l_{chicote_Laux} = l_{me} \cdot N_{Laux} = 14,5 \text{ cm} \cdot 12 = 174 \text{ cm} = 1,74 \text{ m} \quad (3.323)$$

A área da janela ocupada é calculada por (3.208), mas a parcela referente à área do enrolamento auxiliar pode ser desprezada resultando em (3.324).

$$A_{w_min} = \frac{N_L \cdot n_{cond_L} \cdot S_{isolado}}{k_w} = \frac{23 \cdot 109 \cdot 0,001344 \text{ cm}^2}{0,7} = 4,813 \text{ cm}^2 \quad (3.324)$$

A possibilidade de execução é verificada em (3.325).

$$\frac{A_{w_min}}{A_w} = \frac{4,813 \text{ cm}^2}{7,56 \text{ cm}^2} = 0,637 \quad (3.325)$$

Como o resultado de (3.325) é menor que a unidade o projeto pode ser executado.

C. Cálculo de Perdas no Indutor

A resistência do cobre do enrolamento principal é dada por (3.210) e o cálculo está apresentado em (3.326).

$$R_{cobre_L} = \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote_L}}{n_{cond_L}} = \frac{0,002256 \text{ } \Omega/\text{cm} \cdot 333,5 \text{ cm}}{109} = 6,902 \text{ m}\Omega \quad (3.326)$$

As perdas no cobre, as perdas no núcleo e as perdas totais no indutor são calculadas por (3.212), (3.213) e (3.214) respectivamente como mostram (3.327), (3.328) e (3.329).

$$P_{\text{cobre}_L} = R_{\text{cobre}_L} \cdot I_{L\text{max}}^2 = 6,902 \text{ m}\Omega \cdot (38,889 \text{ A})^2 = 10,439 \text{ W} \quad (3.327)$$

$$P_{\text{nucleo}_L} = \Delta B^{2,4} \cdot \left[K_h \cdot (3 \cdot f_s) + K_f \cdot (3 \cdot f_s)^2 \right] \cdot V_e \quad (3.328)$$

$$= (0,1 \cdot 0,3 \text{ T})^{2,4} \cdot \left[\begin{array}{l} (4 \cdot 10^{-5} \cdot 3 \cdot 40 \text{ kHz}) \\ + (4 \cdot 10^{-10} \cdot (3 \cdot 40 \text{ kHz})^2) \end{array} \right] \cdot 140,45 \text{ cm}^3 = 0,328 \text{ W}$$

$$P_{\text{totais}_L} = P_{\text{cobre}_L} + P_{\text{nucleo}_L} = 10,439 \text{ W} + 0,328 \text{ W} = 10,767 \text{ W} \quad (3.329)$$

D. Cálculo Térmico

A resistência térmica do núcleo e a elevação de temperatura são calculadas por (3.215) e (3.216) respectivamente como mostram (3.330) e (3.331).

$$Rt_{\text{nucleo}_L} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (47,25 \text{ cm}^4)^{-0,37} = 5,523 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3.330)$$

$$\Delta T = P_{\text{totais}_L} \cdot Rt_{\text{nucleo}_L} = 10,767 \text{ W} \cdot 5,523 \text{ }^\circ\text{C/W} = 59,47 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.331)$$

3.8.4 Dimensionamento do Capacitor de Saída

A capacitância mínima teórica necessária pode ser calculada por (3.218) como mostra (3.332).

$$C_o = \frac{I_o}{\Delta V_o \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) = \frac{10 \text{ A}}{0,005 \cdot 400 \text{ V} \cdot 40 \text{ kHz}} \cdot \left(0,8 - \frac{2}{3} \right) = 16,667 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.332)$$

A resistência série-equivalente máxima é calculada por (3.224) como mostra (3.333).

$$Rse_{\text{max}} = 3 \cdot (1 - D) \cdot \frac{\Delta V_o}{I_o} = 3 \cdot (1 - 0,8) \cdot \frac{0,005 \cdot 400 \text{ V}}{10 \text{ A}} = 0,12 \text{ } \Omega \quad (3.333)$$

A corrente eficaz no capacitor é dada por (3.230) e o cálculo está apresentado em (3.334).

$$I_{\text{Coef}} = I_o \cdot \sqrt{\frac{2 - 3 \cdot D}{3 \cdot D - 3}} = 10 \text{ A} \cdot \sqrt{\frac{2 - 3 \cdot 0,8}{3 \cdot 0,8 - 3}} = 8,165 \text{ A} \quad (3.334)$$

Assim, para que os três critérios sejam atendidos optou-se pelo uso de um par de capacitores eletrolíticos B43511A5158M000 da EPCOS. Os principais dados desse capacitor estão apresentados na

Tabela 3.7. A associação dos dois capacitores resulta na metade da resistência série-equivalente e no dobro da capacidade de corrente.

Tabela 3.7 - Principais dados do capacitor eletrolítico B43511A5158M000 da EPCOS.

Especificação	Valor
Tensão (V)	450 V
Capacitância (C)	1500 μ F
Resistência série-equivalente máxima ($R_{se100Hz}$)	140 m Ω
Resistência série-equivalente máxima ($R_{se10kHz}$)	98 m Ω
Corrente eficaz ($I_{AC,R100Hz}$)	7,1 A

3.8.5 Dimensionamento dos Interruptores

A. Esforços nos Interruptores

A tensão máxima, a corrente máxima, a corrente média e a corrente eficaz em um interruptor são dadas por (3.233), (3.235), (3.236) e (3.238) respectivamente. A substituição dos valores leva a (3.335), (3.336), (3.337) e (3.338).

$$V_{S_{\max}} = \frac{V_i}{1-D} = \frac{120 \text{ V}}{1-0,8} = 600 \text{ V} \quad (3.335)$$

$$I_{S_{\max}} = \frac{I_{L_{\max}}}{2} = \frac{38,889 \text{ A}}{2} = 19,444 \text{ A} \quad (3.336)$$

$$I_{S_{\text{med}}} = I_{Lp1\text{med}} = 12,346 \text{ A} \quad (3.337)$$

$$I_{S_{\text{ef}}} = I_{Lp1\text{ef}} = 14,076 \text{ A} \quad (3.338)$$

Com base nos esforços calculados foi escolhido como interruptor o IGBT IRG4PF50WPbF da *International Rectifier*. Os principais dados desse componente estão apresentados na Tabela 3.8.

Tabela 3.8 – Principais dados IGBT IRG4PF50WPbF da International Rectifier.

Especificação	Valor
Tensão coletor-emissor máxima	900 V
Corrente de coletor média máxima $I_C @ T_C=100^\circ\text{C}$	28 A
Tempo de subida típico (t_r)	26 ns
Tempo de descida típico (t_f)	90 ns
Tensão coletor-emissor de saturação típica ($V_{CE(ON)}$)	2,12 V
Resistência térmica junção-cápsula ($R_{th_{jc}}$)	0,64 °C/W
Resistência térmica cápsula-dissipador ($R_{th_{cd}}$)	0,24 °C/W
Resistência térmica junção-ambiente ($R_{th_{ja}}$)	40 °C/W

B. Cálculo de Perdas nos Interruptores

Através das curvas apresentadas no catálogo do fabricante do IGBT é possível obter o valor da tensão coletor-emissor de saturação em função da corrente de coletor e da temperatura de junção de projeto. Assim, encontra-se $V_{CE(ON)}$ de 1,8 V.

Também é possível ler das curvas o valor da energia total perdida na comutação em função das mesmas variáveis. Fazendo isso se encontra E_{ts} de 1,5 mJ.

Tendo esses dados, as perdas de condução, as perdas de comutação, as perdas totais para um IGBT e as perdas totais para os três IGBTs são calculadas com (3.239), (3.240), (3.241) e (3.242) respectivamente como mostram (3.339), (3.340), (3.341) e (3.342).

$$P_{cond_S} = V_{CE(ON)} \cdot I_{Smed} = 1,8 \text{ V} \cdot 12,346 \text{ A} = 22,222 \text{ W} \quad (3.339)$$

$$P_{com_S} = E_{ts} \cdot f_s = 1,5 \text{ mJ} \cdot 40 \text{ kHz} = 60 \text{ W} \quad (3.340)$$

$$P_{totais_S} = P_{cond_S} + P_{com_S} = 22,222 \text{ W} + 60 \text{ W} = 82,222 \text{ W} \quad (3.341)$$

$$P_{totais_3S} = 3 \cdot P_{totais_S} = 3 \cdot 82,222 \text{ W} = 246,667 \text{ W} \quad (3.342)$$

C. Cálculo Térmico

O cálculo térmico dos IGBTs foi realizado para a temperatura de junção de 100 °C e a temperatura ambiente de 40 °C.

A resistência térmica junção-ambiente máxima é calculada por (3.243), que com os valores substituídos resulta em (3.343).

$$R_{th_ja_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{totais_S}} = \frac{100\text{ °C} - 40\text{ °C}}{82,222\text{ W}} = 0,73\text{ °C/W} \quad (3.343)$$

Como o resultado de (3.343) é menor que a resistência térmica junção-ambiente do componente, o uso do dissipador é necessário. A escolha do dissipador é feita com o auxílio de (3.244) como mostra (3.344).

$$\begin{aligned} R_{th_cd} + R_{th_da_max} &= R_{th_ja_max} - R_{th_jc} \\ &= 0,73\text{ °C/W} - 0,64\text{ °C/W} = 0,09\text{ °C/W} \end{aligned} \quad (3.344)$$

Incluindo a resistência térmica do contato cápsula-dissipador, o dissipador K0,05 W da Semikron, com massa aproximada de 900 g e ventilação forçada, tem resistência térmica de 0,065 °C/W atendendo à (3.344). Utilizando esse dissipador, a temperatura final da junção é calculada com (3.245) como mostra (3.345).

$$\begin{aligned} T_{j_final} &= T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{totais_S} \\ &= 40\text{ °C} + (0,64\text{ °C/W} + 0,065\text{ °C/W}) \cdot 82,222\text{ W} = 97,97\text{ °C} \end{aligned} \quad (3.345)$$

A temperatura da junção com o dissipador está dentro do limite estabelecido.

3.8.6 Dimensionamento dos Diodos

A. Esforços nos Diodos

A tensão reversa máxima em um diodo, a corrente máxima em um diodo do grupo superior, a corrente máxima em um diodo do grupo inferior, a corrente média em um diodo, a corrente eficaz em um diodo do grupo superior e a corrente eficaz em um diodo do grupo inferior são dadas por (3.246), (3.249), (3.250), (3.256), (3.265) e (3.268) respectivamente. Esses cálculos são mostrados em (3.346), (3.347), (3.348), (3.349), (3.350) e (3.351).

$$V_{Dr\max} = V_o = 400\text{ V} \quad (3.346)$$

$$I_{D1\max} = \frac{I_o}{3 \cdot (1 - D)} = \frac{10\text{ A}}{3 \cdot (1 - 0,8)} = 16,667\text{ A} \quad (3.347)$$

$$I_{D4\max} = \frac{I_o}{6 \cdot (1-D)} = \frac{10 \text{ A}}{6 \cdot (1-0,8)} = 8,333 \text{ A} \quad (3.348)$$

$$I_{D1\text{med}} = \frac{I_o}{3} = \frac{10 \text{ A}}{3} = 3,333 \text{ A} \quad (3.349)$$

$$I_{D1\text{ef}} = \frac{I_o}{3 \cdot \sqrt{1-D}} = \frac{10 \text{ A}}{3 \cdot \sqrt{1-0,8}} = 7,454 \text{ A} \quad (3.350)$$

$$I_{D4\text{ef}} = \frac{I_o}{3 \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D)}} = \frac{10 \text{ A}}{3 \cdot \sqrt{2 \cdot (1-0,8)}} = 5,27 \text{ A} \quad (3.351)$$

Com base nos esforços apresentados foi escolhido o diodo ultra-rápido MUR860 da *Fairchild Semiconductor*. Os principais dados desse componente estão apresentados na Tabela 3.9.

Tabela 3.9 - Principais dados do diodo MUR860 da Fairchild Semiconductor.

Especificação	Valor
Tensão reversa máxima (V_R)	600 V
Corrente média direta máxima ($I_{F(AV)}$) @ $T_C=155^\circ\text{C}$	8 A
Tensão direta máxima (V_F) @ $I_F=8 \text{ A}$, $T_C=150^\circ\text{C}$	1,2 V
Carga de recuperação reversa típica (Q_{RR})	195 nC
Corrente reversa instantânea máxima (I_R) @ $V_R=600 \text{ V}$, $T_C=150^\circ\text{C}$	500 μA
Tempo de recuperação reversa máximo (t_{rr}) @ $I_F=8 \text{ A}$, $dI_F/dt=200 \text{ A}/\mu\text{s}$	70 ns
Resistência térmica junção-cápsula máxima (R_{th-ic})	2 $^\circ\text{C}/\text{W}$
Resistência térmica junção-ambiente (R_{th-ia})	73 $^\circ\text{C}/\text{W}$

B. Cálculo de Perdas nos Diodos

As perdas de condução serão calculadas considerando apenas a parcela causada pela corrente média. Assim, as perdas de condução, as perdas de comutação, as perdas totais para um diodo e as perdas totais para os seis diodos são calculadas utilizando (3.269), (3.270), (3.271) e (3.273) respectivamente, como mostram (3.352), (3.353), (3.354) e (3.355).

$$P_{\text{cond}_D} = V_F \cdot I_{D\text{med}} = 1,2 \text{ V} \cdot 3,333 \text{ A} = 4 \text{ W} \quad (3.352)$$

$$P_{\text{com}_D} = Q_{RR} \cdot f_s \cdot V_{D\max} = 195 \text{ nC} \cdot 40 \text{ kHz} \cdot 400 \text{ V} = 3,12 \text{ W} \quad (3.353)$$

$$P_{\text{totais}_D} = P_{\text{cond}_D} + P_{\text{com}_D} = 4 \text{ W} + 3,12 \text{ W} = 7,12 \text{ W} \quad (3.354)$$

$$P_{\text{totais}_{6D}} = 6 \cdot P_{\text{totais}_D} = 6 \cdot 7,12 \text{ W} = 42,72 \text{ W} \quad (3.355)$$

C. Cálculo Térmico

O cálculo térmico dos diodos foi realizado para a temperatura de junção de 150 °C e a temperatura ambiente de 40 °C.

A necessidade do uso do dissipador é verificada através de (3.274) como mostra (3.356).

$$R_{\text{th}_{ja_max}} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{\text{totais}_D}} = \frac{150 \text{ °C} - 40 \text{ °C}}{7,12 \text{ W}} = 15,45 \text{ °C/W} \quad (3.356)$$

Como o resultado de (3.356) é menor que a resistência junção-ambiente do componente, o uso do dissipador é necessário. A escolha do dissipador é feita com o auxílio de (3.275) como mostra (3.357).

$$\begin{aligned} R_{\text{th}_{cd}} + R_{\text{th}_{da_max}} &= R_{\text{th}_{ja_max}} - R_{\text{th}_{jc}} \\ &= 15,45 \text{ °C/W} - 2 \text{ °C/W} = 13,45 \text{ °C/W} \end{aligned} \quad (3.357)$$

Incluindo a resistência térmica do contato cápsula-dissipador, o dissipador K9-M4 da Semikron, com massa aproximada de 50 g, tem resistência térmica de 10,5 °C/W atendendo à (3.357). Utilizando esse dissipador, a temperatura final da junção é calculada com (3.276) como mostra (3.358).

$$\begin{aligned} T_{j_final} &= T_a + (R_{\text{th}_{jc}} + R_{\text{th}_{cd}} + R_{\text{th}_{da}}) \cdot P_{\text{totais}_D} \\ &= 40 \text{ °C} + (2 \text{ °C/W} + 10,5 \text{ °C/W}) \cdot 7,12 \text{ W} = 129 \text{ °C} \end{aligned} \quad (3.358)$$

A temperatura da junção com o dissipador está dentro do limite estabelecido.

3.9 SIMULAÇÕES DO CONVERSOR

A seguir são apresentadas as simulações para a validação das equações obtidas e projeto do grampeador para limitar a sobretensão nos interruptores causada pela indutância de dispersão do transformador.

3.9.1 Simulações sem Indutância de Dispersão

Primeiramente é realizada a verificação do ganho estático, da ondulação de corrente na entrada e dos esforços nos componentes utilizando transformador sem indutância de dispersão. O circuito simulado está apresentado na Figura 3.13.

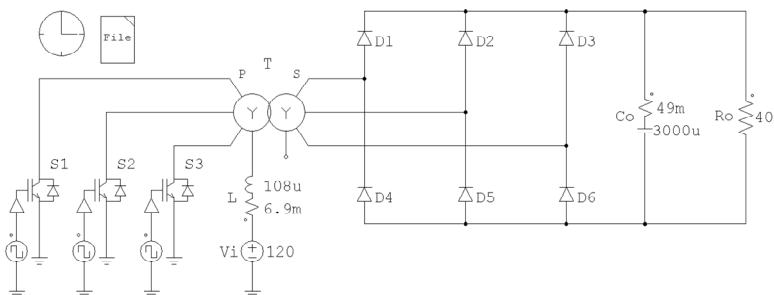


Figura 3.13 – Circuito do conversor simulado sem indutância de dispersão do transformador.

Nessas simulações as não-idealidades presentes são as resistências do enrolamento do indutor, as resistências dos enrolamentos do transformador e a resistência série-equivalente do capacitor de saída.

A. Ganho Estático

O ganho estático calculado pode ser verificado através das tensões de entrada e de saída apresentadas na Figura 3.14. Com tensão de entrada de 120 V, a tensão de saída é de aproximadamente 400 V como o esperado.

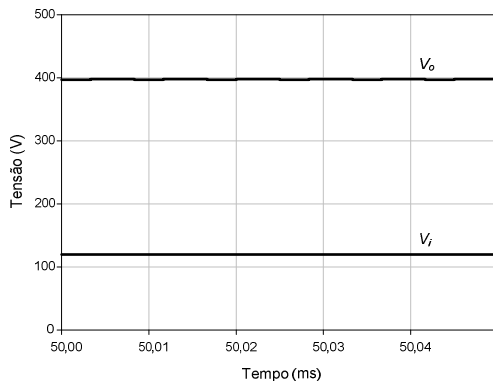


Figura 3.14 - Tensão de entrada e tensão de saída simuladas.

B. Ondulação de Corrente na Entrada

A ondulação de corrente no indutor ou ondulação de corrente na entrada pode ser verificada através da Figura 3.15 como o esperado. O valor médio da corrente de entrada I_L é menor do que o apresentado em (3.281) (aproximadamente 11%) pois os semicondutores nessa simulação são idealizados e as perdas totais são menores.

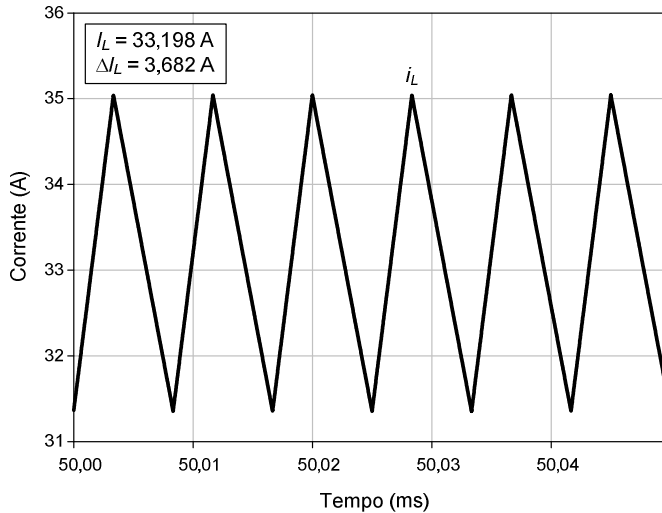


Figura 3.15 - Detalhe da corrente no indutor simulada.

C. Formas de onda e Esforços nos Componentes

As tensões numa bobina primária e numa bobina secundária do transformador podem ser verificadas com o auxílio da Figura 3.16 com os esforços de tensão esperados.

As correntes numa bobina primária e numa bobina secundária do transformador podem ser verificadas através da Figura 3.17 com os esforços de corrente esperados.

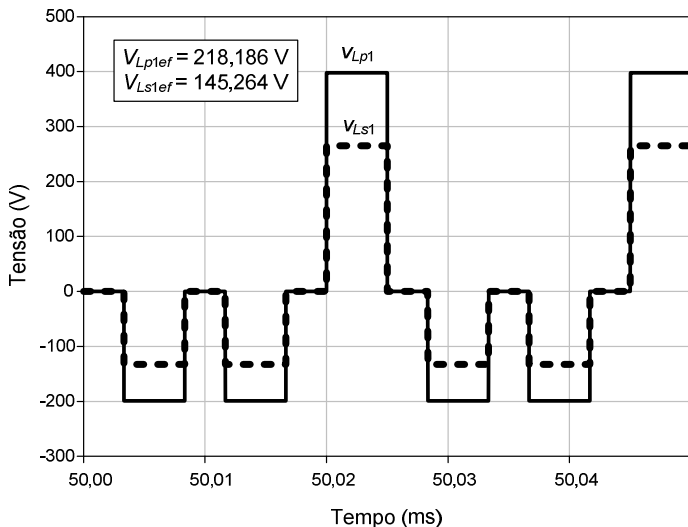


Figura 3.16 - Tensão numa bobina primária e tensão numa bobina secundária simuladas.

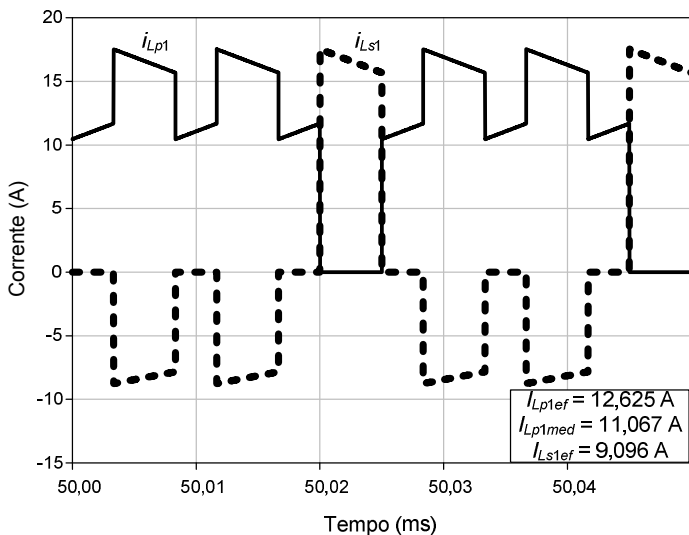


Figura 3.17 - Corrente numa bobina primária e corrente numa bobina secundária simuladas.

A forma de onda da corrente no capacitor de saída pode ser verificada através da Figura 3.18 com a corrente eficaz esperada.

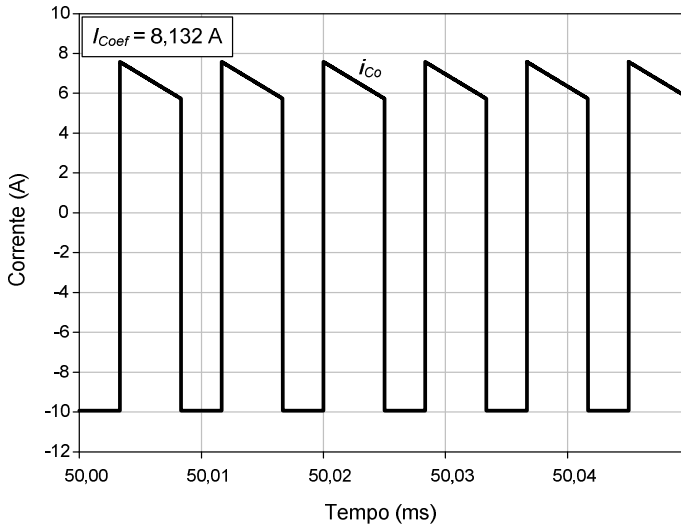


Figura 3.18 - Corrente no capacitor de saída simulada.

A forma de onda da tensão teórica no interruptor pode ser verificada na Figura 3.19 com a tensão máxima esperada.

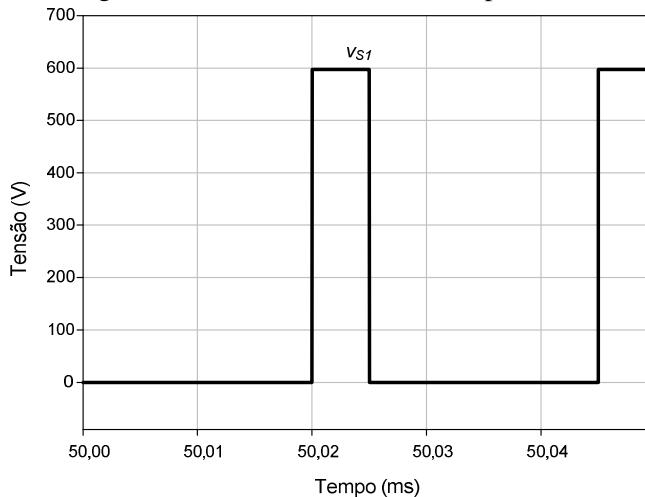


Figura 3.19 - Tensão no interruptor simulada.

As tensões reversas num diodo do grupo superior e num diodo do grupo inferior podem ser verificadas na Figura 3.20 com os esforços de tensão esperados.

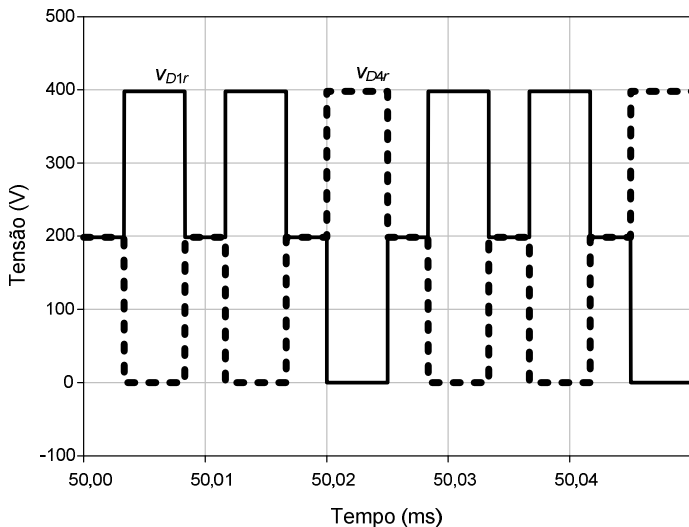


Figura 3.20 - Tensões reversas num diodo do grupo superior (D_1) e num diodo do grupo inferior (D_4) simuladas.

As correntes num diodo do grupo superior e num diodo do grupo inferior podem ser verificadas na Figura 3.21 com os esforços de corrente esperados.

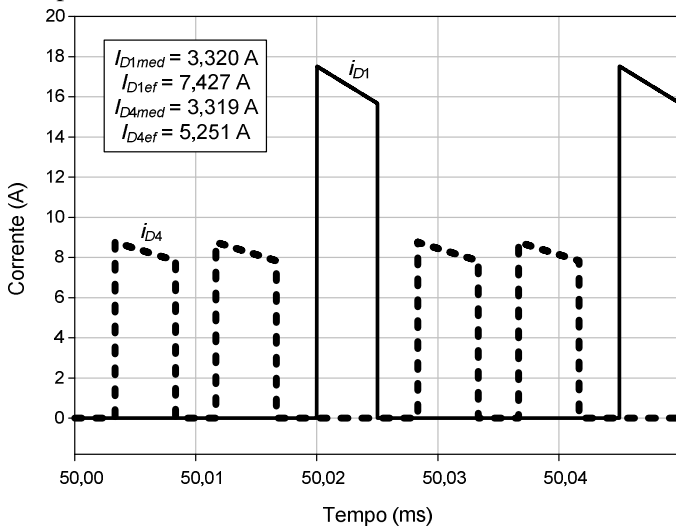


Figura 3.21 - Correntes num diodo do grupo superior (D_1) e num diodo do grupo inferior (D_4) simuladas.

3.9.2 Simulações com Indutância de Dispersão

Após a verificação do funcionamento básico do conversor, outras simulações são realizadas a fim de ajustar através de simulação o grampeador de tensão para os interruptores para que não ocorra a falha por sobretensão. A sobretensão é ocasionada pela energia armazenada na indutância de dispersão do transformador real quando o interruptor bloqueia. O valor da indutância de dispersão utilizado nas simulações apresentadas a seguir foi obtido através de medições com o transformador construído com base no projeto físico do exemplo numérico.

A. Simulação com Indutância de Dispersão no Transformador e Interruptores Idealizados

O circuito utilizado na simulação com indutância de dispersão no transformador e interruptores idealizados está apresentado na Figura 3.22. O circuito grampeador é composto por três diodos, um capacitor e um resistor posicionado de maneira que a tensão sobre o mesmo é a diferença entre a tensão do capacitor, ou tensão de grampeamento, e a tensão de entrada. Dessa maneira, parte da energia da indutância de dispersão retorna à entrada do conversor.

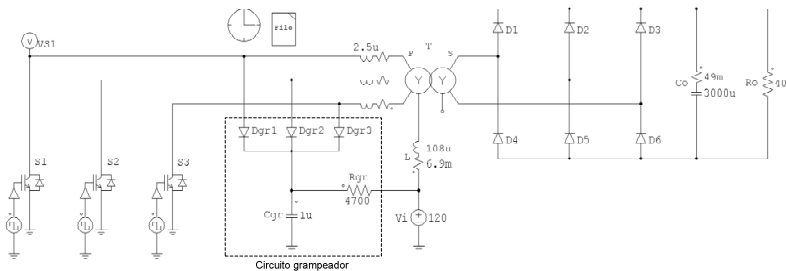


Figura 3.22 - Circuito simulado com indutância de dispersão no transformador e interruptores idealizados.

A Figura 3.23 apresenta a tensão num interruptor, com valor máximo de aproximadamente 740 V limitada pelo circuito grampeador e ainda abaixo da tensão máxima do IGBT escolhido, que é de 900 V.

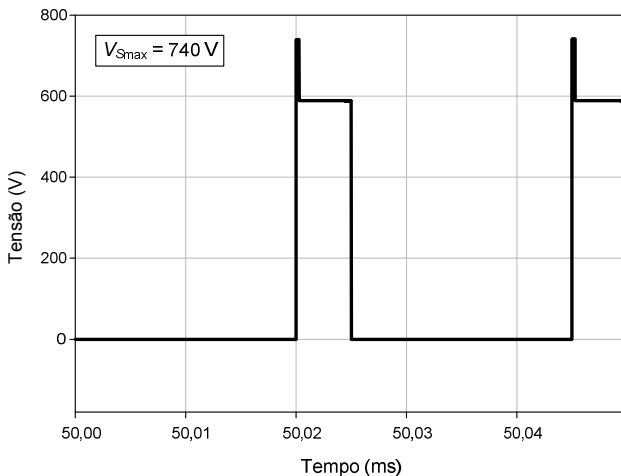


Figura 3.23 - Tensão num interruptor (S_1) com indutância de dispersão no transformador e interruptores idealizados.

B. Simulação com Indutância de Dispersão no Transformador e Interruptores com Capacitância Intrínseca

O circuito utilizado na simulação com indutância de dispersão no transformador e interruptores com capacitância intrínseca está apresentado na Figura 3.24. Essa simulação foi realizada utilizando a capacitância do IGBT fornecida no catálogo do fabricante.

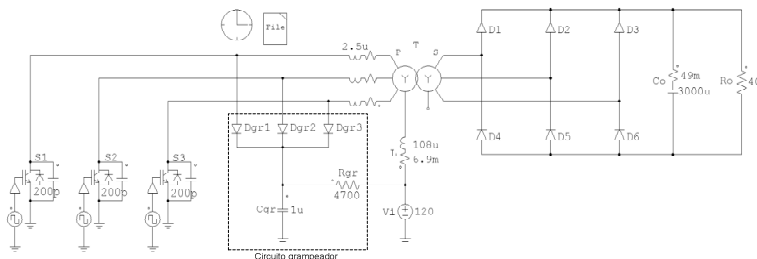


Figura 3.24 - Circuito simulado com indutância de dispersão no transformador e interruptores com capacitância intrínseca.

A Figura 3.25 apresenta a tensão num interruptor, com valor máximo de aproximadamente 729 V limitada pelo circuito grameador e ainda abaixo da tensão máxima do IGBT escolhido, que é de 900 V.

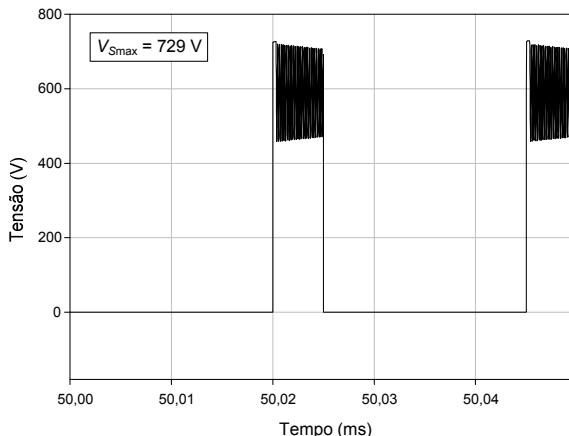


Figura 3.25 - Tensão num interruptor (S_1) com indutância de dispersão no transformador e interruptores com capacitância intrínseca.

A tensão no interruptor da Figura 3.25 apresenta ressonância entre a indutância de dispersão do transformador e a capacitância do IGBT. A frequência da ressonância é próxima de 6 MHz e o amortecimento é pequeno na simulação porque outras resistências presentes no circuito prático não estão sendo consideradas.

3.10 CONCLUSÃO

Foram apresentados o equacionamento referente ao dimensionamento do conversor, um exemplo numérico de projeto com as especificações para a construção de um protótipo e as simulações de verificação dos resultados do projeto.

A simplificação feita para representar a corrente de entrada apenas pelo valor médio e livre de ondulação durante os cálculos de esforços se mostrou suficiente para fins de projeto com as especificações dadas, pois as simulações apresentaram resultados muito semelhantes aos obtidos através da análise e dos cálculos. As formas de onda e os esforços teóricos nos componentes obtidos em simulação são muito próximas do esperado.

Por fim, um circuito grameador foi ajustado com o auxílio da simulação permitindo limitar a tensão sobre o interruptor na presença da indutância de dispersão do transformador e devolver parte da energia associada à indutância de dispersão para a fonte.

CAPÍTULO 4 - IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE

4.1 INTRODUÇÃO

Após a análise teórica e o projeto apresentados anteriormente, foi implementado um protótipo com o objetivo de comprovar o estudo realizado e verificar o funcionamento do conversor em laboratório.

Será apresentado neste capítulo o circuito completo implementado, a forma como foram gerados os sinais de comando e as principais formas de onda do conversor. As formas de onda são obtidas não apenas para o ponto de operação de projeto no R3, mas também para um ponto da região R2 e para o ponto entre as duas regiões.

4.2 CIRCUITO IMPLEMENTADO E APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

A seguir serão apresentados os detalhes da implementação prática do conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente proposto.

4.2.1 Circuito Implementado

As Figuras 4.1 e 4.2 apresentam os diagramas esquemáticos dos circuitos utilizados na implementação da placa de potência e da placa de geração dos sinais respectivamente. As listas de componentes dos circuitos implementados na placa de potência e na placa de geração dos sinais estão no Apêndice A.

Os sinais são gerados através de microcontroladores e os IGBTs são comandados utilizando o *driver* integrado IR4427 da *International Rectifier*. Cada integrado possui dois *drivers* independentes conectados à mesma referência. Um arranjo utilizando um diodo zener e um capacitor para o comando de cada IGBT proporciona cerca de 3 V de tensão negativa durante o bloqueio.

O indutor foi construído com o enrolamento auxiliar para proteção como descrito anteriormente. Além disso, um diodo foi adicionado na entrada para permitir a desmagnetização do indutor caso a

fonte seja desconectada.

A placa de potência já inclui os sensores isolados da corrente do indutor e da tensão de saída do conversor. Apesar dos sinais medidos não terem sido utilizados, eles poderiam auxiliar na implementação de um sistema de controle.

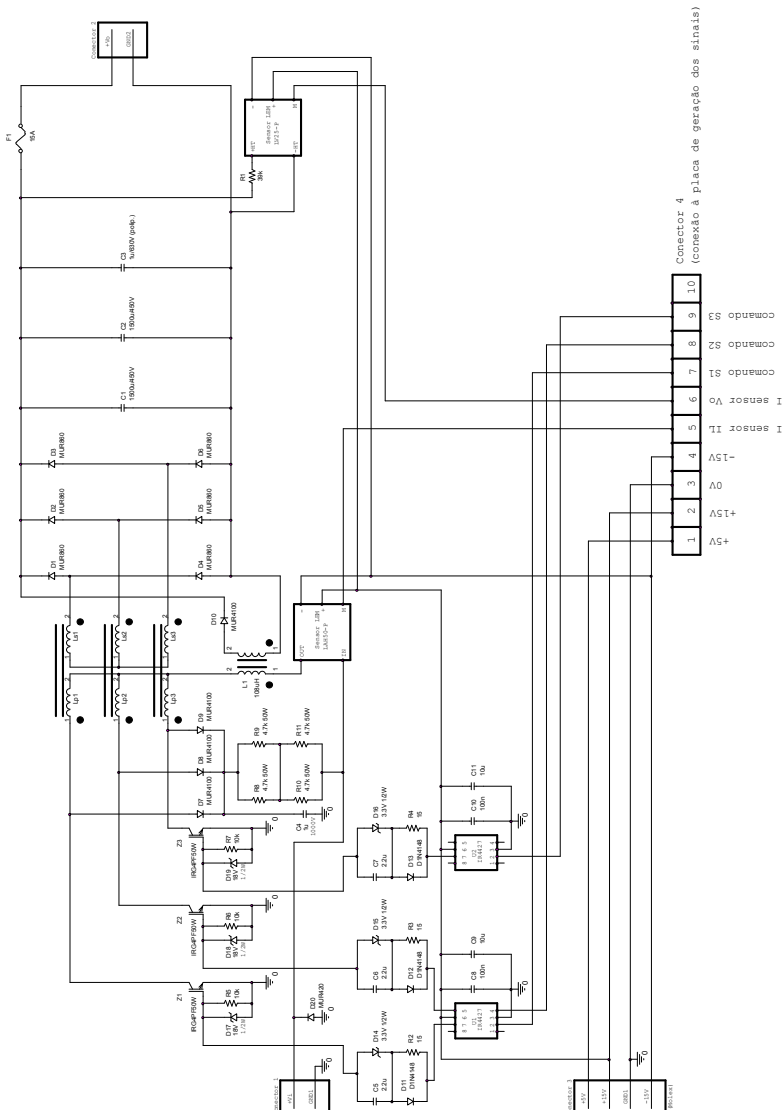


Figura 4.1 – Diagrama esquemático da placa de potência.

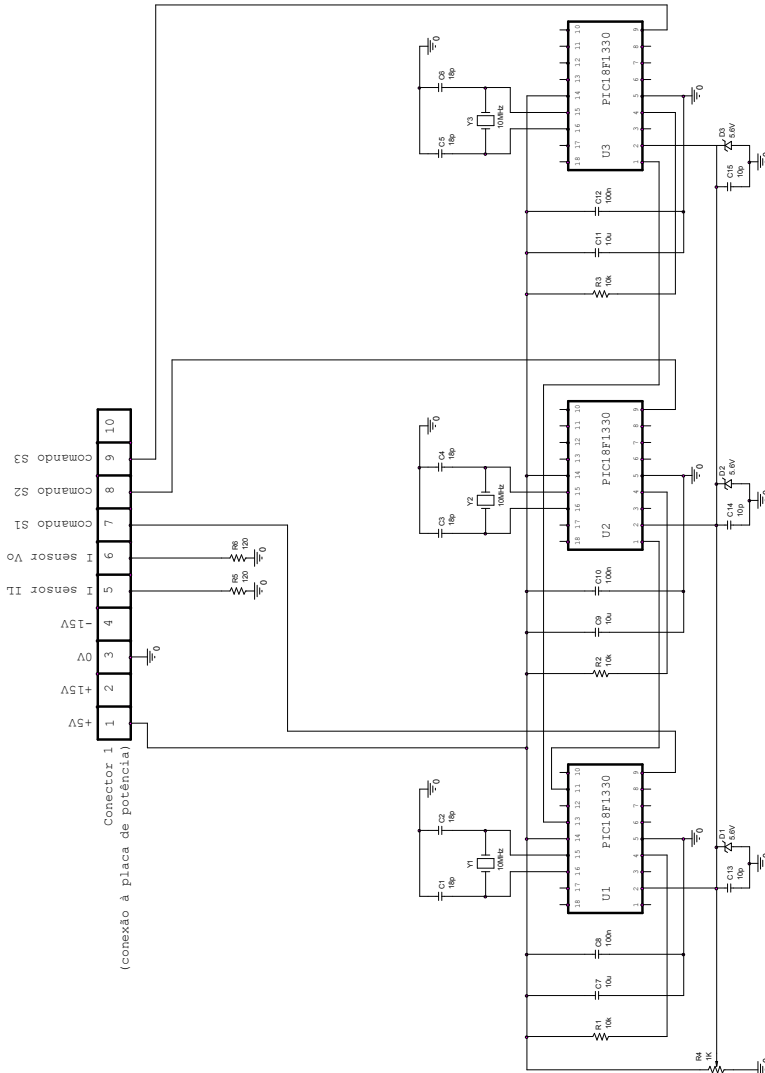


Figura 4.2 - Diagrama esquemático da placa de geração dos sinais.

4.2.2 Geração dos Sinais de Comando

Os sinais de comando dos interruptores foram gerados digitalmente através de um circuito utilizando três microcontroladores

PIC18F1330 da *Microchip Technology Inc.* Os programas utilizados para geração dos sinais em cada microcontrolador estão apresentados no Apêndice B.

O microcontrolador PIC18F1330 possui três saídas *Pulse Width Modulation* (PWM) independentes (e mais três complementares). O circuito utilizado na geração dos sinais possui três microcontroladores sendo um deles o principal e os outros dois auxiliares. O microcontrolador principal PIC1 gera o sinal para o comando do interruptor S_1 e gera também, com as outras duas saídas PWM, uma borda de descida com a informação da defasagem de 120° e outra borda de descida com a informação da defasagem de 240° em relação ao início do período do comando de S_1 . O microcontrolador auxiliar de geração do comando de S_2 PIC2 recebe a informação dos 120° para início do seu período, e o microcontrolador auxiliar de geração do comando de S_3 PIC3 recebe a informação dos 240° para início do seu período. Cada um dos microcontroladores auxiliares só começa o seu período de comutação depois de detectado o sinal enviado pelo microcontrolador principal (operação em *single-shot*). Dessa maneira também é assegurado o sincronismo entre os comandos.

A forma de geração dos sinais de comando descrita pode ser mais bem entendida através da Figura 4.3.

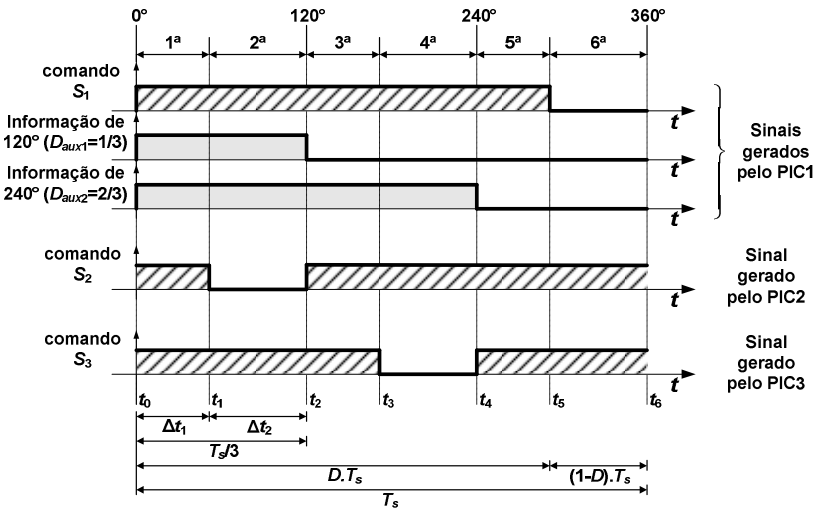


Figura 4.3 - Sinais gerados por cada um dos microcontroladores.

4.2.3 Fotos do Protótipo

A concepção mecânica final do protótipo pode ser visualizada na Figura 4.4 e na Figura 4.5.

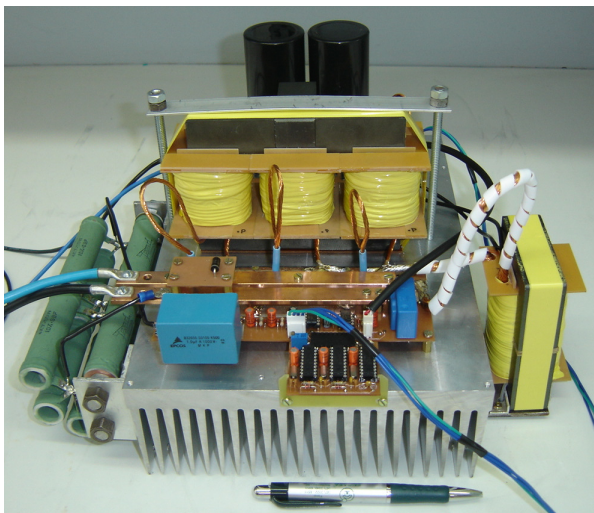


Figura 4.4 - Foto da vista frontal do protótipo.

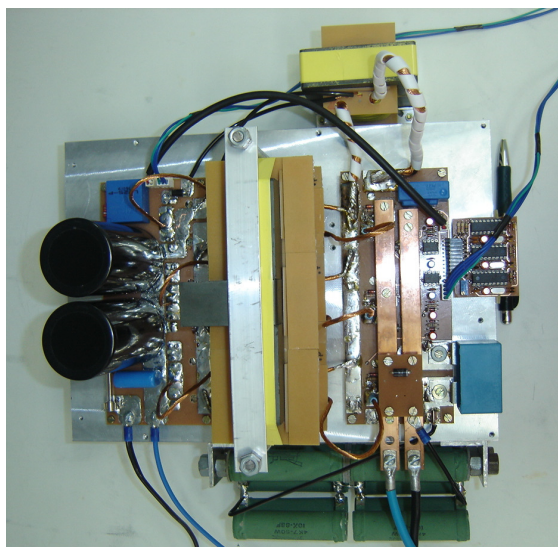


Figura 4.5 - Foto da vista superior do protótipo.

4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais são apresentados em três situações distintas, todas para uma potência processada de 1 kW. A primeira delas é com operação na região R3 e razão cíclica de 0,8. Esse é o ponto de operação para o qual foi realizado o projeto. Depois disso, um ponto da região R2 é testado, com razão cíclica igual a 0,5. Por fim, são apresentados os resultados para o ponto entre as duas regiões de operação, onde a razão cíclica é dois terços (2/3).

4.3.1 Operação na Região R3

A tensão de entrada e a corrente de entrada do conversor nesse ponto de operação ($D=0,8$) estão apresentadas na Figura 4.6. O valor absoluto da ondulação alta frequência está como o esperado.

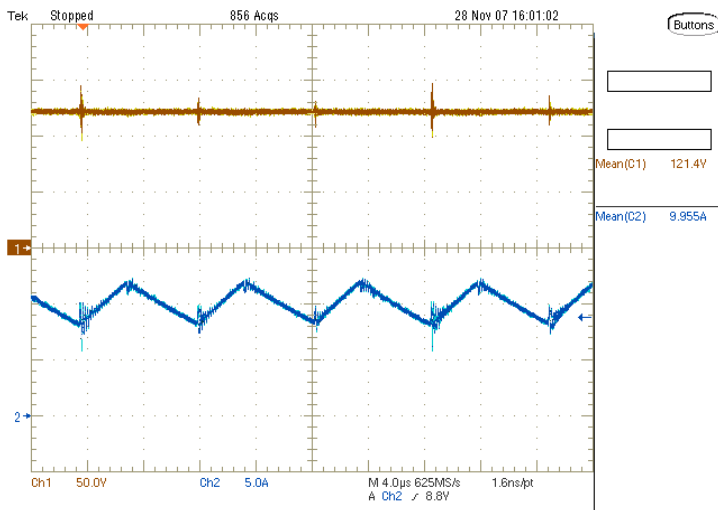


Figura 4.6 - Tensão (C1: 50 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) na entrada do conversor com $D=0,8$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão e a corrente na saída do conversor estão apresentadas na Figura 4.7 e tem o valor esperado, confirmando o ganho estático.

A tensão e a corrente em uma bobina primária do transformador podem ser observadas na Figura 4.8. As formas de onda têm formato semelhante aos apresentados na análise e simulação.

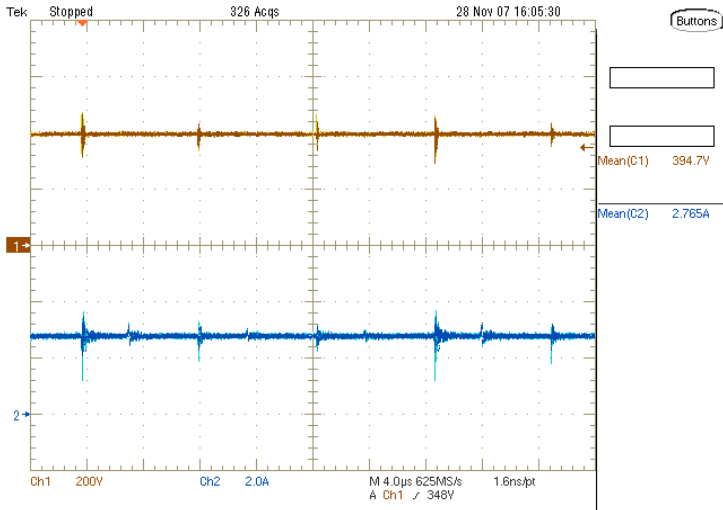


Figura 4.7 - Tensão (C1: 200 V/div.) e corrente (C2: 2 A/div.) na saída do conversor com $D=0,8$. Base de tempo: 4 μ s/div.

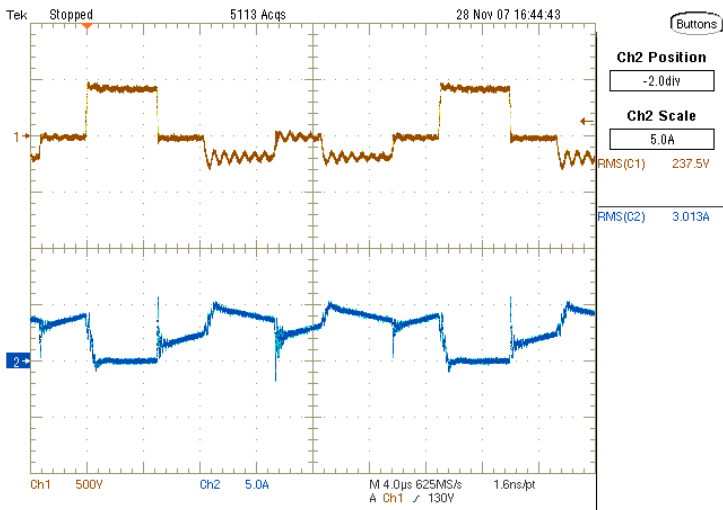


Figura 4.8 - Tensão (C1: 500 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina primária do transformador com $D=0,8$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão e a corrente em uma bobina secundária do transformador podem ser observadas na Figura 4.9. As formas de onda

também têm formato semelhante aos apresentados na análise e simulação, embora apresentem efeitos não estudados na teoria.

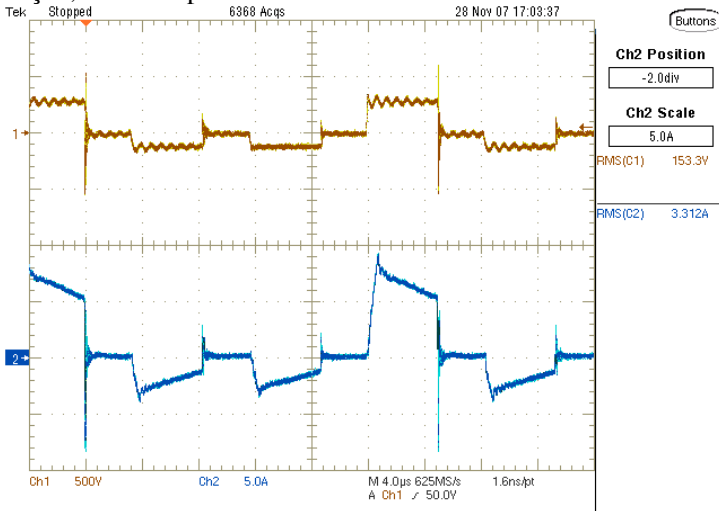


Figura 4.9 - Tensão (C1: 500 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina secundária do transformador com $D=0,8$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A defasagem de 120° entre as correntes primárias pode ser observada na Figura 4.10 juntamente com a tensão de saída.

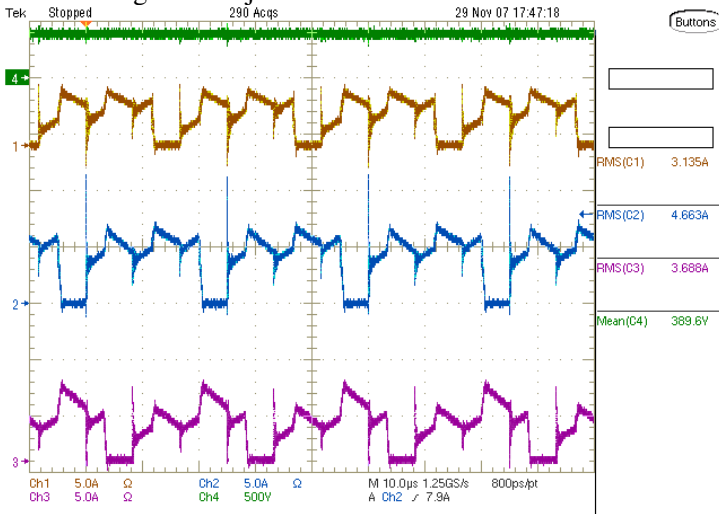


Figura 4.10 - Correntes nas bobinas primárias (C1, C2, C3: 5 A/div.) e tensão de saída (C4: 500 V/div.) com $D=0,8$. Base de tempo: 10 μ s/div.

A tensão no interruptor S_1 e a corrente na bobina primária L_{p1} podem ser observados na Figura 4.11, mostrando que a tensão máxima está abaixo do limite do componente (900 V).

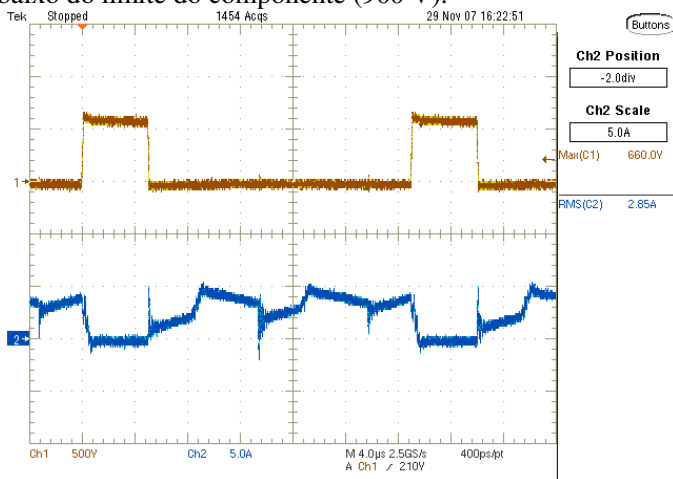


Figura 4.11 - Tensão (C1: 500 V/div.) no interruptor S_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina primária L_{p1} com $D=0,8$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão em um diodo do grupo superior (D_1) e a corrente na bobina secundária L_{s1} estão apresentados na Figura 4.12. A tensão máxima no diodo também respeita o limite do componente (600 V).

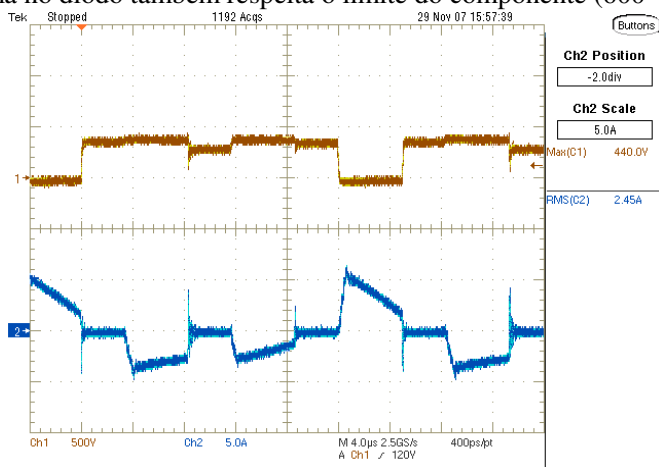


Figura 4.12 - Tensão (C1: 500 V/div.) no diodo D_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=0,8$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão em um diodo do grupo inferior (D_4) e a corrente na bobina secundária L_{s1} estão apresentados na Figura 4.13. Percebe-se que a tensão é permitida ao componente.

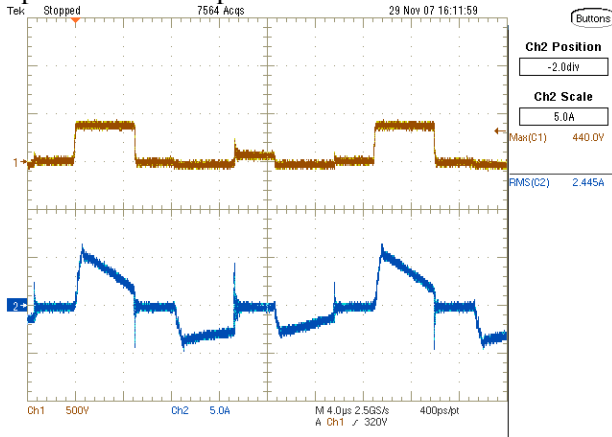


Figura 4.13 - Tensão (C1: 500 V/div.) no diodo D_4 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=0,8$. Base de tempo: 4 μ s/div.

4.3.2 Operação na Região R2

A tensão de entrada e a corrente de entrada do conversor com $D=0,5$ estão apresentadas na Figura 4.14. A ondulação de corrente é menor do que com $D=0,8$ para a mesma potência processada, como o esperado.

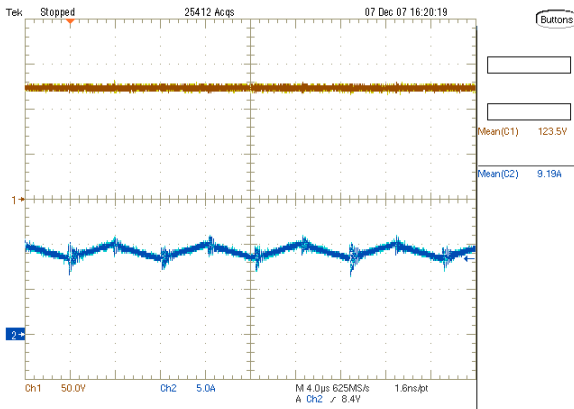


Figura 4.14 - Tensão (C1: 50 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) na entrada do conversor com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão e a corrente na saída do conversor estão apresentadas na Figura 4.15 e tem o valor esperado para a razão cíclica de 0,5. A tensão esperada é de 160 V.

A tensão e a corrente em uma bobina primária do transformador podem ser observadas na Figura 4.16. As formas de onda têm formato semelhante aos apresentados na análise e simulação.

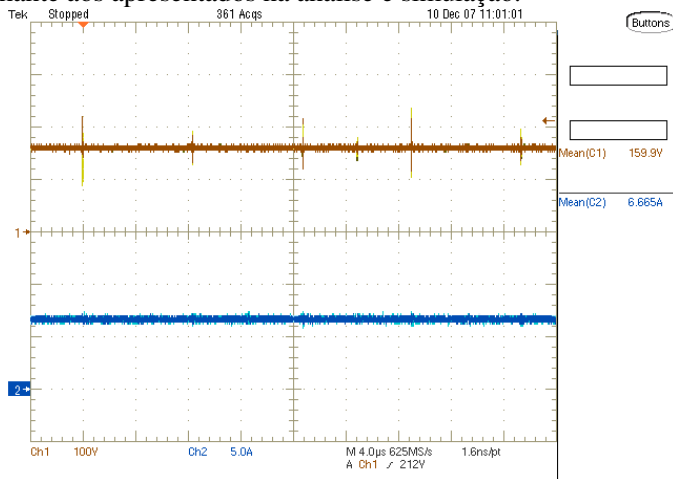


Figura 4.15 - Tensão (C1: 100 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) na saída do conversor com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.

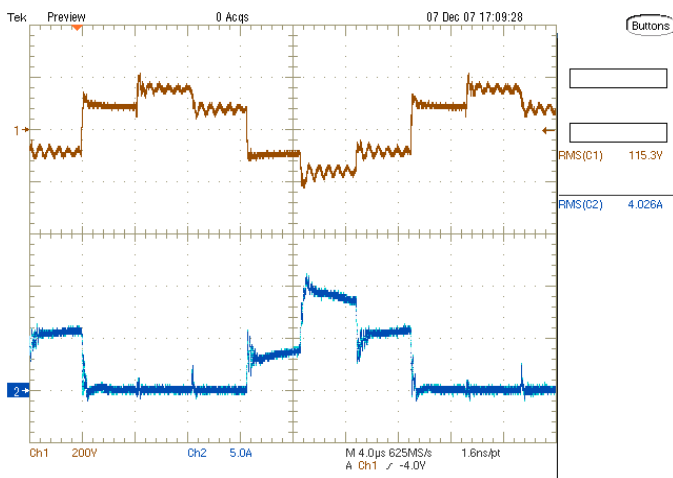


Figura 4.16 - Tensão (C1: 200 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina primária do transformador com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão e a corrente em uma bobina secundária do transformador podem ser observadas na Figura 4.17. As formas de onda também têm formato semelhante aos apresentados na análise e simulação.

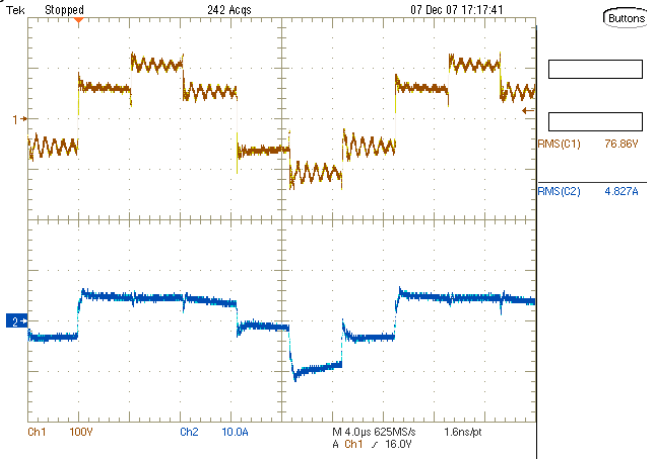


Figura 4.17 - Tensão (C1: 100 V/div.) e corrente (C2: 10 A/div.) em uma bobina secundária do transformador com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A defasagem de 120° entre as correntes primárias pode ser observada na Figura 4.18 juntamente com a tensão de saída.

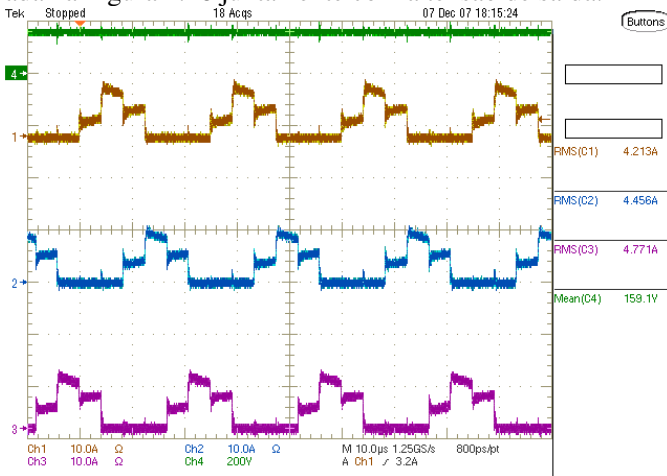


Figura 4.18 - Correntes nas bobinas primárias (C1, C2, C3: 10 A/div.) e tensão de saída (C4: 200 V/div.) com $D=0,5$. Base de tempo: 10 μ s/div.

A tensão no interruptor S_1 e a corrente na bobina primária L_{p1} podem ser observados na Figura 4.19, sendo que a tensão máxima no interruptor é menor que com $D=0,8$, como o esperado.

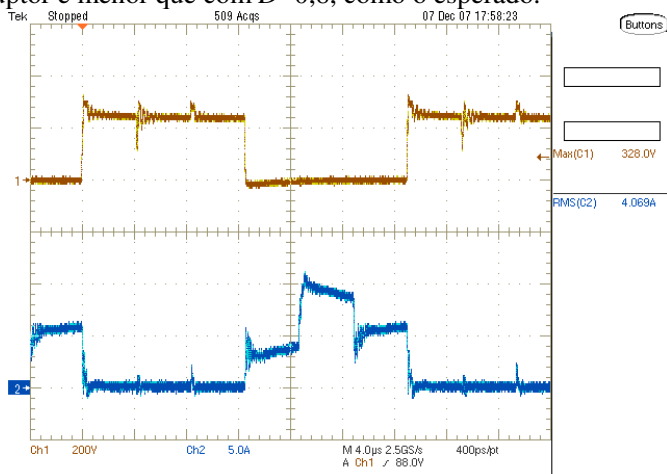


Figura 4.19 - Tensão (C1: 200 V/div.) no interruptor S_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina primária L_{p1} com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão em um diodo do grupo superior (D_1) e a corrente na bobina secundária L_{s1} estão apresentados na Figura 4.20. A tensão em um diodo do grupo inferior (D_4) e a corrente na bobina secundária L_{s1} estão apresentados na Figura 4.21.

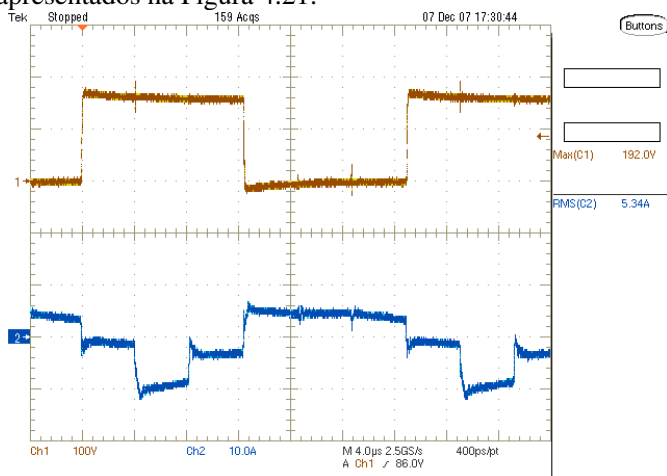


Figura 4.20 - Tensão (C1: 100 V/div.) no diodo D_1 e corrente (C2: 10 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.

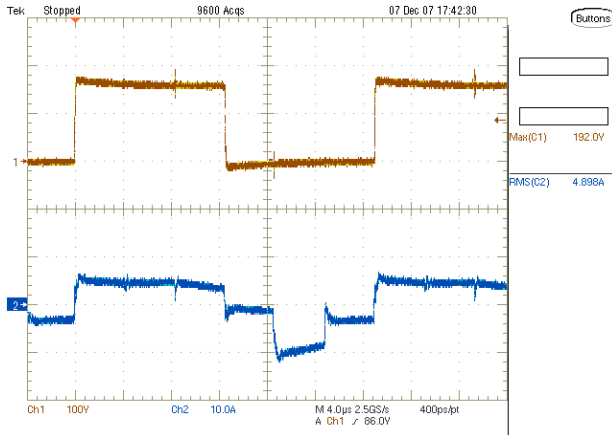


Figura 4.21 - Tensão (C1: 100 V/div.) no diodo D_4 e corrente (C2: 10 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=0,5$. Base de tempo: 4 μ s/div.

As tensões máximas sobre os diodos estão abaixo do limite do componente.

4.3.3 Operação Entre R_2 e R_3

A tensão de entrada e a corrente de entrada do conversor com $D=2/3$ estão apresentadas na Figura 4.22. A ondulação de corrente é praticamente nula como o esperado.

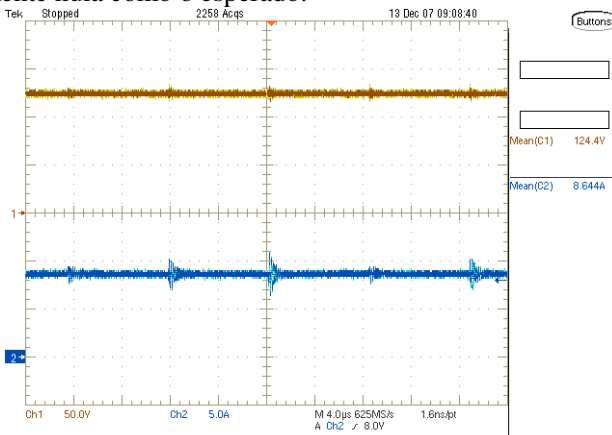


Figura 4.22 - Tensão (C1: 50 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) na entrada do conversor com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão e a corrente na saída do conversor estão apresentadas na Figura 4.23 e tem o valor esperado para a razão cíclica de $2/3$. A tensão esperada é de 240 V.

A tensão e a corrente em uma bobina primária do transformador podem ser observadas na Figura 4.24.

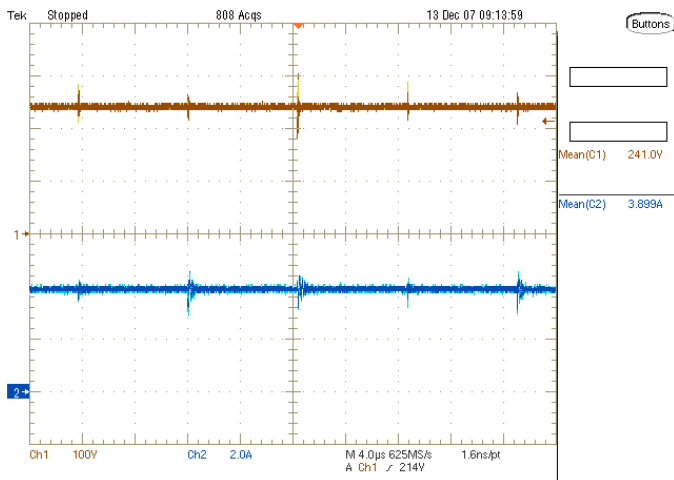


Figura 4.23 - Tensão (C1: 100 V/div.) e corrente (C2: 2 A/div.) na saída do conversor com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.

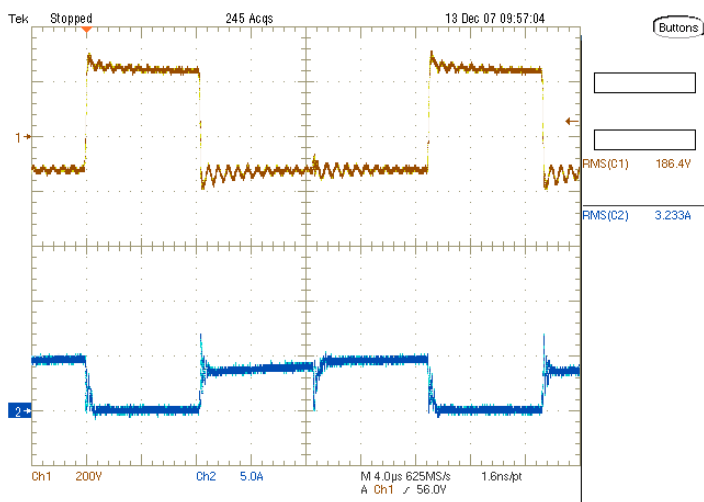


Figura 4.24 - Tensão (C1: 200 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina primária do transformador com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão e a corrente em uma bobina secundária do transformador podem ser observadas na Figura 4.25.

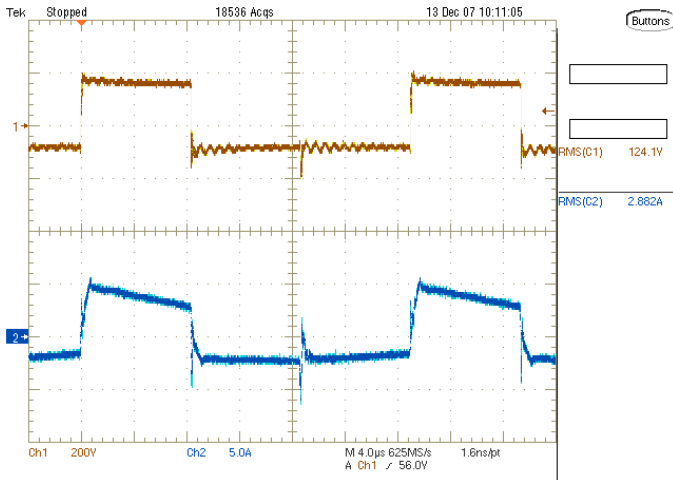


Figura 4.25 - Tensão (C1: 200 V/div.) e corrente (C2: 5 A/div.) em uma bobina secundária do transformador com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A defasagem de 120° entre as correntes primárias pode ser observada na Figura 4.26 juntamente com a tensão de saída.

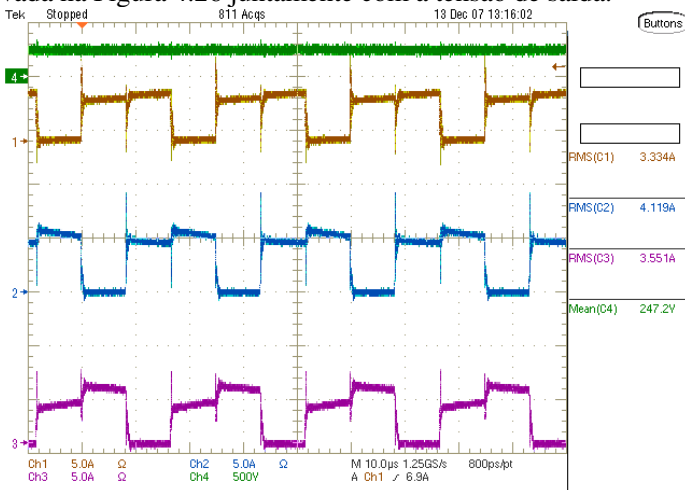


Figura 4.26 - Correntes nas bobinas primárias (C1, C2, C3: 5 A/div.) e tensão de saída (C4: 500 V/div.) com $D=2/3$. Base de tempo: 10 μ s/div.

A tensão no interruptor S_1 e a corrente na bobina primária L_{p1} podem ser observados na Figura 4.27, sendo que a tensão máxima no interruptor é menor que com $D=0,8$, como o esperado.

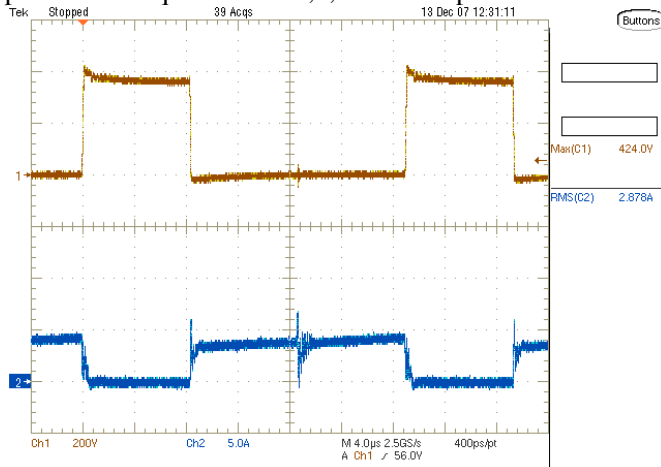


Figura 4.27 - Tensão (C1: 200 V/div.) no interruptor S_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina primária L_{p1} com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão em um diodo do grupo superior (D_1) e a corrente na bobina secundária L_{s1} estão apresentados na Figura 4.28. A tensão máxima no diodo é permitida.

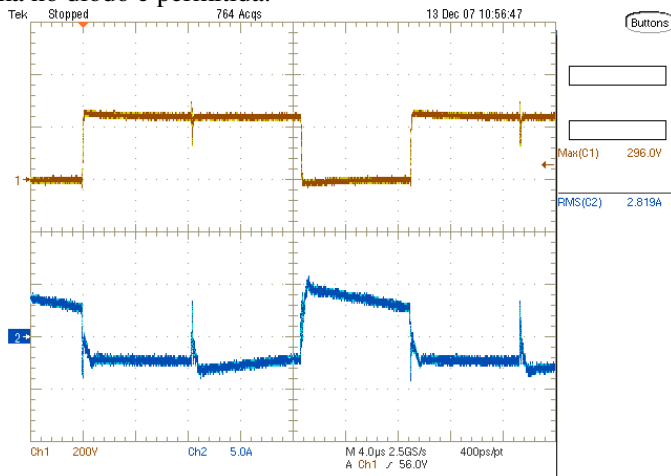


Figura 4.28 - Tensão (C1: 200 V/div.) no diodo D_1 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.

A tensão em um diodo do grupo inferior (D_4) e a corrente na bobina secundária L_{s1} estão apresentados na Figura 4.29. Mais uma vez, percebe-se que a tensão é permitida ao componente.

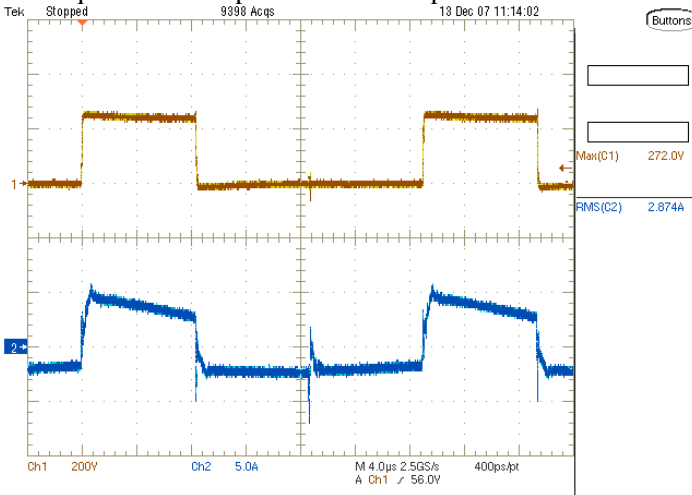


Figura 4.29 - Tensão (C1: 200 V/div.) no diodo D_4 e corrente (C2: 5 A/div.) na bobina secundária L_{s1} com $D=2/3$. Base de tempo: 4 μ s/div.

4.4 CONCLUSÃO

Foram apresentados o circuito implementado, fotos do protótipo construído, a forma como foram gerados os sinais de comando e os resultados experimentais para o conversor operando com D igual a 0,8, com D igual a 0,5 e com D igual a dois terços ($2/3$).

Os resultados validam a análise apresentada, confirmando também em laboratório o ganho estático, as formas de onda e a variação da ondulação em função da razão cíclica.

O caso com D igual a $2/3$ apresentou ondulação praticamente nula como o esperado pela análise dos capítulos anteriores. Esse ponto de operação pode ser explorado em aplicações com CaCs, painéis fotovoltaicos e baterias, permitindo que a corrente drenada dessas fontes seja livre de ondulação mesmo com um indutor muito pequeno na entrada.

CAPÍTULO 5 - ANÁLISE E OBTENÇÃO DA CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO OPERANDO NA REGIÃO R3

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a análise do conversor CC-CC trifásico do tipo *Push-Pull*, alimentado em corrente, com grampeamento ativo e comutação suave ZVS operando na região R3.

Serão apresentadas a estrutura do conversor, as etapas de operação e as formas de onda para operação na região R3. Através de análise matemática será obtido o ganho estático e será traçada a característica de saída para essa região de operação.

A característica de saída obtida é validada através de simulações.

5.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR COM GRAMPEAMENTO ATIVO

A estrutura do conversor CC-CC trifásico do tipo *Push-Pull*, alimentado em corrente, com grampeamento ativo e comutação suave proposto está apresentada na Figura 5.1. Nesse conversor, as indutâncias L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} representam as indutâncias de dispersão do transformador. Os interruptores S_1' , S_2' e S_3' e o capacitor C_g foram acrescentados ao conversor com grampeamento passivo apresentado nos capítulos anteriores e em [21] para a realização do grampeamento ativo. Além disso, utilizam-se os capacitores C_1 , C_1' , C_2 , C_2' , C_3 e C_3' e tempo morto apropriado entre os comandos dos interruptores do mesmo braço para proporcionar a comutação suave dos interruptores.

Os comandos dos interruptores do grupo superior são complementares aos comandos dos interruptores do grupo inferior do mesmo braço e há um defasamento de 120° no comando entre braços.

Diferentemente do circuito apresentado em [21], onde a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador era dissipada através de grampeamento passivo, no conversor aqui apresentado essa energia é entregue ao capacitor de grampeamento C_g e depois reutilizada. Utilizando essa técnica de grampeamento ativo e operando com comutação suave, as perdas podem ser reduzidas

significativamente.

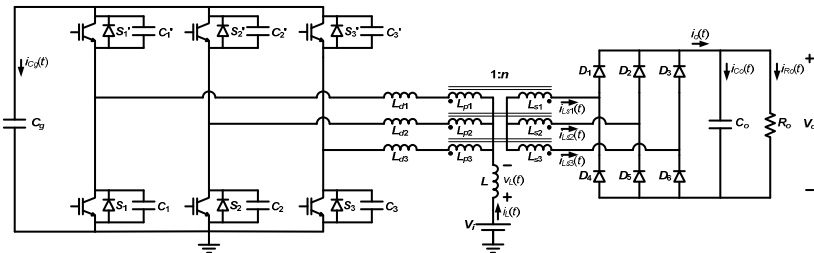


Figura 5.1 - Circuito do conversor CC-CC trifásico do tipo Push-Pull, alimentado em corrente, com grampeamento ativo e comutação suave.

Esse conversor apresenta três regiões de operação de acordo com a razão cíclica utilizada, sendo que as regiões são definidas da mesma maneira como foram definidas no conversor com grampeamento passivo.

A seguir será apresentada a análise do conversor da Figura 5.1 operando na região R3, ou seja, com razão cíclica entre dois terços ($2/3$) e um (1). Nessa região de operação ocorre simultaneidade de até três interruptores do grupo inferior habilitados ou de até três interruptores do grupo superior habilitados.

Para a descrição das etapas de operação e a obtenção do ganho estático do conversor, será utilizada a versão não-isolada apresentada na Figura 5.2. Dessa maneira a análise torna-se simplificada e as mesmas formas de onda são mantidas. Nesse circuito, a indutância de entrada é considerada muito grande e livre de ondulação de corrente, sendo a entrada do conversor representada por uma fonte de corrente de valor I_L . A fonte de tensão V_o' representa a tensão de saída do conversor referida ao lado primário do transformador. Os intervalos de comutação também não serão considerados pois pouco interferem na característica estática; assim não serão utilizados os capacitores de comutação nem tempo morto (tempo morto nulo).

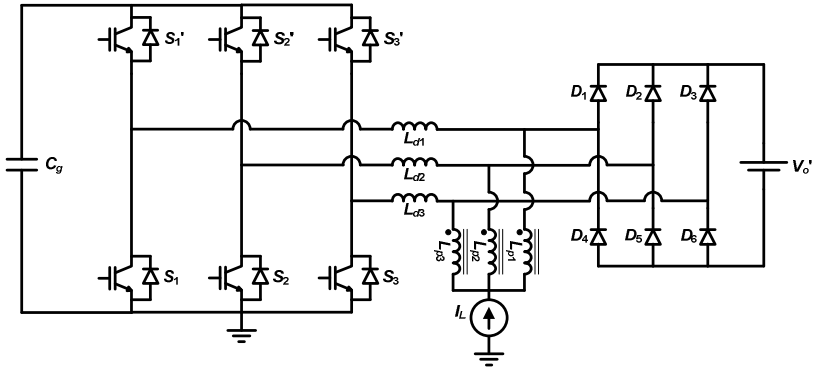


Figura 5.2 - Versão simplificada não-isolada do conversor Push-Pull trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo.

5.3 OPERAÇÃO NA REGIÃO R3

A seguir serão apresentadas as etapas de operação, as formas de onda, o ganho estático e a análise da comutação para operação na região R3.

5.3.1 Etapas de Operação

A seguir são descritas as etapas de operação para o conversor operando na região R3.

a) 1ª Etapa de Operação (t_0, t_1)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Nessa etapa a corrente $i_{Ld1}(t)$, inicialmente negativa, cresce linearmente através do diodo intrínseco de S_1 e se anula como mostra a Figura 5.3(a), passando a crescer até $I_L/3$ através do interruptor S_1 como mostra a Figura 5.3(b). As correntes $i_{Ld2}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ decrescem linearmente de $2I_L/3$ até $I_L/3$ através dos interruptores S_2 e S_3 respectivamente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_1 , D_5 e D_6 . O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.4.

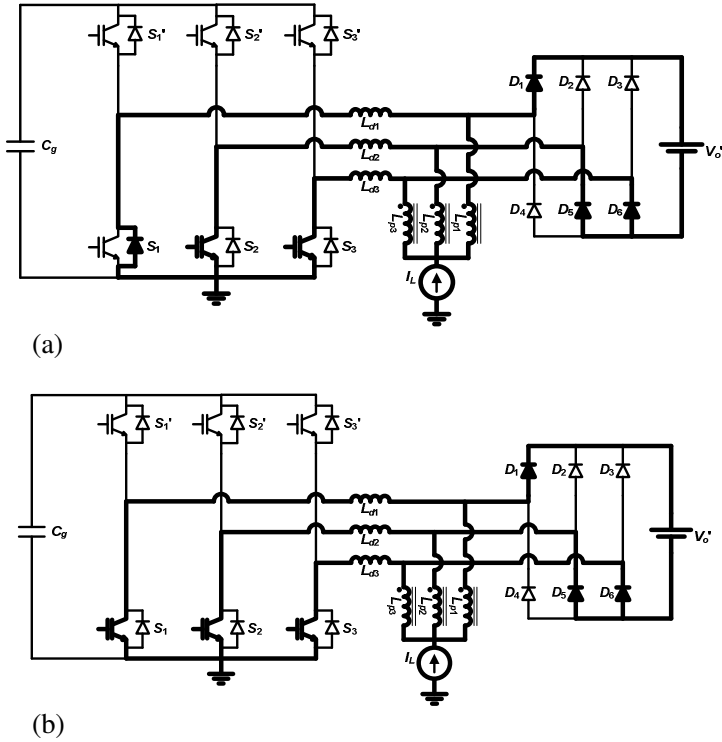


Figura 5.3 - Primeira etapa de operação: (a) corrente negativa em L_{d1} , (b) corrente positiva em L_{d1} .

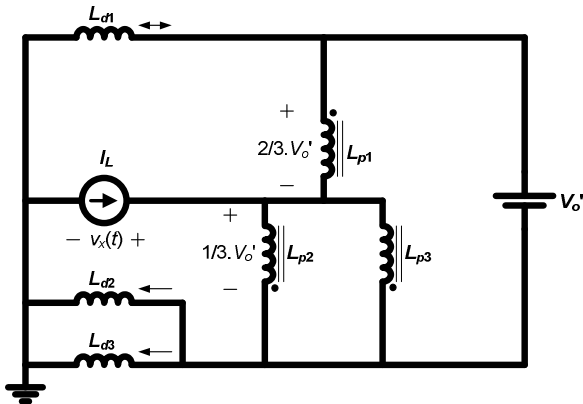


Figura 5.4 - Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.

b) 2ª Etapa de Operação (t_1, t_2)

Essa etapa inicia quando $i_{Ld1}(t)$, $i_{Ld2}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ atingem $I_L/3$. As correntes $i_{Ld1}(t)$, $i_{Ld2}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ permanecem com valor igual à $I_L/3$ e os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados. A segunda etapa de operação pode ser mais bem visualizada através da Figura 5.5. O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.6.

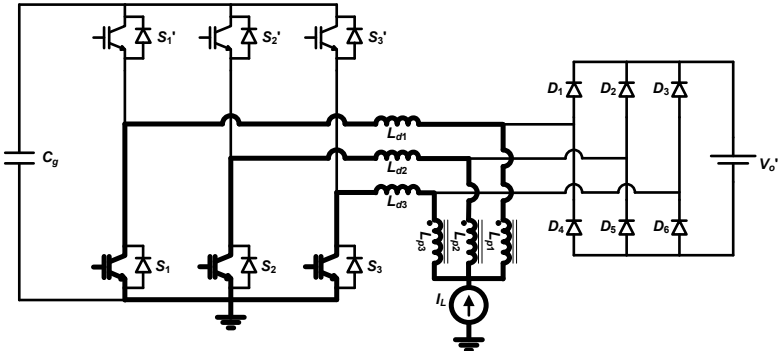


Figura 5.5 - Segunda etapa de operação.

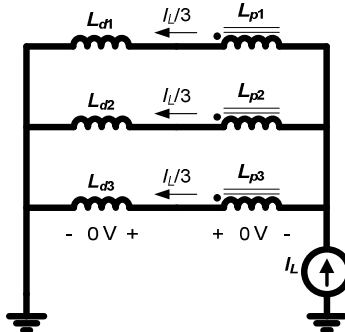


Figura 5.6 - Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.

c) 3ª Etapa de Operação (t_2, t_3)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear. A corrente $i_{Ld2}(t)$ decresce linearmente a partir de $I_L/3$ através do diodo intrínseco de S_2' até se anular como mostra a Figura 5.7(a),

passando a crescer negativamente até atingir $-I_L/3$ como mostra a Figura 5.7(b). Na etapa 3.a o capacitor de gramepeamento C_g recebe energia proveniente da indutância de dispersão e na etapa 3.b o capacitor C_g devolve essa energia. As correntes $i_{Ld1}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ crescem linearmente de $I_L/3$ até $2I_L/3$ através dos interruptores S_1 e S_3 respectivamente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_2 , D_4 e D_6 . O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.8.

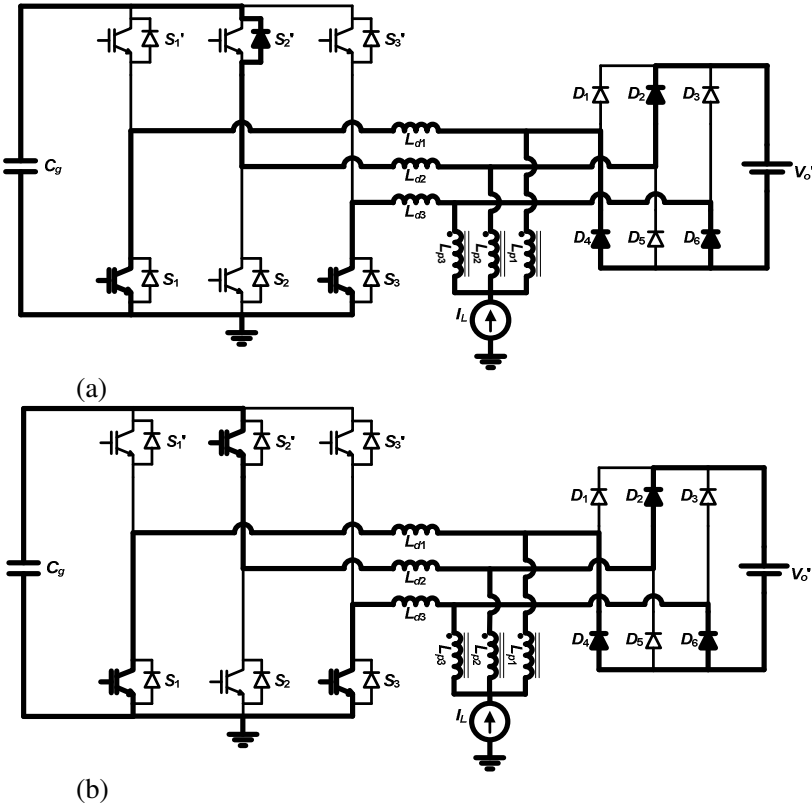


Figura 5.7 - Terceira etapa de operação: (a) corrente positiva em L_{d2} , (b) corrente negativa em L_{d2} .

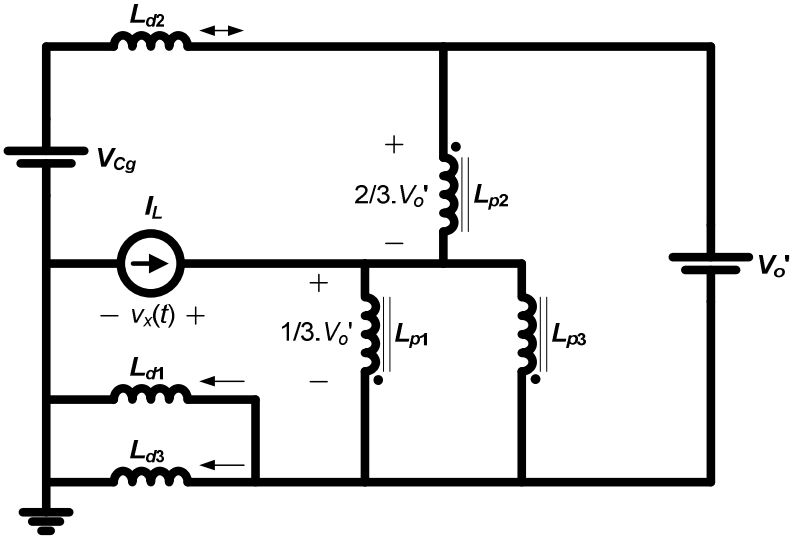
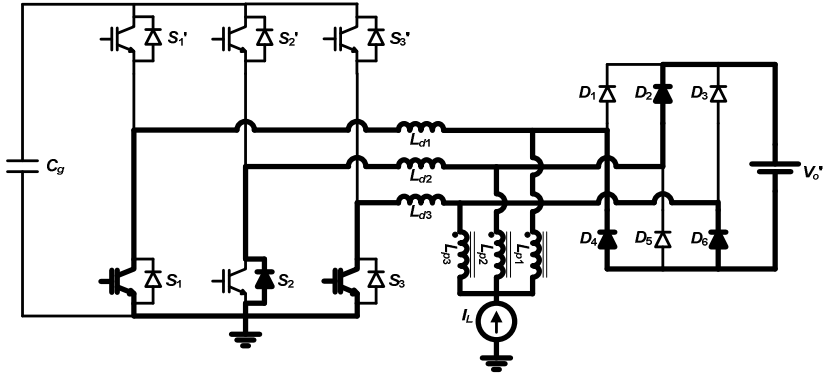


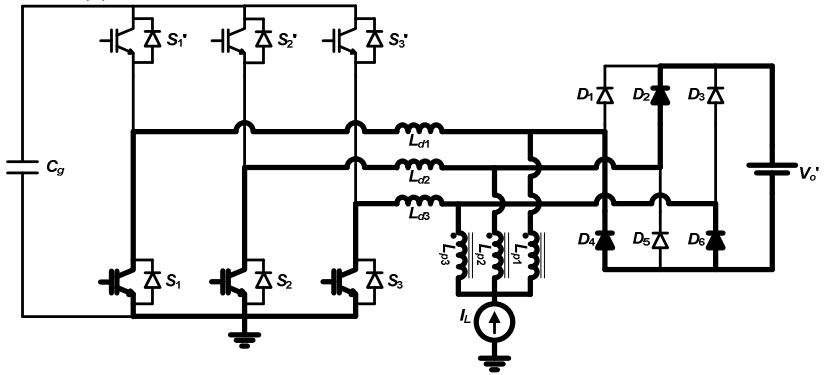
Figura 5.8 - Circuito equivalente para a terceira etapa de operação.

d) 4ª Etapa de Operação (t_3, t_4)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Nessa etapa a corrente $i_{Ld2}(t)$, inicialmente negativa, cresce linearmente através do diodo intrínseco de S_2 e se anula como mostra a Figura 5.9(a), passando a crescer até $I_L/3$ através do interruptor S_2 como mostra a Figura 5.9(b). As correntes $i_{Ld1}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ decrescem linearmente de $2I_L/3$ até $I_L/3$ através dos interruptores S_1 e S_3 respectivamente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_2 , D_4 e D_6 . O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.10.



(a)



(b)

Figura 5.9 - Quarta etapa de operação: (a) corrente negativa em L_{d2} , (b) corrente positiva em L_{d2} .

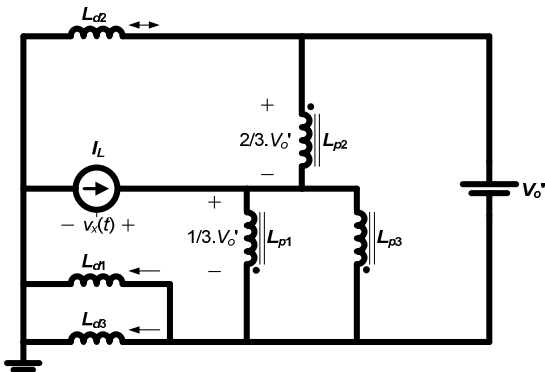


Figura 5.10 - Circuito equivalente para a quarta etapa de operação.

e) 5ª Etapa de Operação (t_4, t_5)

Essa etapa inicia quando $i_{Ld1}(t)$, $i_{Ld2}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ atingem $I_L/3$. As correntes $i_{Ld1}(t)$, $i_{Ld2}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ permanecem com valor igual à $I_L/3$ e os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados. A quinta etapa de operação pode ser mais bem visualizada através da Figura 5.11. O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.12.

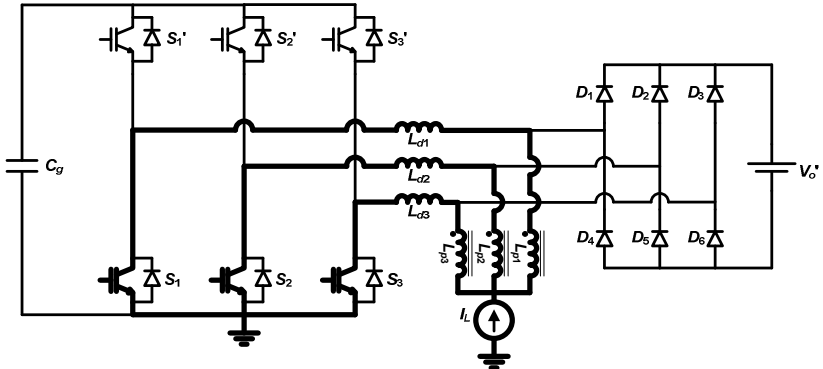


Figura 5.11 - Quinta etapa de operação.

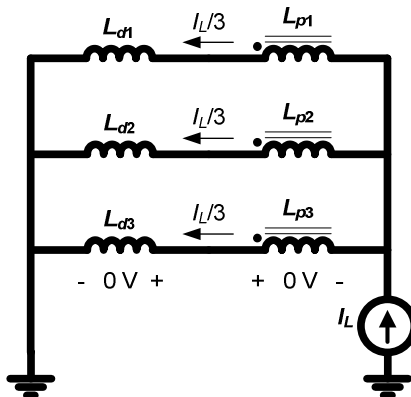


Figura 5.12 - Circuito equivalente para a quinta etapa de operação.

f) 6ª Etapa de Operação (t_5, t_6)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 é comandado a bloquear. A corrente $i_{Ld3}(t)$ decresce linearmente a partir de $I_L/3$ através do diodo intrínseco de S_3' até se anular como mostra a Figura 5.13(a), passando a crescer negativamente até atingir $-I_L/3$ como mostra a Figura 5.13(b). Na etapa 6.a o capacitor de gramepeamento C_g recebe energia proveniente da indutância de dispersão e na etapa 6.b o capacitor C_g devolve essa energia. As correntes $i_{Ld1}(t)$ e $i_{Ld2}(t)$ crescem linearmente de $I_L/3$ até $2I_L/3$ através dos interruptores S_1 e S_2 respectivamente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_3 , D_4 e D_5 . O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.14.

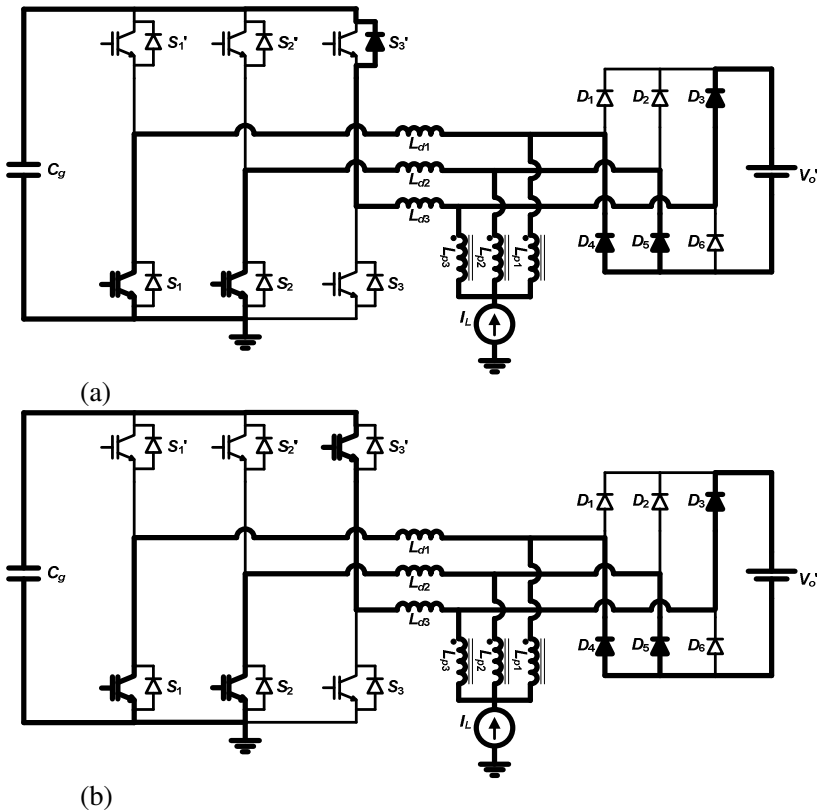


Figura 5.13 - Sexta etapa de operação: (a) corrente positiva em L_{d3} , (b) corrente negativa em L_{d3} .

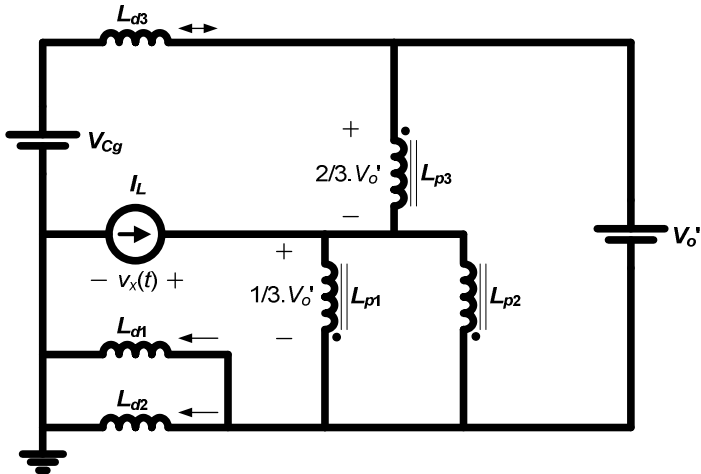
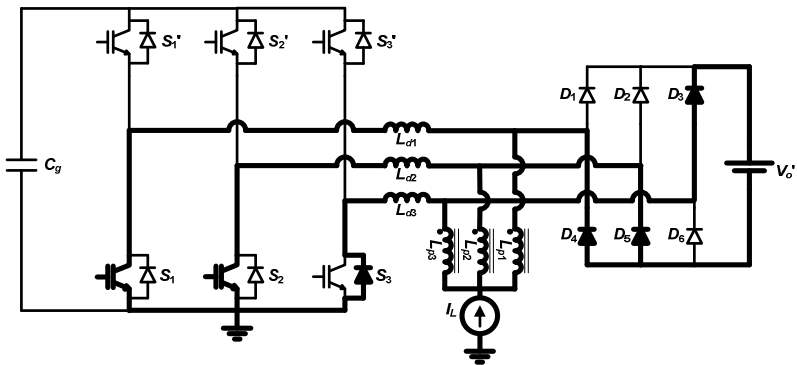


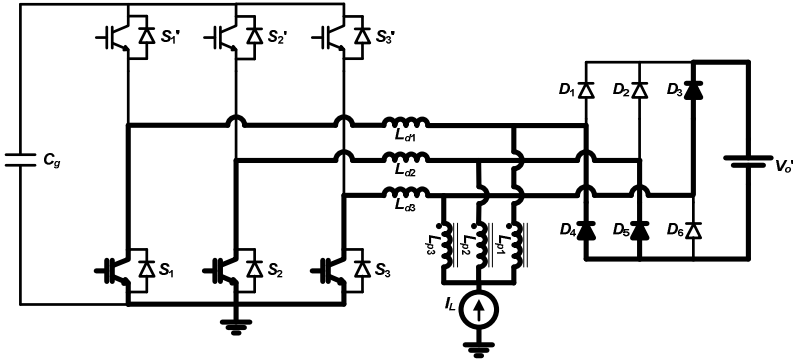
Figura 5.14 - Circuito equivalente para a sexta etapa de operação.

g) 7ª Etapa de Operação (t_6, t_7)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir. Nessa etapa a corrente $i_{Ld3}(t)$, inicialmente negativa, cresce linearmente através do diodo intrínseco de S_3 e se anula como mostra a Figura 5.15(a), passando a crescer até $I_L/3$ através do interruptor S_3 como mostra a Figura 5.15(b). As correntes $i_{Ld1}(t)$ e $i_{Ld2}(t)$ decrescem linearmente de $2I_L/3$ até $I_L/3$ através dos interruptores S_1 e S_2 respectivamente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_3 , D_4 e D_5 . O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.16.



(a)



(b)

Figura 5.15 - Sétima etapa de operação: (a) corrente negativa em L_{d3} , (b) corrente positiva em L_{d3} .

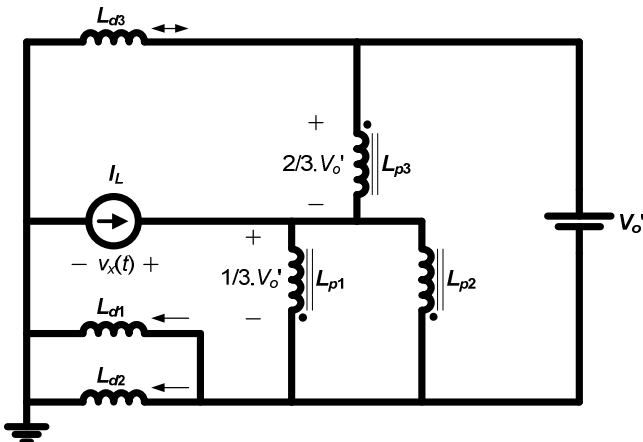


Figura 5.16 - Circuito equivalente para a sétima etapa de operação.

h) 8ª Etapa de Operação (t_7, t_8)

Essa etapa inicia quando $i_{Ld1}(t)$, $i_{Ld2}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ atingem $I_L/3$. As correntes $i_{Ld1}(t)$, $i_{Ld2}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ permanecem com valor igual à $I_L/3$ e os diodos da ponte retificadora permanecem bloqueados. A oitava etapa de operação pode ser mais bem visualizada através da Figura 5.17. O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.18.

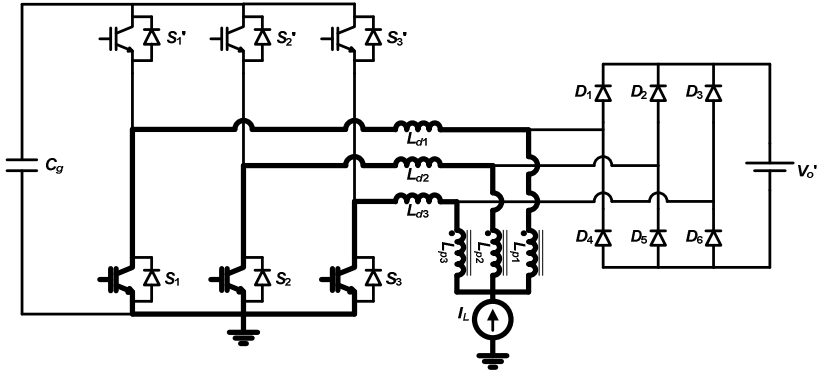


Figura 5.17 – Oitava etapa de operação.

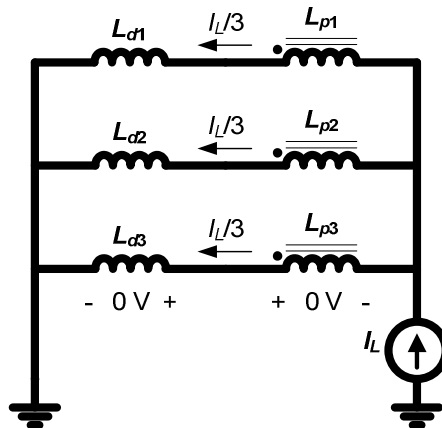
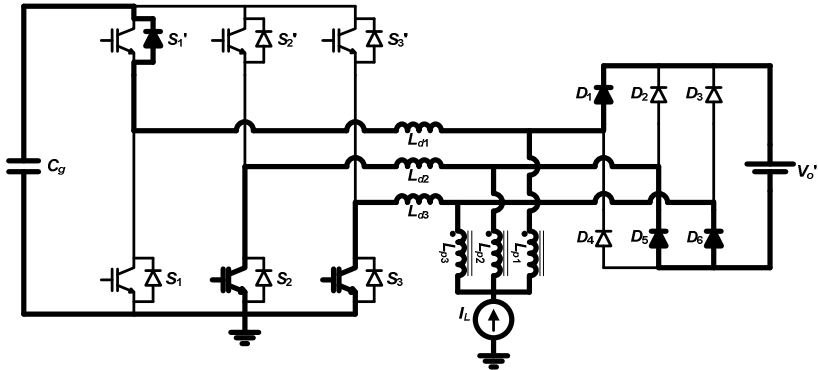


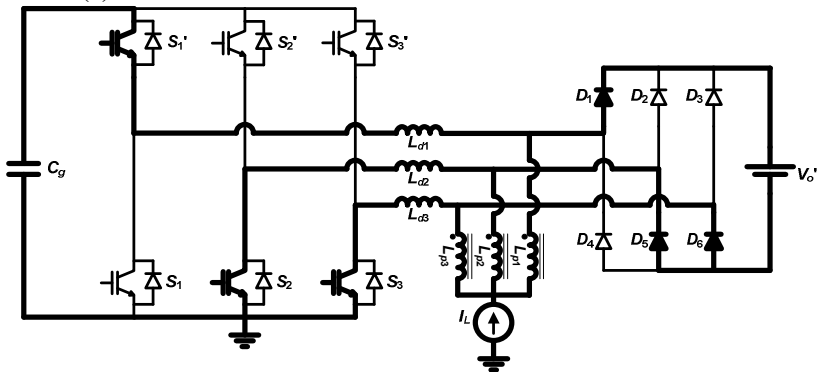
Figura 5.18 - Circuito equivalente para a oitava etapa de operação.

i) 9ª Etapa de Operação (t_8, t_9)

Essa etapa inicia quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. A corrente $i_{Ld1}(t)$ decresce linearmente a partir de $I_L/3$ através do diodo intrínseco de S_1' até se anular como mostra a Figura 5.19(a), passando a crescer negativamente até atingir $-I_L/3$ como mostra a Figura 5.19(b). Na etapa 9.a o capacitor de grampeamento C_g recebe energia proveniente da indutância de dispersão e na etapa 9.b o capacitor C_g devolve essa energia. As correntes $i_{Ld2}(t)$ e $i_{Ld3}(t)$ crescem linearmente de $I_L/3$ até $2I_L/3$ através dos interruptores S_2 e S_3 respectivamente. A carga recebe energia da fonte através dos diodos D_1 , D_5 e D_6 . O circuito equivalente está apresentado na Figura 5.20.



(a)



(b)

Figura 5.19 - Nona etapa de operação: (a) corrente positiva em L_{d1} , (b) corrente negativa em L_{d1} .

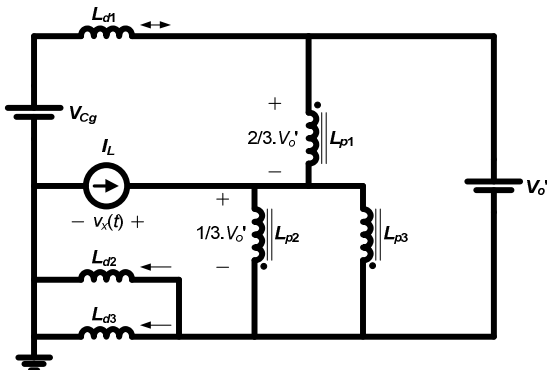


Figura 5.20 - Circuito equivalente para a nona etapa de operação.

Ao final da nona etapa completa-se um período de funcionamento do conversor, retornando à primeira etapa de operação.

5.3.2 Formas de Onda

As principais formas de onda do conversor para a região R3 estão apresentadas na Figura 5.21 para um período completo de funcionamento.

5.3.3 Tensões Sobre as Indutâncias e a Duração de Cada Etapa

Antes de apresentar o ganho estático do conversor é conveniente conhecer as tensões sobre todos os elementos dos circuitos equivalentes por etapa de operação e também as durações de cada etapa. Pelas etapas de operação e formas de onda já apresentadas é possível constatar que a cada terço de período de comutação as etapas são semelhantes, apenas com outros semicondutores em condução. Por isso, esses cálculos serão realizados apenas para as três primeiras etapas de operação.

Sendo assim, sabendo que em todas as etapas a soma da corrente nas indutâncias de dispersão é igual à corrente I_L , pode-se escrever as equações (5.359) e (5.360) para a soma das correntes no final de uma etapa e no início de uma etapa, respectivamente.

$$I_{Ld1(1)} + I_{Ld2(1)} + I_{Ld3(1)} = I_L \quad (5.359)$$

$$I_{Ld1(0)} + I_{Ld2(0)} + I_{Ld3(0)} = I_L \quad (5.360)$$

Subtraindo a equação (5.360) de (5.359), obtém-se (5.361).

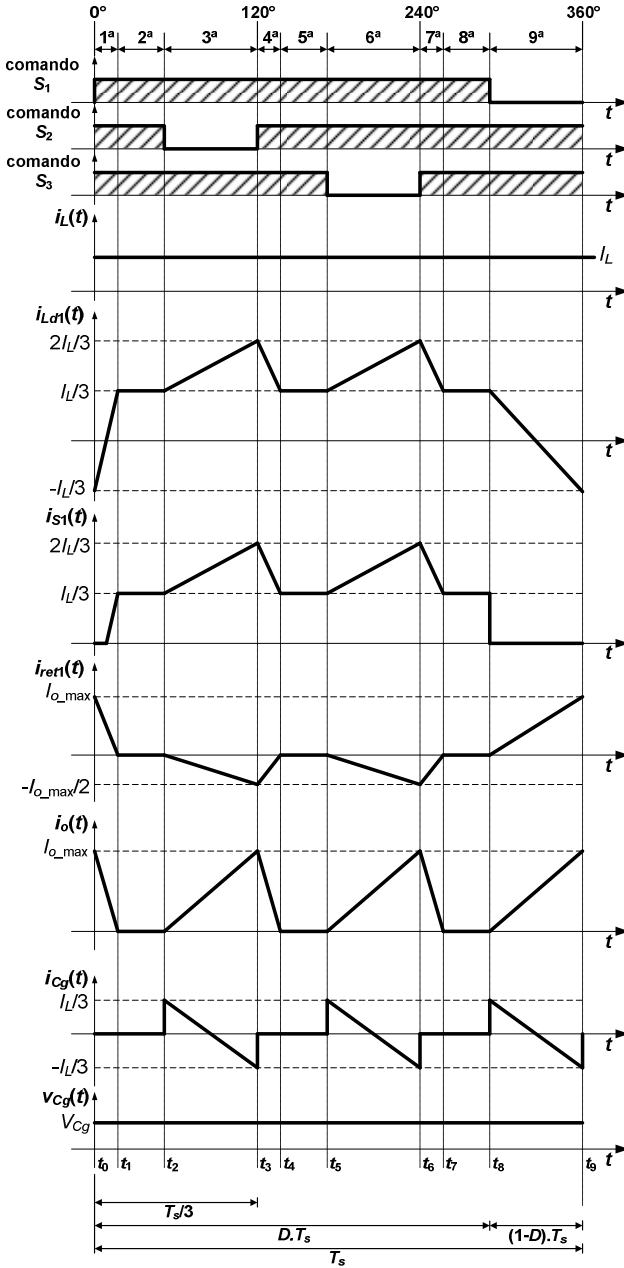


Figura 5.21 - Formas de onda para a região R3.

$$\Delta I_{Ld1} + \Delta I_{Ld2} + \Delta I_{Ld3} = \frac{V_{Ld1} \cdot \Delta t}{L_d} + \frac{V_{Ld2} \cdot \Delta t}{L_d} + \frac{V_{Ld3} \cdot \Delta t}{L_d} = 0 \quad (5.361)$$

Assim, pode-se concluir que em todas as etapas de operação tem-se (5.362).

$$V_{Ld1} + V_{Ld2} + V_{Ld3} = 0 \quad (5.362)$$

A equação (5.362) pode ser utilizada juntamente com os circuitos equivalentes de cada etapa para o cálculo das tensões e dos intervalos de tempo como apresentado a seguir.

a) 1ª Etapa de Operação

Com base no circuito equivalente para a primeira etapa de operação apresentado anteriormente na Figura 5.4, obtém-se a equação (5.363).

$$V_{Ld2} = V_{Ld3} = V_{Ld1} - V_o \quad (5.363)$$

Substituindo (5.363) em (5.362) tem-se (5.364).

$$V_{Ld1} + 2 \cdot (V_{Ld1} - V_o) = 0 \quad (5.364)$$

Isolando V_{Ld1} em (5.364) resulta em (5.365).

$$V_{Ld1} = \frac{2}{3} \cdot V_o \quad (5.365)$$

As tensões V_{Ld2} e V_{Ld3} são obtidas substituindo (5.365) em (5.363), o que resulta em (5.366).

$$V_{Ld2} = V_{Ld3} = -\frac{V_o}{3} \quad (5.366)$$

A tensão v_x é dada pela equação (5.367).

$$v_x = V_{Ld1} - \frac{2}{3} \cdot V_o \quad (5.367)$$

Substituindo (5.365) em (5.367) resulta em (5.368).

$$v_x = 0 \quad (5.368)$$

Conhecendo a Figura 5.21 e a equação (5.365), Δt_1 é calculado por (5.369).

$$\Delta t_1 = L_d \cdot \frac{\Delta I_{Ld1}}{V_{Ld1}} = L_d \cdot \frac{\frac{2}{3} \cdot I_L}{\frac{2}{3} \cdot V_o} \quad (5.369)$$

A equação (5.369) resulta em (5.370).

$$\Delta t_1 = \frac{L_d \cdot I_L}{V_o} \quad (5.370)$$

Para o caso isolado, incluindo a relação de transformação n , pode-se utilizar (5.371).

$$\Delta t_1 = \frac{n \cdot L_d \cdot I_L}{V_o} \quad (5.371)$$

Ou ainda, considerando o conversor sem perdas ($P_i = P_o$) pode-se utilizar (5.372).

$$\Delta t_1 = \frac{n \cdot L_d \cdot I_o}{V_i} \quad (5.372)$$

b) 2ª Etapa de Operação

Os valores das tensões para a segunda etapa de operação podem ser lidas diretamente do circuito equivalente da Figura 5.6. Com isso tem-se (5.373), (5.374) e (5.375).

$$V_{Ld1} = V_{Ld2} = V_{Ld3} = 0 \quad (5.373)$$

$$V_{Lp1} = V_{Lp2} = V_{Lp3} = 0 \quad (5.374)$$

$$v_x = 0 \quad (5.375)$$

A duração da segunda etapa de operação pode ser calculada como mostra (5.376) conhecendo a duração da primeira etapa de (5.370), e da terceira etapa que será apresentada a seguir.

$$\Delta t_2 = \frac{T_s}{3} - \Delta t_1 - \Delta t_3 \quad (5.376)$$

c) 3ª Etapa de Operação

Considerando o circuito equivalente para a terceira etapa de operação da Figura 5.8 pode-se escrever (5.377) e (5.378).

$$V_{Ld1} = V_{Ld3} \quad (5.377)$$

$$V_{Ld2} = V_o' + V_{Ld1} - V_{Cg} \quad (5.378)$$

Substituindo (5.377) e (5.378) em (5.362) tem-se (5.379).

$$2 \cdot V_{Ld1} + V_o' + V_{Ld1} - V_{Cg} = 0 \quad (5.379)$$

Isolando V_{Ld1} em (5.379), resulta em (5.380).

$$V_{Ld1} = V_{Ld3} = \frac{V_{Cg} - V_o'}{3} \quad (5.380)$$

Substituindo (5.380) em (5.378) resulta em (5.381).

$$V_{Ld2} = \frac{2}{3} \cdot (V_o' - V_{Cg}) \quad (5.381)$$

A tensão v_x é dada pela equação (5.382).

$$v_x = V_{Cg} + V_{Ld2} - \frac{2}{3} \cdot V_o' \quad (5.382)$$

Substituindo (5.381) em (5.382) resulta em (5.383).

$$v_x = \frac{V_{Cg}}{3} \quad (5.383)$$

A duração da terceira etapa é igual à da nona etapa e pode ser obtida diretamente pela Figura 5.21. O intervalo Δt_3 pode ser calculado por (5.384).

$$\Delta t_3 = (1 - D) \cdot T_s \quad (5.384)$$

Assim, ficam definidas as tensões e intervalos de tempo de interesse para o restante do equacionamento que será apresentado.

5.3.4 Ganho Estático

Sabe-se que a corrente média no capacitor de grampeamento C_g deve ser nula. Assim, com base na forma de onda e $i_{C_g}(t)$ da Figura 5.21, pode-se escrever (5.385).

$$I_{C_{gmed}} = \frac{3}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_L}{3} + \frac{V_{Ld2}}{L_d} \cdot t \right) \cdot dt = 0 \quad (5.385)$$

Substituindo V_{Ld2} para a terceira etapa de operação de (5.381) em (5.385), resolvendo a integral e realizando as simplificações possíveis resulta em (5.386).

$$V_{C_g} - V_o = \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_L}{1-D} \quad (5.386)$$

No caso isolado, incluindo a relação de transformação n , utiliza-se (5.387).

$$V_{C_g} - \frac{V_o}{n} = \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_L}{1-D} \quad (5.387)$$

Considerando o conversor sem perdas pode-se escrever (5.388).

$$V_i \cdot I_L = V_o \cdot I_o \quad (5.388)$$

Isolando I_L em (5.388) e substituindo em (5.387) pode-se obter (5.389).

$$\frac{V_{C_g}}{V_o} = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} + \frac{1}{n} \quad (5.389)$$

Ou ainda, definindo-se (5.390), pode-se escrever (5.391) com base em (5.389).

$$\bar{I}_o = \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} \quad (5.390)$$

$$\frac{V_{C_g}}{V_o} = \frac{\bar{I}_o}{1-D} + \frac{1}{n} \quad (5.391)$$

a) Ganho estático da entrada para o capacitor de grampeamento

A tensão média sobre S_1 , S_2 ou S_3 pode ser expressa por (5.392).

$$V_s = (1 - D) \cdot V_{Cg} \quad (5.392)$$

Como a tensão média nos indutores é nula, pode-se escrever (5.393).

$$V_i = (1 - D) \cdot V_{Cg} \quad (5.393)$$

De (5.393), resulta no ganho apresentado em (5.393).

$$\frac{V_{Cg}}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (5.393)$$

b) Ganho estático da entrada para a saída

Substituindo (5.391) em (5.394) é possível obter (5.395).

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{n}{(1 - D) + n \cdot I_o} \quad (5.395)$$

A equação (5.395) representa o ganho estático do conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo.

5.3.5 Cálculo da Indutância de Entrada

A tensão aplicada sobre o indutor de entrada é dada tensão de entrada V_i menos a tensão $v_x(t)$ indicada nos circuitos equivalentes por etapa. A tensão $v_x(t)$ para as três primeiras etapas de operação foi apresentada em (5.368), (5.375) e (5.383). Assim, podem-se desenhar as formas de onda para o indutor para um terço do período de comutação apresentadas na Figura 5.22.

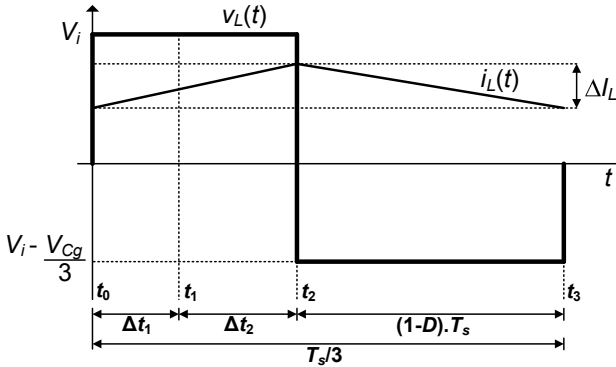


Figura 5.22 - Formas de onda da tensão e da corrente sobre o indutor de entrada.

O intervalo de carga do indutor apresentado na Figura 5.22 pode ser calculado por (5.396).

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{T_s}{3} - (1-D) \cdot T_s = \left(D - \frac{2}{3}\right) \cdot T_s \quad (5.396)$$

A tensão sobre o indutor durante a carga pode ser expressa por (5.397).

$$V_i = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t_1 + \Delta t_2} \quad (5.397)$$

Substituindo (5.396) em (5.397) pode-se obter (5.398).

$$L = \frac{V_i}{\Delta I_L \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3}\right) \quad (5.398)$$

A equação (5.398) pode ser utilizada para o cálculo da indutância de entrada no MCC da região R3. Essa equação é idêntica à equação (2.60) obtida no capítulo 2 para o conversor com grampeamento passivo na região R3. Assim, mais uma vez com razão cíclica igual a dois terços (2/3), a equação se anula, indicando ondulação teórica igual à zero.

5.3.6 Análise da Comutação

As etapas de operação e as formas de onda revelam que em

ambas as comutações, tanto na entrada em condução quanto no bloqueio, o módulo da corrente disponível para realizar a comutação na região R3 é igual a $I_L/3$. Imediatamente após o bloqueio de S_1' , a Figura 5.23 mostra a situação durante o tempo morto onde o capacitor C_1' está carregando e o capacitor C_1 está descarregando. Após a descarga completa de C_1 , o diodo intrínseco de S_1 entra em condução e o interruptor S_1 pode ser comandado a conduzir sob tensão nula [27].

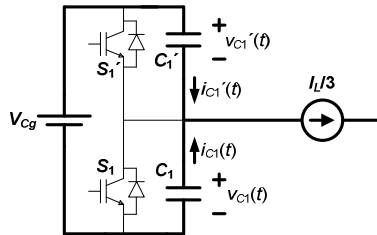


Figura 5.23 - Carga de C_1' e descarga de C_1 durante o tempo morto.

As tensões nos capacitores C_1 e C_1' podem ser expressas por (5.399).

$$v_{C1}(t) + v_{C1}'(t) = V_{Cg} \quad (5.399)$$

Derivando (5.399) obtém-se (5.400).

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} + \frac{dv_{C1}'(t)}{dt} = \frac{dV_{Cg}}{dt} = 0 \quad (5.400)$$

Considerando $C_1=C_1'=C$, pode-se escrever (5.401).

$$C \cdot \frac{dv_{C1}(t)}{dt} + C \cdot \frac{dv_{C1}'(t)}{dt} = 0 \quad (5.401)$$

De (5.401) conclui-se (5.402).

$$i_{C1}(t) = -i_{C1}'(t) \quad (5.402)$$

Ou ainda, com base na Figura 5.23, tem-se (5.403).

$$|i_{C1}| = |i_{C1}'| = \frac{I_L}{6} \quad (5.403)$$

Pode-se escrever de (5.403) a equação (5.404).

$$C \cdot \frac{V_{Cg}}{\Delta t} = \frac{I_L}{6} \quad (5.404)$$

Sendo t_d o intervalo de comutação ou tempo morto, este pode ser calculado por (5.405).

$$t_d = 6 \cdot C \cdot \frac{V_{Cg}}{I_L} \quad (5.405)$$

A equação (5.405) determina o tempo morto mínimo requerido.

5.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA PARCIAL (PARA A REGIÃO R3)

A equação (5.395) encontrada para o ganho estático do conversor na região R3 foi utilizada para traçar algumas curvas de ganho estático em função da corrente de saída parametrizada. Essas curvas foram validadas através de simulação, como mostra a Figura 5.24.

As simulações realizadas apresentam conformidade com as curvas teóricas, validando a análise apresentada.

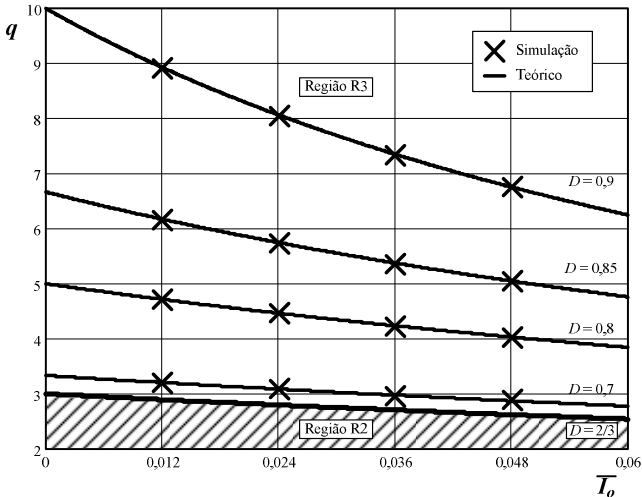


Figura 5.24 - Característica de saída parcial (para a região R3) do conversor Push-Pull CC-CC trifásico alimentado em corrente com gramepeamento ativo para $n=1$.

5.5 CONCLUSÃO

Foi proposto um conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente com grameamento ativo e comutação suave. A operação na região R3 do conversor proposto foi analisada em detalhes, sendo que foram apresentadas as etapas de operação, formas de onda, ganho estático e análise da comutação.

O ganho estático do conversor da entrada para o capacitor de grameamento é igual ao ganho do conversor *Boost* tradicional da entrada para a saída. Já o ganho estático da entrada para a saída do conversor proposto apresenta também uma parcela referente à corrente de saída parametrizada no denominador, o que indica queda da tensão de saída com o aumento corrente de saída parametrizada. A corrente de saída parametrizada é proporcional à indutância de dispersão, à frequência de comutação e à corrente de saída.

O ganho estático obtido foi validado através de simulações para diferentes pontos de operação como apresentado na característica de saída parcial para a região R3.

CAPÍTULO 6 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO NA REGIÃO R3 NO MCC

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os cálculos utilizados para a escolha de cada um dos elementos do circuito do conversor com grampeamento ativo proposto. Inicialmente todas as equações necessárias são apresentadas. Um exemplo numérico para a construção de um protótipo do conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo também é mostrado no decorrer deste capítulo.

6.2 CÁLCULOS PRELIMINARES

Dadas as especificações desejadas do conversor, alguns cálculos simples poder ser realizados para facilitar as etapas seguintes do projeto. Os mesmos cálculos feitos anteriormente para o conversor com grampeamento passivo podem ser realizados novamente fazendo uso das equações (3.86), (3.87), (3.88), (3.89), (3.90) e (3.91).

6.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

As tensões e correntes mencionadas durante o dimensionamento do transformador seguem as convenções apresentadas na Figura 6.1. Como simplificação, o tempo morto é considerado nulo e não há capacitores de comutação. A entrada do conversor é representada por uma fonte de corrente e a saída por uma fonte de tensão.

6.3.1 Relação de Transformação

A escolha do ponto de operação do conversor pode ser feita com o auxílio da Figura 5.24. Tendo sido escolhidas a razão cíclica D e a

corrente de saída parametrizada $\overline{I_o}$, a relação de transformação é calculada pela equação (6.406) obtida através de (5.395).

$$n = \frac{1-D}{\frac{1}{q} - \overline{I_o}} \tag{6.406}$$

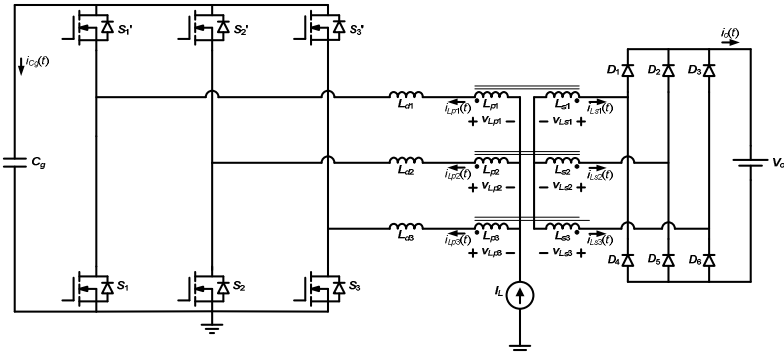


Figura 6.1 - Circuito do conversor Push-Pull CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo apresentando a convenção das tensões e correntes para dimensionamento do transformador.

6.3.2 Tensões e Correntes nos Enrolamentos na Região R3 no MCC

As formas de onda de tensão e corrente para uma bobina primária e outra secundária da mesma perna do transformador estão apresentadas na Figura 6.2.

A. Tensão Eficaz em uma Bobina Primária na Região R3 no MCC

A equação (6.407) representa o valor eficaz da forma de onda de $v_{Lp1}(t)$ apresentada na Figura 6.2.

$$V_{Lp1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} \left(\frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n} \right)^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} \left(-\frac{V_o}{3 \cdot n} \right)^2 \cdot dt \right]} \tag{6.407}$$

Substituindo os tempos Δt_1 e Δt_3 das equações (5.371) e (5.384) em (6.407) obtém-se (6.408).

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{n \cdot L_d \cdot f_s \cdot I_L}{V_o} + (1-D)} \tag{6.408}$$

Mas, utilizando (6.409) tem-se (6.410).

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_L \quad (6.409)$$

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{n \cdot L_d \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} + (1-D)} \quad (6.410)$$

Com a parametrização de I_o tem-se (6.411).

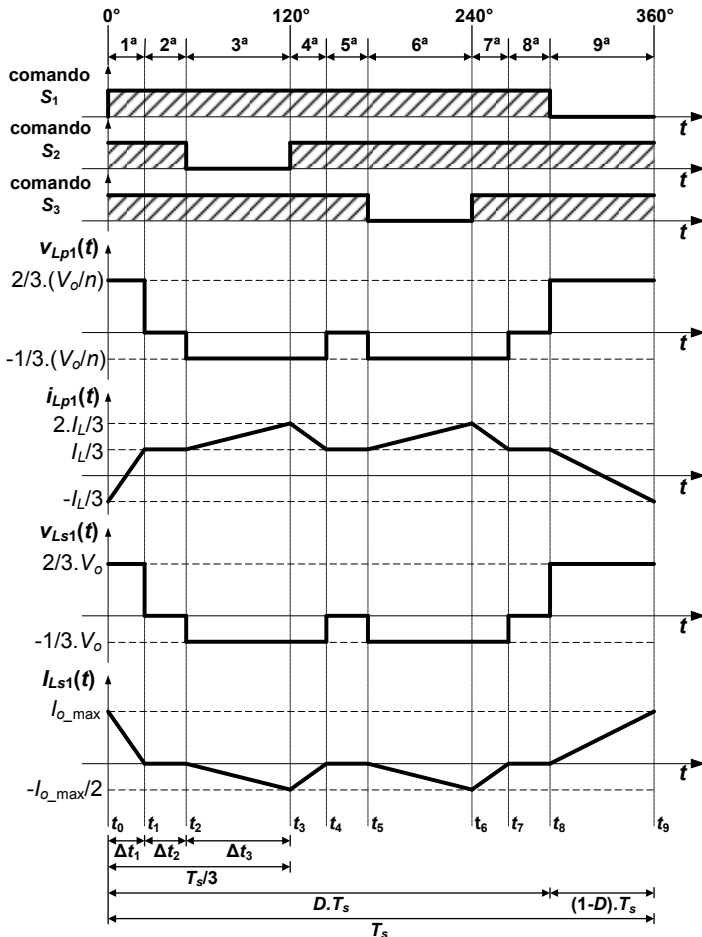


Figura 6.2 - Formas de onda da tensão e da corrente para uma bobina primária e uma bobina secundária do transformador na região R3 no MCC.

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{(1-D) + n \cdot \overline{I_o}} \quad (6.411)$$

Por fim, substituindo a equação (5.395) em (6.411) resulta em (6.412).

$$V_{Lp1ef} = \frac{V_i}{\sqrt{(1-D) + n \cdot \overline{I_o}}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (6.412)$$

As equações (6.411) ou (6.412) podem ser utilizadas para o cálculo do valor eficaz da tensão em uma bobina primária.

B. Corrente Eficaz em uma Bobina Primária na Região R3 no MCC

Para o cálculo da corrente eficaz em uma bobina primária é necessário primeiramente conhecer as funções do tempo que definem a corrente $i_{Lp1}(t)$ para cada etapa de operação com base na Figura 6.2.

A função de $i_{Lp1}(t)$ para a primeira etapa é dada pela equação (6.413).

$$i_{Lp1_1}(t) = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{2 \cdot V_o}{n \cdot L_d} \cdot t - I_L \right) \quad (6.413)$$

A função de $i_{Lp1}(t)$ para a segunda, quinta e oitava etapas é dada pela equação (6.414).

$$i_{Lp1_258}(t) = \frac{I_L}{3} \quad (6.414)$$

A função de $i_{Lp1}(t)$ para a terceira e sexta etapas é dada pela equação (6.415).

$$i_{Lp1_36}(t) = \frac{I_L}{3} \cdot \left[\frac{1}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t + 1 \right] \quad (6.415)$$

A função de $i_{Lp1}(t)$ para a quarta e sétima etapas é dada pela equação (6.416).

$$i_{Lp1_47}(t) = \frac{1}{3} \cdot \left(2 \cdot I_L - \frac{V_o}{n \cdot L_d} \cdot t \right) \quad (6.416)$$

A função de $i_{Lp1}(t)$ para a nona etapa é dada pela equação (6.417).

$$i_{Lp1-9}(t) = \frac{I_L}{3} \cdot \left[1 - \frac{2}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t \right] \quad (6.417)$$

Conhecendo (6.413), (6.414), (6.415), (6.416), (6.417) e os intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 de (5.371), (5.376) e (5.384) respectivamente, pode-se calcular I_{Lp1ef} com a equação (6.418).

$$I_{Lp1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} [i_{Lp1-1}(t)]^2 \cdot dt + 3 \cdot \int_0^{\Delta t_2} [i_{Lp1-258}(t)]^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_3} [i_{Lp1-36}(t)]^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} [i_{Lp1-47}(t)]^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{Lp1-9}(t)]^2 \cdot dt \right]} \quad (6.418)$$

Da equação (6.418) obtém-se (6.419).

$$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{2 \cdot n \cdot \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_L}{V_o} + 2 \cdot (1-D) + 1} \quad (6.419)$$

Ou, utilizando a relação (6.409) em (6.419) tem-se (6.420).

$$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{2 \cdot n \cdot \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} + 2 \cdot (1-D) + 1} \quad (6.420)$$

Com a parametrização de I_o tem-se (6.421).

$$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{2 \cdot n \cdot \bar{I}_o + 2 \cdot (1-D) + 1} \quad (6.421)$$

A equação (6.421) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da corrente em uma bobina primária.

C. Corrente Média em uma Bobina Primária na Região R3 no MCC

Observando a Figura 6.2 é possível concluir que a área positiva da corrente $i_{Lp1}(t)$ é igual à área negativa da corrente $i_{Lp1}(t)$ na primeira e nona etapas. Assim, para o cálculo do valor médio basta dividir a soma das áreas das outras etapas pelo período de comutação como mostra (6.422).

$$I_{Lp1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[3 \cdot \left(\frac{I_L}{3} \cdot \Delta t_2 \right) + 2 \cdot \left(\frac{2 \cdot I_L}{3} + \frac{I_L}{3} \right) \cdot \frac{\Delta t_3}{2} + 2 \cdot \left(\frac{2 \cdot I_L}{3} + \frac{I_L}{3} \right) \cdot \frac{\Delta t_1}{2} \right] \quad (6.422)$$

Da equação (6.422) obtém-se (6.423).

$$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{T_s} \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3) \quad (6.423)$$

Mas sabe-se que a soma dos intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 é igual a um terço do período de comutação, resultando em (6.424).

$$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{3} \quad (6.424)$$

A equação (6.424) pode ser utilizada para o cálculo do valor médio da corrente em uma bobina primária.

D. Tensão Eficaz em uma Bobina Secundária na Região R3 no MCC

A equação (6.425) representa o valor eficaz da forma de onda de $v_{Ls1}(t)$ apresentada na Figura 6.2.

$$V_{Ls1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} \right)^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} \left(-\frac{V_o}{3} \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (6.425)$$

Substituindo os tempos Δt_1 e Δt_3 das equações (5.371) e (5.384) em (6.425) obtém-se (6.426).

$$V_{Ls1ef} = V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{n \cdot L_d \cdot f_s \cdot I_L}{V_o} + (1-D)} \quad (6.426)$$

Mas, utilizando (6.409) tem-se (6.427).

$$V_{Ls1ef} = V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{n \cdot L_d \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} + (1-D)} \quad (6.427)$$

Com a parametrização de I_o tem-se (6.428).

$$V_{Ls1ef} = V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{(1-D) + n \cdot I_o} \quad (6.428)$$

A equação (6.428) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da tensão em uma bobina secundária.

E. Corrente Eficaz em uma Bobina Secundária na Região R3 no MCC

Assim como foi realizado para o primário, para o cálculo da corrente eficaz em uma bobina secundária também é necessário primeiramente conhecer as funções do tempo que definem a corrente $i_{Ls1}(t)$ para cada etapa de operação com base na Figura 6.2.

A função de $i_{Ls1}(t)$ para a primeira etapa é dada pela equação (6.429).

$$i_{Ls1_1}(t) = I_{o_max} \cdot \left(1 - \frac{V_o}{n \cdot L_d \cdot I_L} \cdot t \right) \quad (6.429)$$

A função de $i_{Ls1}(t)$ para a terceira e sexta etapas é dada pela equação (6.430).

$$i_{Ls1_36}(t) = -\frac{I_{o_max}}{2 \cdot (1-D) \cdot T_s} \cdot t \quad (6.430)$$

A função de $i_{Ls1}(t)$ para a quarta e sétima etapas é dada pela equação (6.431).

$$i_{Ls1_47}(t) = \frac{I_{o_max}}{2} \cdot \left(\frac{V_o}{n \cdot L_d \cdot I_L} \cdot t - 1 \right) \quad (6.431)$$

A função de $i_{Ls1}(t)$ para a nona etapa é dada pela equação (6.432).

$$i_{Ls1_9}(t) = \frac{I_{o_max}}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t \quad (6.432)$$

Conhecendo (6.429), (6.430), (6.431), (6.432) e os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3 de (5.371) e (5.384) respectivamente, pode-se calcular I_{Ls1ef} com a equação (6.433).

$$I_{Ls1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} [i_{Ls1_1}(t)]^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_3} [i_{Ls1_36}(t)]^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} [i_{Ls1_47}(t)]^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{Ls1_9}(t)]^2 \cdot dt \right]} \quad (6.433)$$

Da equação (6.433) obtém-se (6.434).

$$I_{Ls1ef} = \frac{I_{o_max}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{n \cdot \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_L}{V_o} + (1-D)} \quad (6.434)$$

Ou, utilizando a relação (6.409) em (6.434) tem-se (6.435).

$$I_{Ls1ef} = \frac{I_{o_max}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{n \cdot \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} + (1-D)} \quad (6.435)$$

Com a parametrização de I_o tem-se (6.436).

$$I_{Ls1ef} = \frac{I_{o_max}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{n \cdot \overline{I_o} + (1-D)} \quad (6.436)$$

Tendo a equação (6.436), é necessário obter o valor de I_{o_max} .

A corrente média de saída I_o pode ser expressa por (6.437) com base na forma de onda de $i_o(t)$ apresentada anteriormente em Figura 5.21.

$$I_o = \frac{3}{T_s} \cdot \left(\frac{\Delta t_1 \cdot I_{o_max}}{2} + \frac{\Delta t_3 \cdot I_{o_max}}{2} \right) \quad (6.437)$$

Substituindo os tempos Δt_1 e Δt_3 das equações (5.372) e (5.384) respectivamente em (6.437) e isolando I_{o_max} pode-se obter (6.438).

$$I_{o_max} = \frac{2}{3} \cdot \frac{I_o}{(1-D) + n \cdot \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_o}{V_i}} \quad (6.438)$$

Com a parametrização de I_o tem-se (6.439).

$$I_{o_max} = \frac{2}{3} \cdot \frac{I_o}{(1-D) + n \cdot \overline{I_o}} \quad (6.439)$$

Por fim, substituindo (6.439) em (6.436) obtém-se (6.440).

$$I_{Ls1ef} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_o}{\sqrt{(1-D) + n \cdot \overline{I_o}}} \quad (6.440)$$

A equação (6.440) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da corrente em uma bobina secundária.

6.3.3 Potências Aparentes Totais nos Enrolamentos na Região R3 no MCC

A potência aparente total no enrolamento primário pode ser

calculada pela soma das potências aparentes de cada bobina primária como mostra (6.441).

$$S_p = 3 \cdot V_{Lp1ef} \cdot I_{Lp1ef} \quad (6.441)$$

Substituindo (6.412) e (6.421) em (6.441) pode-se obter (6.442).

$$S_p = V_i \cdot I_L \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{2 + \frac{1}{(1-D) + n \cdot I_o}} \quad (6.442)$$

Expressando (6.442) em função da potência tem-se (6.443).

$$S_p = P_i \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{2 + \frac{1}{(1-D) + n \cdot I_o}} \quad (6.443)$$

A equação (6.443) pode ser utilizada para o cálculo da potência aparente total no primário do transformador.

A potência aparente total no enrolamento secundário é calculada de maneira semelhante como mostra (6.444).

$$S_s = 3 \cdot V_{Ls1ef} \cdot I_{Ls1ef} \quad (6.444)$$

Substituindo (6.428) e (6.440) em (6.444) pode-se obter (6.445).

$$S_s = V_o \cdot I_o \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (0.2)$$

Expressando (6.445) em função da potência tem-se (6.446).

$$S_s = P_o \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (6.446)$$

A equação (6.446) pode ser utilizada para o cálculo da potência aparente total no secundário do transformador.

6.3.4 Resumo dos Esforços no Transformador

Os esforços de tensão e corrente nos enrolamentos do transformador bem como as potências aparentes totais do primário e do secundário calculadas anteriormente estão resumidos na Tabela 6.1.

6.3.5 Projeto Físico do Transformador

O projeto físico do transformador é feito de maneira semelhante à apresentada anteriormente no capítulo 3 para o conversor com grameamento passivo operando na região R3. A maioria das equações apresentadas no projeto físico do transformador do capítulo 3 é válida desde que os valores de tensão e corrente apresentados na Tabela 6.1 sejam utilizados. Apenas as equações referentes à escolha do núcleo que diferem das apresentadas naquele capítulo serão aqui recalculadas para a versão com grameamento ativo.

Tabela 6.1 - Resumo dos esforços no transformador.

		Região R3
Enrolamento Primário	Tensão eficaz em uma bobina	$V_{Lp1ef} = \frac{V_i}{\sqrt{(1-D) + n \cdot \overline{I_o}}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$
	Corrente eficaz em uma bobina	$I_{Lp1ef} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{2 \cdot n \cdot \overline{I_o} + 2 \cdot (1-D) + 1}$
	Corrente média em uma bobina	$I_{Lp1med} = \frac{I_L}{3}$
	Potência aparente total	$S_p = P_i \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{2 + \frac{1}{(1-D) + n \cdot \overline{I_o}}}$
Enrolamento Secundário	Tensão eficaz em uma bobina	$V_{Ls1ef} = V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{(1-D) + n \cdot \overline{I_o}}$
	Corrente eficaz em uma bobina	$I_{Ls1ef} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_o}{\sqrt{(1-D) + n \cdot \overline{I_o}}}$
	Potência aparente total	$S_s = P_o \cdot \frac{2}{\sqrt{3}}$

Operando na região R3, pode-se calcular a tensão magnetizante para a forma de onda de $v_{Ls1}(t)$ apresentada anteriormente na Figura 6.2 como (6.447).

$$V_m = \frac{1}{\Delta t_1 + \Delta t_3} \cdot \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_3} \frac{2 \cdot V_o}{3} \cdot dt \quad (6.447)$$

Calculando a integral em (6.447) e efetuando a simplificação dos intervalos de tempo, obtém-se a tensão magnetizante para a região R3 apresentada na equação (6.448).

$$V_m = \frac{2 \cdot V_o}{3} \quad (6.448)$$

Substituindo (6.448) em (3.149) e considerando o intervalo de tempo $\Delta t_1 + \Delta t_3$ (soma de (5.371) e (5.384)) da parte positiva da tensão $v_{Ls1}(t)$ sobre uma bobina secundária de N_s espiras, pode-se obter (6.449).

$$A_e = \frac{2}{3} \cdot \frac{n \cdot L_d \cdot I_L + (1-D) \cdot V_o \cdot T_s}{N_s \cdot \Delta B} \quad (6.449)$$

Isolando I_L em (6.409), substituindo em (6.449), e considerando a parametrização de I_o feita em (5.390), pode-se obter (6.450).

$$A_e = \frac{2}{3} \cdot V_o \cdot \frac{(1-D) + n \cdot \bar{I}_o}{N_s \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (6.450)$$

Sabendo que n é definido como N_s/N_p , isolando V_o em (5.395), substituindo em (6.450) e realizando as simplificações possíveis, obtém-se (6.451).

$$A_e = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_i}{N_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (6.451)$$

A equação (6.451) é idêntica à equação (3.168) apresentada anteriormente para a região R3 do conversor com grampeamento passivo. Dessa maneira as equações para cálculo do número de espiras das bobinas (3.176) e (3.177) podem ser utilizadas diretamente também no projeto do transformador para o conversor com grampeamento ativo operando na região R3.

Além disso, o produto de áreas pode ser calculado substituindo I_{Lp1ef} para a região R3 de (6.421) em (3.170). Fazendo isso e expressando em função da potência, resulta em (6.452).

$$A_e A_w = \frac{2}{9} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot n \cdot \bar{I}_o + 2 \cdot (1-D) + 1}}{k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot P_i \quad (6.452)$$

Assim como no conversor com grampeamento passivo, o valor máximo de $A_e A_w$ no intervalo da razão cíclica D de dois terços (2/3) a

(1) ocorre para $D=2/3$. Sendo assim, o núcleo a ser utilizado no transformador pode ser escolhido utilizando a equação (6.453), obtida com a substituição da razão cíclica de dois terços em (6.452) e expressa em função da potência de saída e do rendimento do conversor.

$$A_e A_w = \frac{2 \cdot \sqrt{2 \cdot n \cdot \bar{I}_o + \frac{5}{3}}}{9 \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max} \cdot f_s \cdot \eta} \cdot P_o \cdot 10^4 \quad (6.453)$$

O resultado da equação (6.453) é dado em cm^4 com P_o em watts, J_{\max} em A/cm^2 , B_{\max} em tesla e f_s em hertz.

6.3.6 Cálculo de Perdas no Transformador

As perdas no cobre, perdas magnéticas e perdas totais no transformador são calculadas com as equações (3.188) a (3.192) já apresentadas no capítulo 3.

6.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

A escolha da indutância de entrada, a ondulação da corrente de entrada em função da razão cíclica, o projeto físico e os cálculos de perda e térmico do indutor serão discutidos brevemente nos itens seguintes para o conversor com grampeamento ativo.

6.4.1 Cálculo da Indutância de Entrada

Dadas as especificações do conversor e a razão cíclica de operação, a indutância pode ser calculada por (6.454) para a região R3.

$$L = \frac{V_i}{\Delta I_L \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \quad (6.454)$$

A equação (6.454) já foi deduzida anteriormente e foi apresentada em (5.398).

6.4.2 Ondulação da Corrente de Entrada

Como a equação (6.454) é idêntica à equação (3.194), a representação gráfica da ondulação de corrente parametrizada para a região R3 é a mesma apresentada na Figura 3.6 no intervalo de D de dois terços ($2/3$) a um (1).

6.4.3 Projeto Físico do Indutor

O projeto físico do indutor é realizado seguindo o mesmo procedimento apresentado no item 3.4.3 do capítulo 3 com exceção do enrolamento auxiliar que aqui não é utilizado.

6.4.4 Cálculo de Perdas no Indutor

As perdas no indutor são calculadas utilizando o mesmo procedimento apresentado no item 3.4.4 do capítulo 3.

6.4.5 Cálculo Térmico

O cálculo térmico do indutor é realizado utilizando o mesmo procedimento apresentado no item 3.4.5 do capítulo 3.

6.5 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE SAÍDA

A escolha do capacitor de saída será feita com base no cálculo da resistência série-equivalente máxima do capacitor $R_{se_{max}}$ e da corrente eficaz no capacitor.

6.5.1 Resistência Série-Equivalente Máxima

O valor da resistência série-equivalente máxima que o capacitor pode possuir para atender às especificações de ondulação de tensão é dada por (3.219).

Mas a variação de corrente no capacitor é a mesma da corrente $i_o(t)$ na Figura 5.21. Sendo assim, pode-se calcular a resistência série-

equivalente máxima do capacitor de saída com (6.455).

$$Rse_{\max} = \frac{\Delta V_o}{I_{o_{\max}}} \quad (6.455)$$

A corrente $I_{o_{\max}}$ é dada por (6.439).

6.5.2 Corrente Eficaz no Capacitor

A forma de onda da corrente no capacitor de saída para um terço do período de comutação está apresentada na Figura 6.3.

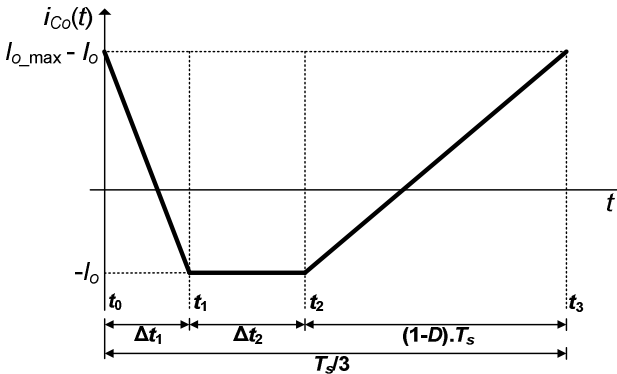


Figura 6.3 - Forma de onda da corrente no capacitor de saída para um terço do período de comutação.

Para o cálculo da corrente eficaz no capacitor de saída é necessário que sejam conhecidas as funções do tempo que definem $i_{Co}(t)$ para as três primeiras etapas.

A função de $i_{Co}(t)$ para a primeira etapa é dada pela equação (6.456).

$$i_{Co_1}(t) = I_{o_{\max}} - I_o - \frac{I_{o_{\max}}}{\Delta t_1} \cdot t \quad (6.456)$$

A função de $i_{Co}(t)$ para a segunda etapa é dada pela equação (6.457).

$$i_{Co_2}(t) = -I_o \quad (6.457)$$

A função de $i_{Co}(t)$ para a terceira etapa é dada pela equação (6.458).

$$i_{Co_3}(t) = -I_o + \frac{I_{o_max}}{\Delta t_3} \cdot t \quad (6.458)$$

Conhecendo (6.456), (6.457) e (6.458) pode-se calcular I_{Coef} com a equação (6.459).

$$I_{Coef} = \sqrt{\frac{3}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} (i_{Co_1}(t))^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{Co_2}(t))^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} (i_{Co_3}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (6.459)$$

Da equação (6.459) obtém-se (6.460).

$$I_{Coef} = \sqrt{f_s \cdot \left[(\Delta t_1 + \Delta t_3) \cdot (I_{o_max}^2 - 3 \cdot I_{o_max} \cdot I_o + 3 \cdot I_o^2) + 3 \cdot \Delta t_2 \cdot I_o^2 \right]} \quad (6.460)$$

Substituindo em (6.460) a corrente I_{o_max} de (6.439) e os intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 de (5.371), (5.376) e (5.384) respectivamente, pode-se obter (6.461).

$$I_{Coef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{4}{9} \cdot \frac{1}{(1-D) + n \cdot I_o} - 1} \quad (6.461)$$

A equação (6.461) pode ser utilizada para calcular a corrente eficaz no capacitor de saída.

6.6 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO

A capacitância C_g deve ser grande de forma a poder ser representada por uma fonte de tensão, mas um valor excessivamente grande pode comprometer o comportamento dinâmico do conversor. Para evitar esse problema, o projeto pode ser feito de modo que a metade do período de ressonância entre L_d e C_g seja maior que, pelo menos, três vezes o máximo intervalo de bloqueio de um interruptor [27]. Assim, tem-se a equação (6.462).

$$\frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_d \cdot C_g}}{2} \geq 3 \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (6.462)$$

Da equação (6.462), obtém-se (6.463).

$$C_g \geq \frac{9 \cdot (1-D)^2}{\pi^2 \cdot L_d \cdot f_s^2} \quad (6.463)$$

A equação (6.463) pode ser utilizada durante o projeto para auxiliar na escolha da capacitância C_g .

6.7 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DE COMUTAÇÃO

A equação (5.405) pode auxiliar na escolha dos capacitores a serem utilizados em paralelo com os interruptores para a obtenção de comutação suave. Conhecendo (5.405), pode-se escrever (6.464).

$$C \leq \frac{I_L \cdot t_d}{6 \cdot V_{C_g}} \quad (6.464)$$

Caso o tempo morto t_d seja especificado, a máxima capacitância que permite descarga completa é calculada por (6.464). O valor encontrado pode ser utilizado como ponto de partida para uma escolha mais apropriada baseada em simulações utilizando o modelo do interruptor do fabricante e testes de laboratório.

6.8 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Nos itens seguintes serão discutidos os esforços nos interruptores e o cálculo de perdas e térmico para interruptores do tipo MOSFET. Essa tecnologia será utilizada no exemplo numérico mais à frente por possuir tempos de comutação menores do que transistores do tipo IGBT. Os esforços são calculados com base na Figura 6.4.

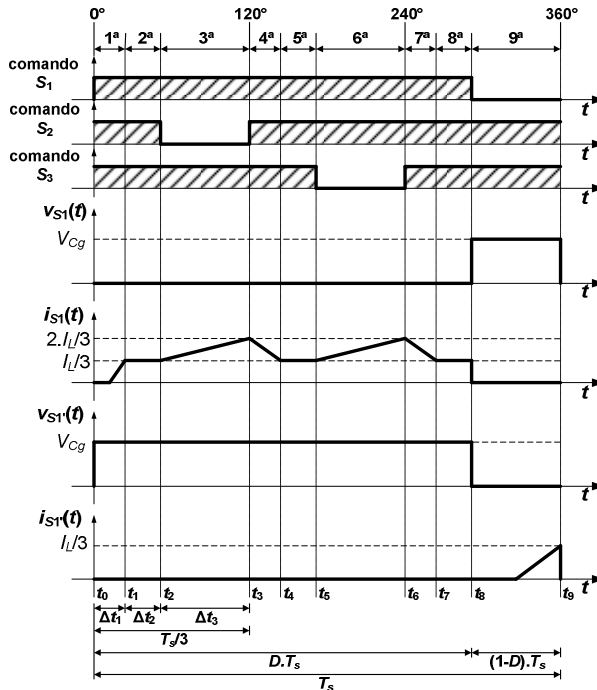


Figura 6.4 - Formas de onda da tensão e da corrente para um interruptor do grupo inferior ou principal (S_1) e para um interruptor do grupo superior ou auxiliar (S_1').

6.8.1 Tensão Máxima nos Interruptores

A tensão máxima em um interruptor é igual à tensão V_{Cg} . Assim, conhecendo (5.394) pode-se escrever (6.465).

$$V_{S_{\max}} = V_{Cg} = \frac{V_i}{1-D} \quad (6.465)$$

6.8.2 Corrente Máxima nos Interruptores

A. Corrente Máxima em um Interruptor do Grupo Inferior ou Principal

A corrente máxima em um interruptor do grupo principal é dada por (6.466).

$$I_{S1\max} = \frac{2}{3} \cdot I_L \quad (6.466)$$

B. Corrente Máxima em um Interruptor do Grupo Superior ou Auxiliar

A corrente máxima em um interruptor do grupo auxiliar é dada por (6.467).

$$I_{S1\max} = \frac{I_L}{3} \quad (6.467)$$

6.8.3 Corrente Média nos Interruptores

A. Corrente Média em um Interruptor do Grupo Inferior ou Principal

A corrente média em um interruptor do grupo principal pode ser calculada através da divisão da área sob a forma de onda de $i_{S1}(t)$ pelo período de comutação, o que resulta em (6.468).

$$I_{S1\text{med}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \frac{\Delta t_1}{12} \right] \quad (6.468)$$

Sabendo que a soma de Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 é igual a um terço do período de comutação e utilizando as equações (5.372) e (5.390), obtém-se (6.469).

$$I_{S1\text{med}} = I_L \cdot \left(\frac{1}{3} + \frac{n \cdot \overline{I_o}}{12} \right) \quad (6.469)$$

B. Corrente Média em um Interruptor do Grupo Superior ou Auxiliar

A corrente média em um interruptor do grupo auxiliar pode ser calculada através da divisão da área sob a forma de onda de $i_{S1}(t)$ pelo período de comutação, o que resulta em (6.470).

$$I_{S1\text{med}} = \frac{(1-D)}{12} \cdot I_L \quad (6.470)$$

6.8.4 Corrente Eficaz nos Interruptores

A. Corrente Eficaz em um Interruptor do Grupo Inferior ou Principal

Para o cálculo da corrente eficaz em um interruptor do grupo principal é necessário primeiramente conhecer as funções do tempo que definem a corrente $i_{S1}(t)$ para cada etapa de operação com base na Figura 6.4.

A função de $i_{S1}(t)$ definida para a segunda metade da primeira etapa é dada pela equação (6.471).

$$i_{S1_1}(t) = \frac{2 \cdot V_o}{3 \cdot n \cdot L_d} \cdot t \quad (6.471)$$

A função de $i_{S1}(t)$ para a segunda, quinta e oitava etapas é dada pela equação (6.472).

$$i_{S1_258}(t) = \frac{I_L}{3} \quad (6.472)$$

A função de $i_{S1}(t)$ para a terceira e sexta etapas é dada pela equação (6.473).

$$i_{S1_36}(t) = \frac{I_L}{3} \cdot \left[\frac{1}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t + 1 \right] \quad (6.473)$$

A função de $i_{S1}(t)$ para a quarta e sétima etapas é dada pela equação (6.474).

$$i_{S1_47}(t) = \frac{1}{3} \cdot \left(2 \cdot I_L - \frac{V_o}{n \cdot L_d} \cdot t \right) \quad (6.474)$$

Conhecendo (6.471), (6.472), (6.473), (6.474) e os intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 de (5.371), (5.376) e (5.384) respectivamente, pode-se calcular I_{S1ef} com a equação (6.475).

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \left[i_{S1_1}(t) \right]^2 \cdot dt + 3 \cdot \int_0^{\Delta t_2} \left[i_{S1_258}(t) \right]^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_3} \left[i_{S1_36}(t) \right]^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \left[i_{S1_47}(t) \right]^2 \cdot dt \right]} \quad (6.475)$$

Da equação (6.475) obtém-se (6.476).

$$I_{S1ef} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{\frac{11}{6} \cdot n \cdot \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_L}{V_o} + \frac{5}{3} \cdot (1-D) + 1} \quad (6.476)$$

Ou, utilizando a relação (6.409) em (6.476) tem-se (6.477).

$$I_{S1ef} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{\frac{11}{6} \cdot n \cdot \frac{L_d \cdot f_s \cdot I_o}{V_i} + \frac{5}{3} \cdot (1-D) + 1} \quad (6.477)$$

Com a parametrização de I_o tem-se (6.478).

$$I_{S1ef} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{\frac{11}{6} \cdot n \cdot \bar{I}_o + \frac{5}{3} \cdot (1-D) + 1} \quad (6.478)$$

A equação (6.478) pode ser utilizada para o cálculo do valor eficaz da corrente em um interruptor do grupo principal.

B. Corrente Eficaz em um Interruptor do Grupo Superior ou Auxiliar

A corrente eficaz em um interruptor do grupo auxiliar é dada por (6.479).

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{\Delta t_3}{2}} \left(\frac{2 \cdot I_L}{3 \cdot (1-D) \cdot T_s} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (6.479)$$

Resolvendo (6.479) e substituindo Δt_3 de (5.384), resulta em (6.480).

$$I_{S1ef} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{6}} \quad (6.480)$$

6.8.5 Cálculo de Perdas nos Interruptores

A seguir será apresentado o cálculo das perdas empregando um interruptor do tipo MOSFET. O MOSFET a ser utilizado no projeto é escolhido com base nos cálculos dos esforços de tensão e corrente que foram apresentados.

A. Perdas de Condução no MOSFET

Em um MOSFET, as perdas de condução dependem da resistência em condução do componente e da corrente eficaz através do mesmo. As perdas de condução podem ser calculadas com o auxílio da equação (6.481). O valor de $R_{DS(ON)}$ deve ser corrigido em função da temperatura de operação utilizando o catálogo do fabricante.

$$P_{cond_S} = R_{DS(ON)} \cdot I_{Sef}^2 \quad (6.481)$$

B. Perdas de Comutação no MOSFET

As perdas de comutação em um MOSFET são calculadas por (6.482) em função dos tempos de entrada em condução e de bloqueio do interruptor (t_r e t_f), da frequência de comutação f_s e dos esforços de tensão e corrente sobre o componente ($V_{S(OFF)}$ e $I_{S(ON)}$) [25]. Entretanto, no conversor com grampeamento ativo proposto é possível obter comutação suave do tipo ZVS com uma combinação de parâmetros adequada, isso praticamente elimina as perdas na comutação [27].

$$P_{com_S} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot V_{S(OFF)} \cdot I_{S(ON)} \quad (6.482)$$

C. Perdas Totais nos MOSFETs

As perdas totais em um MOSFET são calculadas pela soma das perdas de condução e das perdas de comutação como mostra (6.483).

$$P_{totais_S} = P_{cond_S} + P_{com_S} \quad (6.483)$$

As perdas totais para os seis MOSFETs do conversor são calculadas pela soma das perdas dos MOSFETs inferiores e superiores por (6.484).

$$P_{totais_6S} = 3 \cdot P_{totais_Sinf} + 3 \cdot P_{totais_Ssup} \quad (6.484)$$

6.8.6 Cálculo Térmico

O cálculo térmico para avaliar a necessidade da utilização de dissipador de calor e prevenir que a junção do componente ultrapasse o limite de temperatura estabelecido pelo fabricante é realizado através do mesmo procedimento apresentado no capítulo 3 no item 3.6.6.

6.9 DIMENSIONAMENTO DOS DIODOS

A seguir são apresentados os esforços, o cálculo de perdas e o cálculo térmico para os diodos do grupo superior (D_1 , D_2 e D_3) e para os diodos do grupo inferior (D_4 , D_5 e D_6).

Os esforços são calculados com base nas formas de onda para os diodos apresentadas na Figura 6.5.

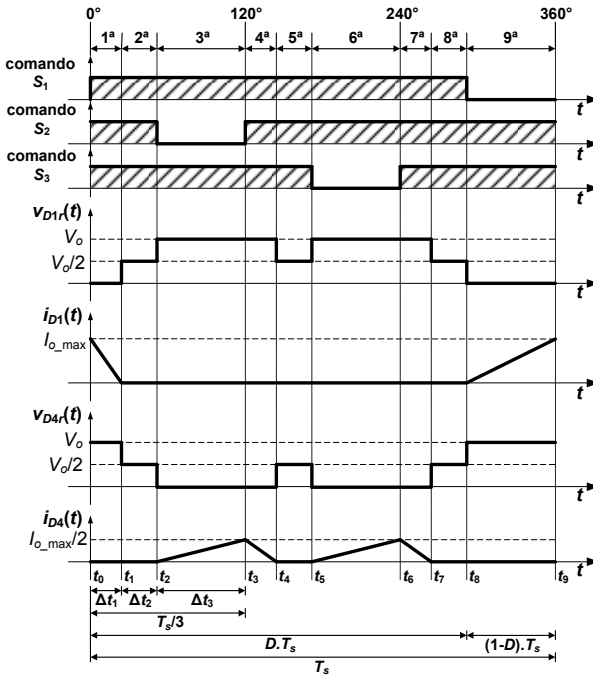


Figura 6.5 - Formas de onda da tensão e da corrente para um diodo do grupo superior (D_1) e para um diodo do grupo inferior (D_4).

6.9.1 Tensão Reversa Máxima nos Diodos

A tensão reversa máxima teórica em um diodo é igual à tensão de saída, como mostra (6.485).

$$V_{Dr\max} = V_o \tag{6.485}$$

6.9.2 Corrente Máxima nos Diodos

A. Corrente Máxima nos Diodos do Grupo Superior

A corrente máxima nos diodos do grupo superior é igual à corrente I_{o_max} . Assim, conhecendo (6.439) pode-se escrever (6.486).

$$I_{D1max} = I_{o_max} = \frac{2}{3} \cdot \frac{I_o}{(1-D) + n \cdot I_o} \quad (6.486)$$

B. Corrente Máxima nos Diodos do Grupo Inferior

A corrente máxima nos diodos do grupo inferior é igual à metade da corrente I_{o_max} . Assim, conhecendo (6.439) pode-se escrever (6.487).

$$I_{D4max} = \frac{I_{o_max}}{2} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_o}{(1-D) + n \cdot I_o} \quad (6.487)$$

6.9.3 Corrente Média nos Diodos

A. Corrente Média nos Diodos do Grupo Superior

O valor médio de $i_{D1}(t)$ na Figura 6.5 pode ser calculado por (6.488).

$$I_{D1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[(\Delta t_1 + \Delta t_3) \cdot \frac{I_{o_max}}{2} \right] \quad (6.488)$$

Substituindo as equações (5.372), (5.384) e (6.439) em (6.488), conhecendo (5.390) e realizando a simplificação possível, resulta em (6.489).

$$I_{D1med} = \frac{I_o}{3} \quad (6.489)$$

B. Corrente Média nos Diodos do Grupo Inferior

O valor médio de $i_{D4}(t)$ na Figura 6.5 pode ser calculado por (6.490).

$$I_{D4med} = \frac{1}{T_s} \cdot 2 \cdot \left[(\Delta t_1 + \Delta t_3) \cdot \frac{I_{o_max}}{2} \cdot \frac{1}{2} \right] \quad (6.490)$$

Substituindo as equações (5.372), (5.384) e (6.439) em (6.490) conhecendo (5.390) e realizando as simplificações possíveis, resulta em (6.491).

$$I_{D4med} = \frac{I_o}{3} \quad (6.491)$$

6.9.4 Corrente Eficaz nos Diodos

A. Corrente Eficaz nos Diodos do Grupo Superior

O valor eficaz de $i_{D1}(t)$ na Figura 6.5 pode ser calculado por (6.492).

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(I_{o_max} \cdot \left(1 - \frac{1}{\Delta t_1} \cdot t \right) \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{I_{o_max}}{\Delta t_3} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (6.492)$$

Resolvendo as integrais em (6.492), substituindo (5.372), (5.384) e (6.439) e conhecendo (5.390), resulta em (6.493).

$$I_{D1ef} = \frac{I_o}{3} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{1}{(1-D) + n \cdot I_o}} \quad (6.493)$$

B. Corrente Eficaz nos Diodos do Grupo Inferior

O valor eficaz de $i_{D4}(t)$ na Figura 6.5 pode ser calculado por (6.494).

$$I_{D4ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot 2 \cdot \left[\int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{I_{o_max}}{2 \cdot \Delta t_3} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_{o_max}}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{\Delta t_1} \cdot t \right) \right)^2 \cdot dt \right]} \quad (6.494)$$

Resolvendo as integrais em (6.494), substituindo (5.372), (5.384) e (6.439) e conhecendo (5.390), resulta em (6.495).

$$I_{D4ef} = \frac{I_o}{3} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{1}{(1-D) + n \cdot I_o}} \quad (6.495)$$

6.9.5 Cálculo de Perdas nos Diodos

O cálculo de perdas nos diodos é realizado utilizando o mesmo procedimento descrito no capítulo 3 no item 3.7.5.

6.9.6 Cálculo Térmico

O cálculo térmico dos diodos é realizado utilizando o mesmo procedimento descrito no capítulo 3 no item 3.7.6.

6.10 EXEMPLO NUMÉRICO DE PROJETO

Um exemplo numérico de projeto visando a verificação por simulação e a construção de um protótipo também é apresentada neste capítulo assim como foi realizado para o conversor dimensionado no capítulo 3. Desta vez o exemplo numérico é feito para o conversor com grampeamento ativo utilizando as especificações apresentadas na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 - Especificações do Conversor Push-Pull ZVS-PWM CC-CC Trifásico Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo.

Especificação	Valor
Potência nominal de saída (P_o)	4 kW
Tensão de entrada (V_i)	120 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Ondulação de corrente percentual máxima no indutor de entrada ($\Delta I_{L\%}$)	8%
Ondulação de tensão percentual máxima no capacitor de saída ($\Delta V_{C\%}$)	0,5%
Rendimento esperado (η)	0,93

6.10.1 Cálculos Preliminares

Dadas as especificações da Tabela 6.2, o período de comutação, a corrente de saída, a resistência de carga, a potência de entrada, a

corrente média de entrada e o ganho estático são calculados por (3.86), (3.87), (3.88), (3.89), (3.90) e (3.91), como mostra (6.496), (6.497) (6.498), (6.499), (6.500) e (6.501) respectivamente.

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{40 \text{ kHz}} = 25 \mu\text{s} \quad (6.496)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{4 \text{ kW}}{400 \text{ V}} = 10 \text{ A} \quad (6.497)$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{400 \text{ V}}{10 \text{ A}} = 40 \Omega \quad (6.498)$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{4 \text{ kW}}{0,93} = 4,301 \text{ kW} \quad (6.499)$$

$$I_L = \frac{P_i}{V_i} = \frac{4,301 \text{ kW}}{120 \text{ V}} = 35,842 \text{ A} \quad (6.500)$$

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{400 \text{ V}}{120 \text{ V}} = \frac{10}{3} = 3,333 \quad (6.501)$$

6.10.2 Dimensionamento do Transformador

Primeiramente a razão cíclica é escolhida para garantir operação na região R3 e resultar em uma tensão de grampeamento aceitável. Tendo em mente a utilização de interruptores para 650 V neste projeto, optou-se por grampear a tensão em 450 V. Sendo assim, (6.502) mostra o cálculo da razão cíclica com base em (5.394).

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_{cg}} = 1 - \frac{120 \text{ V}}{450 \text{ V}} = 0,733 \quad (6.502)$$

A. Relação de Transformação

Neste projeto, a indutância L_d foi calculada inicialmente para relação de transformação unitária, quando a redução de razão cíclica é dada por $\overline{I_o}$. Escolhendo-se uma redução de razão cíclica de 5%, a indutância L_d é calculada por (6.503) com base em (5.390).

$$L_d = \frac{\overline{I_o} \cdot V_i}{f_s \cdot I_o} = \frac{0,05 \cdot 120 \text{ V}}{40 \text{ kHz} \cdot 10 \text{ A}} = 15 \mu\text{H} \quad (6.503)$$

Depois disso, a relação de transformação para essa indutância foi recalculada isolando n em (5.395) para obter a tensão de saída desejada

como mostra (6.504).

$$n = \frac{1-D}{\frac{V_i}{V_o} - I_o} = \frac{1-0,733}{\frac{120 \text{ V}}{400 \text{ V}} - 0,05} = 1,067 \quad (6.504)$$

B. Tensões e Correntes nos Enrolamentos

Utilizando equações da Tabela 6.1, a tensão eficaz, a corrente eficaz e a corrente média em uma bobina primária são calculadas como mostra (6.505), (6.506) e (6.507) respectivamente.

$$V_{Lp\text{ef}} = \frac{V_i}{\sqrt{(1-D)+n \cdot I_o}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{120 \text{ V}}{\sqrt{(1-0,733)+1,067 \cdot 0,05}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 173,205 \text{ V} \quad (6.505)$$

$$I_{Lp\text{ef}} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{2 \cdot n \cdot I_o + 2 \cdot (1-D) + 1} \quad (6.506)$$

$$= \frac{35,842 \text{ A}}{3} \cdot \sqrt{2 \cdot 1,067 \cdot 0,05 + 2 \cdot (1-0,733) + 1} = 15,3 \text{ A}$$

$$I_{Lp\text{med}} = \frac{I_L}{3} = \frac{35,842 \text{ A}}{3} = 11,947 \text{ A} \quad (6.507)$$

E a tensão eficaz e a corrente eficaz para uma bobina secundária são calculadas como mostra (6.508) e (6.509) respectivamente.

$$V_{Ls\text{ef}} = V_o \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{(1-D)+n \cdot I_o} \quad (6.508)$$

$$= 400 \text{ V} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{(1-0,733)+1,067 \cdot 0,05} = 184,752 \text{ V}$$

$$I_{Ls\text{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_o}{\sqrt{(1-D)+n \cdot I_o}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{10 \text{ A}}{\sqrt{(1-0,733)+1,067 \cdot 0,05}} = 8,333 \text{ A} \quad (6.509)$$

C. Potências Aparentes Totais nos Enrolamentos

Utilizando equações da Tabela 6.1, as potências aparentes totais do enrolamento primário e do enrolamento secundário são calculadas como mostra (6.510) e (6.511) respectivamente.

$$S_p = P_i \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{2 + \frac{1}{(1-D)+n \cdot I_o}} \quad (6.510)$$

$$= 4,301 \text{ kW} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{2 + \frac{1}{(1-0,733)+1,067 \cdot 0,05}} = 7,95 \text{ kW}$$

$$S_s = P_o \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = 4 \text{ kW} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = 4,619 \text{ kW} \quad (6.511)$$

D. Projeto Físico do Transformador

Definindo uma densidade de corrente máxima nos condutores de 450 A/cm² e densidade de fluxo máxima no núcleo do transformador de 0,1 T, o produto de áreas é calculado por (6.453) como mostra (6.512).

$$A_e A_w = \frac{2 \cdot \sqrt{2 \cdot n \cdot \bar{I}_o + \frac{5}{3}}}{9 \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max} \cdot f_s \cdot \eta} \cdot P_o \cdot 10^4 \quad (6.512)$$

$$= \frac{2 \cdot \sqrt{2 \cdot 1,067 \cdot 0,05 + \frac{5}{3}}}{9 \cdot 0,25 \cdot 0,4 \cdot 450 \text{ A/cm}^2 \cdot 0,1 \text{ T} \cdot 40 \text{ kHz} \cdot 0,93} \cdot 4 \text{ kW} \cdot 10^4 = 70,711 \text{ cm}^4$$

Conhecendo o resultado de (6.512) escolhe-se o núcleo NC-100/57/25 da Thornton. Os principais dados desse núcleo foram apresentados anteriormente na Tabela 3.3 do capítulo 3.

O material do núcleo é o IP12 da Thornton. Os coeficientes de perda por histerese (K_h) e por correntes parasitas (K_f) para esse material foram apresentados na Tabela 3.4.

Conhecendo os dados da Tabela 3.3, o número de espiras de uma bobina primária é calculado por (3.176) e o número de espiras de uma bobina secundária é calculado por (3.177) como mostram (6.513) e (6.514) respectivamente.

$$N_p = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_i}{A_e \cdot B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 = \frac{2}{3} \cdot \frac{120 \text{ V}}{6,45 \text{ cm}^2 \cdot 0,1 \text{ T} \cdot 40 \text{ kHz}} \cdot 10^4 \cong 32 \quad (6.513)$$

$$N_s = n \cdot N_p = 1,067 \cdot 32 \cong 35 \quad (6.513)$$

A área da seção de cobre necessária para uma bobina primária é dada por (3.178) e para uma bobina secundária é dada por (3.179), esses cálculos são mostrados em (6.515) e (6.516) respectivamente.

$$S_{e-p} = \frac{I_{Lp1ef}}{J_{\max}} = \frac{15,3 \text{ A}}{450 \text{ A/cm}^2} = 0,034 \text{ cm}^2 \quad (6.515)$$

$$S_{e-s} = \frac{I_{Ls1ef}}{J_{\max}} = \frac{8,333 \text{ A}}{450 \text{ A/cm}^2} = 0,019 \text{ cm}^2 \quad (6.516)$$

A profundidade de penetração por efeito pelicular e o diâmetro máximo de cobre do condutor elementar são dadas por (3.180) e (3.181) como mostra (6.517) e (6.518).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{40 \text{ kHz}}} = 0,0375 \text{ cm} \quad (6.517)$$

$$d_{\max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0375 \text{ cm} = 0,075 \text{ cm} \quad (6.518)$$

Com os resultados de (6.515), (6.516), (6.517) e (6.518) é escolhido o condutor AWG27. A Tabela 3.5 do capítulo 3 mostra os principais dados desse condutor.

O número de condutores para uma bobina primária e o número de condutores para uma bobina secundária são dados por (3.182) e (3.183) respectivamente, (6.519) e (6.520) mostram esses cálculos.

$$n_{\text{cond}_p} = \frac{S_{e-p}}{S_{\text{cobre}}} = \frac{0,034 \text{ cm}^2}{0,001021 \text{ cm}^2} \cong 34 \quad (6.519)$$

$$n_{\text{cond}_s} = \frac{S_{e-s}}{S_{\text{cobre}}} = \frac{0,019 \text{ cm}^2}{0,001021 \text{ cm}^2} \cong 19 \quad (6.520)$$

O comprimento dos chicotes primários e secundários é dado por (3.184) e (3.185) respectivamente e os cálculos são mostrados em (6.521) e (6.522).

$$l_{\text{chicote}_p} = l_{me} \cdot N_p = 18 \text{ cm} \cdot 32 = 576 \text{ cm} = 5,76 \text{ m} \quad (6.521)$$

$$l_{\text{chicote}_s} = l_{me} \cdot N_s = 18 \text{ cm} \cdot 35 = 630 \text{ cm} = 6,3 \text{ m} \quad (6.522)$$

A área ocupada pelos enrolamentos na janela do carretel é dada por (3.186) e o cálculo é mostrado em (6.523).

$$\begin{aligned} A_{w_{\min}} &= \frac{2 \cdot (N_p \cdot n_{\text{cond}_p} \cdot S_{\text{isolado}} + N_s \cdot n_{\text{cond}_s} \cdot S_{\text{isolado}})}{k_w} \\ &= \frac{2 \cdot (32 \cdot 34 \cdot 0,001344 \text{ cm}^2 + 35 \cdot 19 \cdot 0,001344 \text{ cm}^2)}{0,4} = 11,78 \text{ cm}^2 \end{aligned} \quad (6.523)$$

A possibilidade de execução é verificada em (6.524).

$$\frac{A_{w_{\min}}}{A_w} = \frac{11,78 \text{ cm}^2}{13 \text{ cm}^2} = 0,906 \quad (6.524)$$

Como o resultado de (6.524) é menor que a unidade, o projeto pode ser executado.

E. Cálculo de Perdas no Transformador

As resistências do cobre de uma bobina primária e de uma bobina secundária são calculadas pelas equações (3.188) e (3.189). Esses

cálculos são mostrados em (6.525) e (6.526).

$$R_{\text{cobre}_p} = \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{chicot}_e_p}}{n_{\text{cond}_p}} = \frac{0,002256 \text{ } \Omega/\text{cm} \cdot 576 \text{ cm}}{34} = 38,219 \text{ m}\Omega \quad (6.525)$$

$$R_{\text{cobre}_s} = \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{chicot}_e_s}}{n_{\text{cond}_s}} = \frac{0,002256 \text{ } \Omega/\text{cm} \cdot 630 \text{ cm}}{19} = 74,804 \text{ m}\Omega \quad (6.526)$$

Conhecendo os valores de (6.525), (6.526) e (3.308) é possível fazer o cálculo das perdas. As perdas no cobre, as perdas magnéticas e as perdas totais no transformador são dadas por (3.190), (3.191) e (3.192) respectivamente, e esses cálculos são mostrados em (6.527), (6.528) e (6.529).

$$P_{\text{cobre}_T} = 3 \cdot (R_{\text{cobre}_p} \cdot I_{Lp1ef}^2 + R_{\text{cobre}_s} \cdot I_{Ls1ef}^2) \quad (6.527)$$

$$= 3 \cdot (38,219 \text{ m}\Omega \cdot (15,3 \text{ A})^2 + 74,804 \text{ m}\Omega \cdot (8,333 \text{ A})^2) = 42,425 \text{ W}$$

$$P_{\text{nucleo}_T} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \quad (6.528)$$

$$= (0,1 \text{ T})^{2.4} \cdot [(4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \text{ kHz}) + (4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \text{ kHz})^2)] \cdot 280,7 \text{ cm}^3$$

$$= 2,503 \text{ W}$$

$$P_{\text{totais}_T} = P_{\text{cobre}_T} + P_{\text{nucleo}_T} = 42,425 \text{ W} + 2,503 \text{ W} = 44,928 \text{ W} \quad (6.529)$$

6.10.3 Dimensionamento do Indutor

A. Cálculo da Indutância de Entrada

A indutância de entrada para o ponto de operação escolhido do R3 pode ser calculada através de (5.398) como está apresentado em (6.530).

$$L = \frac{V_i}{\Delta I_L \cdot f_s} \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) = \frac{120 \text{ V}}{0,08 \cdot 35,842 \text{ A} \cdot 40 \text{ kHz}} \cdot \left(0,733 - \frac{2}{3} \right) \cong 70 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.530)$$

B. Projeto Físico do Indutor

O valor máximo da corrente do indutor é dado por (6.531).

$$I_{L\text{max}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 35,842 \text{ A} + \frac{0,08 \cdot 35,842 \text{ A}}{2} = 37,276 \text{ A} \quad (6.531)$$

Definindo uma densidade máxima de corrente de 350 A/cm² e uma densidade máxima de fluxo de 0,3 T o produto de áreas é dado por (3.197) e o cálculo é realizado como mostra (6.532).

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{L\max}^2}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 = \frac{70 \mu\text{H} \cdot (37,276 \text{ A})^2}{0,7 \cdot 0,3 \text{ T} \cdot 350 \text{ A/cm}^2} \cdot 10^4 = 13,233 \text{ cm}^4 \quad (6.532)$$

Conhecendo o resultado de (6.532) escolhe-se o núcleo NEE-65/33/26 da Thornton. Os principais dados desse núcleo encontram-se na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 - Dados do núcleo NEE-65/33/26 da Thornton.

Especificação	Valor
Área da perna central (A_e)	5,32 cm ²
Área da janela do carretel (A_w)	5,478 cm ²
Produto de áreas ($A_e A_w$)	29,143 cm ⁴
Comprimento médio de uma espira (l_{me})	14,24 cm
Volume efetivo (V_e)	78,204 cm ³

O material do núcleo é o IP12 da Thornton. Os coeficientes de perdas para esse material já foram apresentados na Tabela 3.4.

O número de espiras é calculado por (3.199) como mostra (6.533)

$$N_L = \frac{L \cdot I_{L\max}}{B_{\max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{70 \mu\text{H} \cdot 37,276 \text{ A}}{0,3 \text{ T} \cdot 5,32 \text{ cm}^2} \cdot 10^4 \cong 17 \quad (6.533)$$

O comprimento do entreferro é dado por (3.200) e com a divisão do fluxo nas duas pernas laterais tem-se (3.201) Os cálculos são mostrados em (6.534) e (6.535).

$$\delta = \frac{N_L^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} = \frac{17^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 5,32 \text{ cm}^2}{70 \mu\text{H}} \cdot 10^{-2} = 0,276 \text{ cm} \quad (6.534)$$

$$l_g = \frac{\delta}{2} = \frac{0,276 \text{ cm}}{2} = 0,138 \text{ cm} \quad (6.535)$$

A área necessária de cobre da seção do enrolamento é dada por (3.202) e o cálculo está apresentado em (6.536).

$$S_{e-L} = \frac{I_{L\max}}{J_{\max}} = \frac{37,276 \text{ A}}{350 \text{ A/cm}^2} = 0,107 \text{ cm}^2 \quad (6.536)$$

A profundidade de penetração e o diâmetro máximo de cobre do condutor são dados por (3.203) e (3.204) respectivamente. Os cálculos são feitos como mostra (6.537) e (6.538).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot 40 \text{ kHz}}} = 0,0216 \text{ cm} \quad (6.537)$$

$$d_{\max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0216 \text{ cm} = 0,0433 \text{ cm} \quad (6.538)$$

Nesse projeto a ondulação de corrente é desprezível e o efeito pelicular poderia ser desconsiderado, mas serão utilizados condutores em paralelo por facilitar o manuseio durante a construção do indutor. O condutor escolhido é o AWG27 cujos dados já foram apresentados na Tabela 3.5.

O número de condutores em paralelo no enrolamento é dado por (3.205) e o cálculo está apresentado em (6.539).

$$n_{\text{cond_L}} = \frac{S_{e_L}}{S_{\text{cobre}}} = \frac{0,107 \text{ cm}^2}{0,001021 \text{ cm}^2} \cong 105 \quad (6.539)$$

O comprimento do chicote é calculado por (3.206) como está apresentado em (6.540).

$$l_{\text{chicote_L}} = l_{me} \cdot N_L = 14,24 \text{ cm} \cdot 17 = 242,08 \text{ cm} = 2,421 \text{ m} \quad (6.540)$$

A área da janela ocupada é calculada em (6.541).

$$A_{w_{\min}} = \frac{N_L \cdot n_{\text{cond_L}} \cdot S_{\text{isolado}}}{k_w} = \frac{17 \cdot 105 \cdot 0,001344 \text{ cm}^2}{0,7} = 3,427 \text{ cm}^2 \quad (6.541)$$

A possibilidade de execução é verificada em (6.542)

$$\frac{A_{w_{\min}}}{A_w} = \frac{3,427 \text{ cm}^2}{5,478 \text{ cm}^2} = 0,626 \quad (6.542)$$

Como o resultado de (6.542) é menor que a unidade o projeto pode ser executado.

C. Cálculo de Perdas no Indutor

A resistência do cobre do enrolamento é dada por (3.210) e o cálculo está apresentado em (6.543).

$$R_{\text{cobre_L}} = \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{chicote_L}}}{n_{\text{cond_L}}} = \frac{0,002256 \text{ } \Omega/\text{cm} \cdot 242,08 \text{ cm}}{105} = 5,201 \text{ m}\Omega \quad (6.543)$$

As perdas no cobre, as perdas no núcleo e as perdas totais no indutor são calculadas por (3.212), (3.213) e (3.214) respectivamente

como mostram (6.544), (6.545) e (6.546).

$$P_{cobre_L} = R_{cobre_L} \cdot I_{Lmax}^2 = 5,201 \text{ m}\Omega \cdot (37,276 \text{ A})^2 = 7,227 \text{ W} \quad (6.544)$$

$$P_{nucleo_L} = \Delta B^{2,4} \cdot \left[K_h \cdot (3 \cdot f_s) + K_f \cdot (3 \cdot f_s)^2 \right] \cdot V_e \quad (6.545)$$

$$= (0,08 \cdot 0,3 \text{ T})^{2,4} \cdot \left[\left(4 \cdot 10^{-5} \cdot 3 \cdot 40 \text{ kHz} \right) + \left(4 \cdot 10^{-10} \cdot (3 \cdot 40 \text{ kHz})^2 \right) \right] \cdot 78,204 \text{ cm}^3 = 0,107 \text{ W}$$

$$P_{totais_L} = P_{cobre_L} + P_{nucleo_L} = 7,227 \text{ W} + 0,107 \text{ W} = 7,334 \text{ W} \quad (6.546)$$

D. Cálculo Térmico

A resistência térmica do núcleo e a elevação de temperatura são calculadas por (3.215) e (3.216) respectivamente como mostram (6.547) e (6.548).

$$Rt_{nucleo_L} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot (29,143 \text{ cm}^4)^{-0,37} = 6,605 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (6.547)$$

$$\Delta T = P_{totais_L} \cdot Rt_{nucleo_L} = 7,334 \text{ W} \cdot 6,605 \text{ }^\circ\text{C/W} = 48,44 \text{ }^\circ\text{C} \quad (6.548)$$

6.10.4 Dimensionamento do Capacitor de Saída

A resistência série-equivalente máxima é dada por (6.455). Conhecendo (6.439), o cálculo é feito como mostra (6.549).

$$Rse_{max} = \frac{\Delta V_o}{2 \cdot \frac{I_o}{3 \cdot (1-D) + n \cdot I_o}} = \frac{0,005 \cdot 400 \text{ V}}{2 \cdot \frac{10 \text{ A}}{3 \cdot (1-0,733) + 1,067 \cdot 0,05}} = 96,1 \text{ m}\Omega \quad (6.549)$$

A corrente eficaz no capacitor é dada por (6.461) e o cálculo está apresentado em (6.550).

$$I_{Ccoef} = I_o \cdot \sqrt{\frac{4}{9} \cdot \frac{1}{(1-D) + n \cdot I_o}} - 1 \quad (6.550)$$

$$= 10 \text{ A} \cdot \sqrt{\frac{4}{9} \cdot \frac{1}{(1-0,733) + 1,067 \cdot 0,05}} - 1 = 6,236 \text{ A}$$

Com base nos valores calculados em (6.549) e (6.550) optou-se pelo uso de quatro capacitores B43501B2108M000 da EPCOS de 1000 $\mu\text{F}/250 \text{ V}$, sendo que um par em série é conectado em paralelo

com o par em série. A conexão série permite a utilização dos capacitores de 250 V no barramento de saída de 400 V e a conexão paralela garante a capacidade de corrente. Os principais dados desse capacitor estão apresentados na Tabela 6.4.

Tabela 6.4 - Principais dados do capacitor eletrolítico B43501B2108M000 da EPCOS.

Especificação	Valor
Tensão (V)	250 V
Capacitância (C)	1000 μ F
Resistência série-equivalente máxima ($R_{se100Hz}$)	140 m Ω
Resistência série-equivalente máxima ($R_{se10kHz}$)	91 m Ω
Corrente eficaz ($I_{AC,R100Hz}$)	3,6 A

6.10.5 Dimensionamento do Capacitor de Grampeamento

A escolha do capacitor de grampeamento pode ser feita com o auxílio de (6.463). Os cálculos são apresentados em (6.551).

$$C_g \geq \frac{9 \cdot (1-D)^2}{\pi^2 \cdot L_d \cdot f_s^2} = \frac{9 \cdot (1-0,733)^2}{\pi^2 \cdot 15 \mu\text{H} \cdot (40 \text{ kHz})^2} = 2,702 \mu\text{F} \quad (6.551)$$

Conhecendo (6.551) optou-se por utilizar três capacitores de 1,5 μ F/1000 V de polipropileno da EPCOS em paralelo resultando em uma capacitância total de 4,5 μ F.

6.10.6 Dimensionamento dos Capacitores de Comutação

Considerando um tempo morto de 1 μ s imposto pelo driver de acionamento do gatilho do interruptor, a máxima capacitância de comutação para que haja descarga completa é calculada por (6.464) como mostra (6.552).

$$C \leq \frac{I_L \cdot t_d}{6 \cdot V_{Cg}} = \frac{35,842 \text{ A} \cdot 1 \mu\text{s}}{6 \cdot 450 \text{ V}} = 13,275 \text{ nF} \quad (6.552)$$

Depois de simulações e testes de laboratório, bons resultados foram obtidos utilizando capacitores externos de 2,2 nF em paralelo com

os interruptores para a obtenção de comutação suave em uma maior faixa de carga.

6.10.7 Dimensionamento dos Interruptores

A. Esforços nos Interruptores

A tensão máxima em um interruptor é dada por (6.465). A corrente máxima em um interruptor do grupo principal e a corrente máxima em um interruptor do grupo auxiliar são dadas por (6.466) e (6.467) respectivamente. A corrente média em um interruptor do grupo principal e a corrente média em um interruptor do grupo auxiliar são dadas por (6.469) e (6.470) respectivamente. A corrente eficaz em um interruptor do grupo principal e a corrente eficaz em um interruptor do grupo auxiliar são dadas por (6.478) e (6.480) respectivamente. A substituição dos valores leva a (6.553), (6.554), (6.555), (6.556), (6.557), (6.558) e (6.559).

$$V_{S\max} = V_{Cg} = 450 \text{ V} \quad (6.553)$$

$$I_{S1\max} = \frac{2}{3} \cdot I_L = \frac{2}{3} \cdot 35,842 \text{ A} = 23,895 \text{ A} \quad (6.554)$$

$$I_{S1'\max} = \frac{I_L}{3} = \frac{35,842 \text{ A}}{3} = 11,947 \text{ A} \quad (6.555)$$

$$I_{S1\text{med}} = I_L \cdot \left(\frac{1}{3} + \frac{n \cdot \overline{I_o}}{12} \right) = 35,842 \text{ A} \cdot \left(\frac{1}{3} + \frac{1,067 \cdot 0,05}{12} \right) = 12,107 \text{ A} \quad (6.556)$$

$$I_{S1'\text{med}} = \frac{(1-D)}{12} \cdot I_L = \frac{(1-0,733)}{12} \cdot 35,842 \text{ A} = 0,796 \text{ A} \quad (6.557)$$

$$I_{S1\text{ef}} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{\frac{11}{6} \cdot n \cdot \overline{I_o} + \frac{5}{3} \cdot (1-D) + 1} \quad (6.558)$$

$$= \frac{35,842 \text{ A}}{3} \cdot \sqrt{\frac{11}{6} \cdot 1,067 \cdot 0,05 + \frac{5}{3} \cdot (1-0,733) + 1} = 14,837 \text{ A}$$

$$I_{S1'\text{ef}} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{6}} = \frac{35,842 \text{ A}}{3} \cdot \sqrt{\frac{1-0,733}{6}} = 2,519 \text{ A} \quad (6.559)$$

Com base nos esforços calculados foi escolhido como interruptor o MOSFET CoolMOS SPW47N60C3 da *Infineon*. Os principais dados desse componente estão apresentados na Tabela 6.5.

Tabela 6.5 - Principais dados MOSFET CoolMOS SPW47N60C3 da Infineon.

Especificação	Valor
Tensão V_{DS} máxima	650 V
Máxima corrente média I_{Drain} @ $T_c=100\text{ }^\circ\text{C}$	30 A
Tempo de subida (t_r) (pelo ábaco do catálogo para $R_{gate}=15\text{ }\Omega$)	32 ns
Tempo de descida (t_f) (pelo ábaco do catálogo para $R_{gate}=15\text{ }\Omega$)	32 ns
Resistência de condução máxima ($R_{DS(ON)}$) @ $T_j=150\text{ }^\circ\text{C}$	160 m Ω
Resistência de condução corrigida para $100\text{ }^\circ\text{C}$ ($R_{DS(ON)}$) @ $T_j=100\text{ }^\circ\text{C}$)	110 m Ω
Resistência térmica junção-cápsula ($R_{th_{jc}}$)	0,3 $^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica junção-ambiente ($R_{th_{ja}}$)	62 $^\circ\text{C/W}$

B. Cálculo de Perdas nos Interruptores

O projeto deste conversor é realizado para operação com comutação suave do tipo ZVS. Sendo assim, apenas as perdas de condução serão contabilizadas. Dessa maneira, conhecendo (6.481), (6.483) e (6.484), o valor da resistência corrigida pela temperatura para $100\text{ }^\circ\text{C}$ da Tabela 6.5 e os valores eficazes de (6.558) e (6.559) podem-se calcular as perdas em um interruptor inferior como mostra (6.560), as perdas em um interruptor superior como mostra (6.561) e as perdas totais para os seis interruptores como mostra (6.562).

$$P_{\text{totais_Sinf}} = R_{DS(ON)} \cdot I_{S1ef}^2 = 110\text{ m}\Omega \cdot 14,837^2 = 24,215\text{ W} \quad (6.560)$$

$$P_{\text{totais_Sup}} = R_{DS(ON)} \cdot I_{S1'ef}^2 = 110\text{ m}\Omega \cdot 2,519^2 = 0,698\text{ W} \quad (6.561)$$

$$P_{\text{totais_6S}} = 3 \cdot P_{\text{totais_Sinf}} + 3 \cdot P_{\text{totais_Sup}} = 3 \cdot 24,215\text{ W} + 3 \cdot 0,698\text{ W} = 74,739\text{ W} \quad (6.562)$$

C. Cálculo Térmico

O cálculo térmico dos MOSFETs foi realizado para a temperatura de junção de $100\text{ }^\circ\text{C}$ e a temperatura ambiente de $40\text{ }^\circ\text{C}$. Além disso, o cálculo é feito para um interruptor do grupo inferior ou principal por apresentar a perda mais significativa.

A resistência térmica junção-ambiente máxima é calculada por (3.243), que com os valores substituídos resulta em (6.563)

$$R_{th_{ja_max}} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{\text{totais_S}}} = \frac{100\text{ }^\circ\text{C} - 40\text{ }^\circ\text{C}}{24,215\text{ W}} = 2,478\text{ }^\circ\text{C/W} \quad (6.563)$$

Como o resultado de (6.563) é menor que a resistência térmica junção-ambiente do componente, o uso do dissipador é necessário. A escolha do dissipador é feita com o auxílio de (3.244) como mostra (6.564).

$$\begin{aligned} R_{th_cd} + R_{th_da_max} &= R_{th_ja_max} - R_{th_jc} \\ &= 2,478 \text{ °C/W} - 0,3 \text{ °C/W} = 2,178 \text{ °C/W} \end{aligned} \quad (6.564)$$

Incluindo a resistência térmica do contato cápsula-dissipador, o dissipador K1,1-M8 da Semikron com massa aproximada de 700 g tem resistência térmica de 1,3 °C/W atendendo à (6.564). Utilizando esse dissipador, a temperatura final da junção é calculada com (3.245) como mostra (6.565).

$$\begin{aligned} T_{j_final} &= T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{totalis_S} \\ &= 40 \text{ °C} + (0,3 \text{ °C/W} + 1,3 \text{ °C/W}) \cdot 24,215 \text{ W} = 78,744 \text{ °C} \end{aligned} \quad (6.565)$$

A temperatura da junção com o dissipador está dentro do limite estabelecido.

6.10.8 Dimensionamento dos Diodos

A. Esforços nos Diodos

A tensão reversa máxima em um diodo, a corrente máxima em um diodo do grupo superior, a corrente máxima em um diodo do grupo inferior, a corrente média em um diodo, a corrente eficaz em um diodo do grupo superior e a corrente eficaz em um diodo do grupo inferior são dadas por (6.485), (6.486), (6.487), (6.489), (6.493) e (6.495) respectivamente. Esses cálculos são mostrados em (6.566), (6.567), (6.568), (6.569), (6.570) e (6.571).

$$V_{Dr\max} = V_o = 400 \text{ V} \quad (6.566)$$

$$I_{D1\max} = I_{o_max} = \frac{2}{3} \cdot \frac{I_o}{(1-D) + n \cdot I_o} = \frac{2}{3} \cdot \frac{10 \text{ A}}{(1-0,733) + 1,067 \cdot 0,05} = 20,833 \text{ A} \quad (6.567)$$

$$I_{D4\max} = \frac{I_{o_max}}{2} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_o}{(1-D) + n \cdot I_o} = \frac{1}{3} \cdot \frac{10 \text{ A}}{(1-0,733) + 1,067 \cdot 0,05} = 10,417 \text{ A} \quad (6.568)$$

$$I_{D1\text{med}} = \frac{I_o}{3} = \frac{10 \text{ A}}{3} = 3,333 \text{ A} \quad (6.569)$$

$$I_{D1ef} = \frac{I_o}{3} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{1}{(1-D)+n \cdot I_o}} \quad (6.570)$$

$$= \frac{10 \text{ A}}{3} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{1}{(1-0,733)+1,067 \cdot 0,05}} = 6,804 \text{ A}$$

$$I_{D4ef} = \frac{I_o}{3} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{1}{(1-D)+n \cdot I_o}} \quad (6.570)$$

$$= \frac{10 \text{ A}}{3} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{1}{(1-0,733)+1,067 \cdot 0,05}} = 4,811 \text{ A}$$

Com base nos esforços apresentados foi escolhido o diodo ultrarápido MUR860 da *Fairchild Semiconductor*. Os principais dados desse componente foram apresentados anteriormente na Tabela 3.9.

B. Cálculo de Perdas nos Diodos

A corrente média nos diodos neste projeto é a mesma do dimensionamento apresentado no capítulo 3 no item 3.8.6. A frequência de comutação também é a mesma. Assim, se as perdas de condução forem calculadas considerando apenas a parcela causada pela corrente média, todos os valores obtidos são os mesmos. Dessa forma, têm-se as perdas já apresentadas em (3.352), (3.353), (3.354) e (3.355).

C. Cálculo Térmico

O cálculo térmico é o mesmo apresentado no capítulo 3, no item 3.8.6.

6.11 SIMULAÇÕES DO CONVERSOR

A seguir são apresentadas as simulações para a validação das equações obtidas. As formas de onda básicas e os esforços nos componentes são apresentados inicialmente seguidos de uma simulação que mostra o detalhe da comutação com os parâmetros escolhidos.

6.11.1 Simulações Apenas com Grampeamento Ativo

Primeiramente é realizada a verificação do ganho estático, da

ondulação de corrente na entrada e dos esforços nos componentes utilizando tempo morto nulo e sem capacitores externos em paralelo com os interruptores, ou seja, apenas com grampeamento ativo. O circuito simulado está apresentado na Figura 6.6.

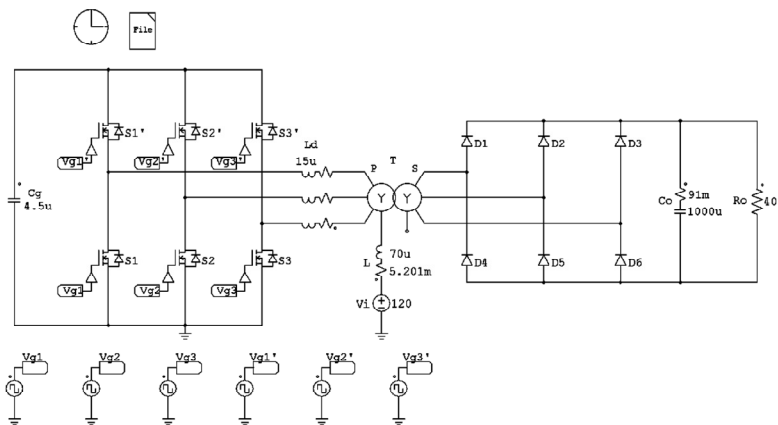


Figura 6.6 - Circuito do conversor simulado apenas com grampeamento ativo.

Nessas simulações as não-idealidades presentes são a resistência do enrolamento do indutor, as resistências dos enrolamentos do transformador e a resistência série-equivalente do capacitor de saída.

A. Ganho Estático

O ganho estático calculado pode ser verificado através da tensão de entrada, da tensão de saída e da tensão de grampeamento apresentadas na Figura 6.7. Com tensão de entrada de 120 V, a tensão de saída é de aproximadamente 400 V e a tensão de grampeamento é de aproximadamente 450 V como o esperado.

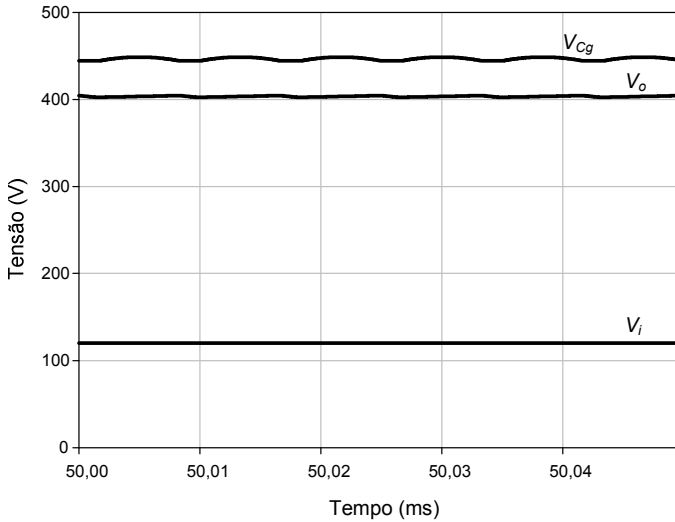


Figura 6.7 - Tensão de entrada, tensão de saída e tensão de gramepeamento simuladas.

B. Ondulação de Corrente na Entrada

A ondulação de corrente no indutor ou ondulação de corrente na entrada pode ser verificada através da Figura 6.8 como o esperado.

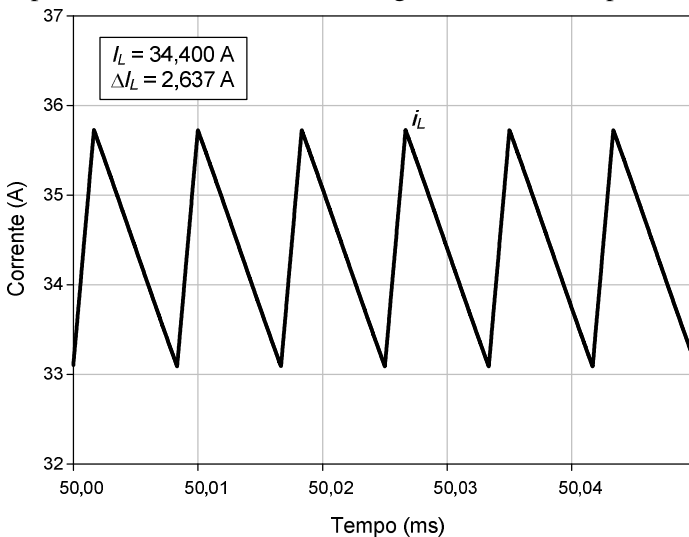


Figura 6.8 - Detalhe da corrente no indutor simulada.

C. Formas de onda e Esforços nos Componentes

As tensões numa bobina primária e numa bobina secundária do transformador podem ser verificadas com o auxílio da Figura 6.9 com os esforços de tensão esperados.

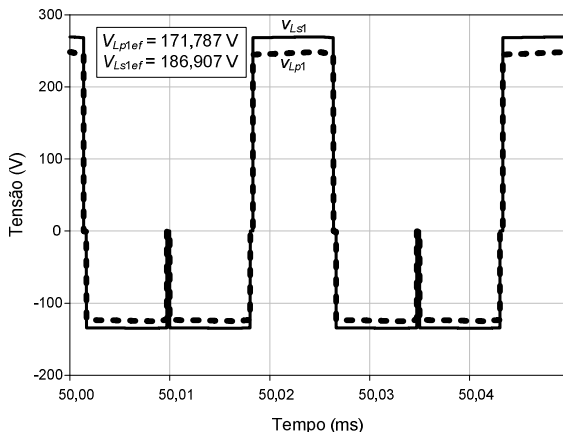


Figura 6.9 - Tensão numa bobina primária e tensão numa bobina secundária simuladas.

As correntes numa bobina primária e numa bobina secundária do transformador podem ser verificadas através da Figura 6.10 com os esforços de corrente esperados.

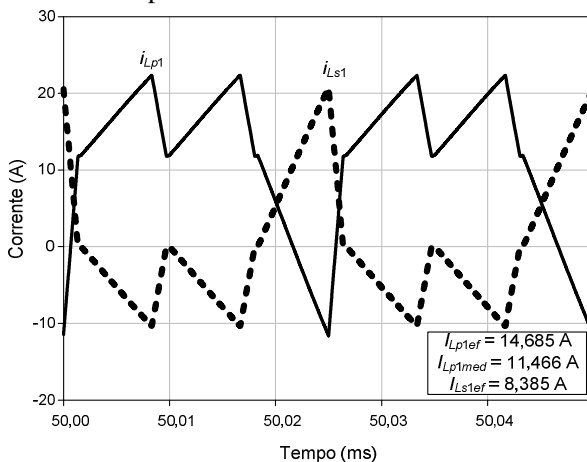


Figura 6.10 - Corrente numa bobina primária e corrente numa bobina secundária simuladas.

A forma de onda da corrente no capacitor de saída pode ser verificada através da Figura 6.11 com a corrente eficaz esperada.

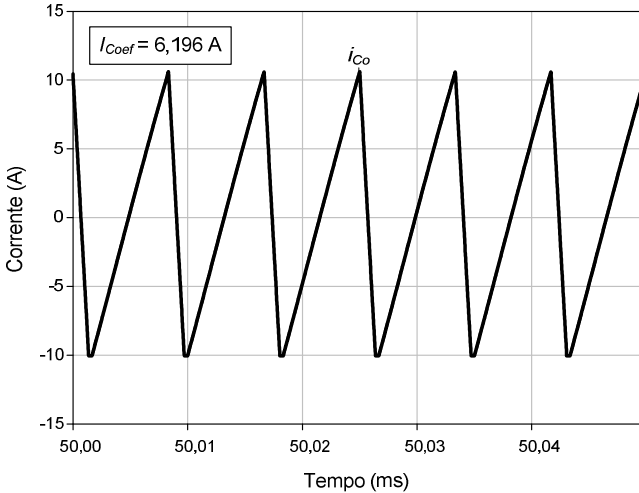


Figura 6.11 - Corrente no capacitor de saída simulada.

As formas de onda da tensão num interruptor do grupo inferior e num interruptor do grupo superior podem ser verificadas na Figura 6.12 com a tensão máxima sendo a tensão de grampeamento escolhida como o esperado.

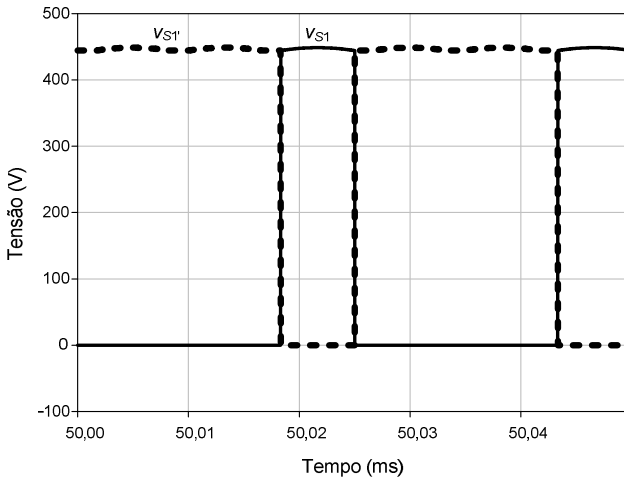


Figura 6.12 - Tensões num interruptor do grupo inferior (S_1) e num interruptor do grupo superior (S_1') simuladas.

As tensões reversas num diodo do grupo superior e num diodo do grupo inferior podem ser verificadas na Figura 6.13 com os esforços de tensão esperados.

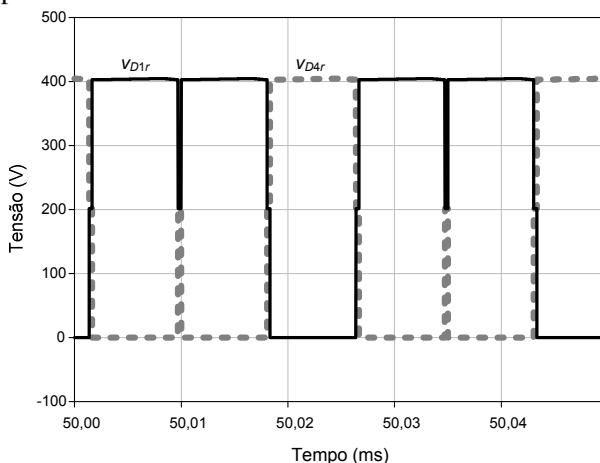


Figura 6.13 - Tensões reversas num diodo do grupo superior (D_1) e num diodo do grupo inferior (D_4) simuladas.

As correntes num diodo do grupo superior e num diodo do grupo inferior podem ser verificadas na Figura 6.14 com os esforços de corrente esperados.

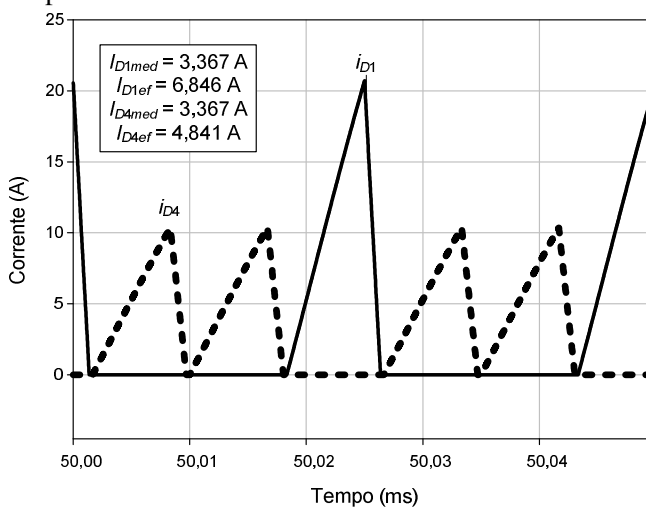


Figura 6.14 - Correntes num diodo do grupo superior (D_1) e num diodo do grupo inferior (D_4) simuladas.

6.11.2 Simulações com Grampeamento Ativo e Comutação ZVS

Após apresentadas as simulações para a verificação do funcionamento do conversor apenas com grampeamento ativo, outro *software* de simulação numérica foi utilizado para confirmar a obtenção de comutação suave do tipo ZVS. Nessa simulação foram utilizados os modelos dos semicondutores do circuito fornecidos pelos fabricantes.

Sendo o objetivo dessa simulação observar apenas grandezas relacionadas com a comutação dos interruptores, utilizou-se o circuito simplificado não isolado referido ao lado primário do transformador. A Figura 6.15 mostra o circuito simulado.

A corrente no interruptor e a corrente no capacitor externo foram multiplicadas por um fator 40 para facilitar a visualização ao lado da tensão em todas as simulações apresentadas a seguir. A corrente do interruptor apresentada inclui a corrente do diodo intrínseco (parte negativa) também em todos os casos.

O detalhe da entrada em condução do interruptor S_1 pode ser observado na Figura 6.16 e o detalhe do bloqueio do interruptor S_1 é mostrado na Figura 6.17. Em ambos os casos o produto tensão por corrente no interruptor durante a comutação é muito reduzido, indicando perdas muito baixas.

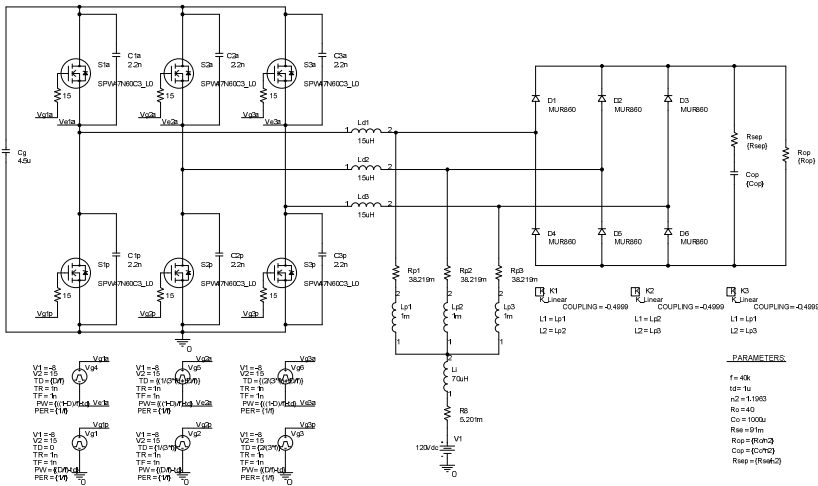


Figura 6.15 - Circuito simulado para verificação da comutação suave.

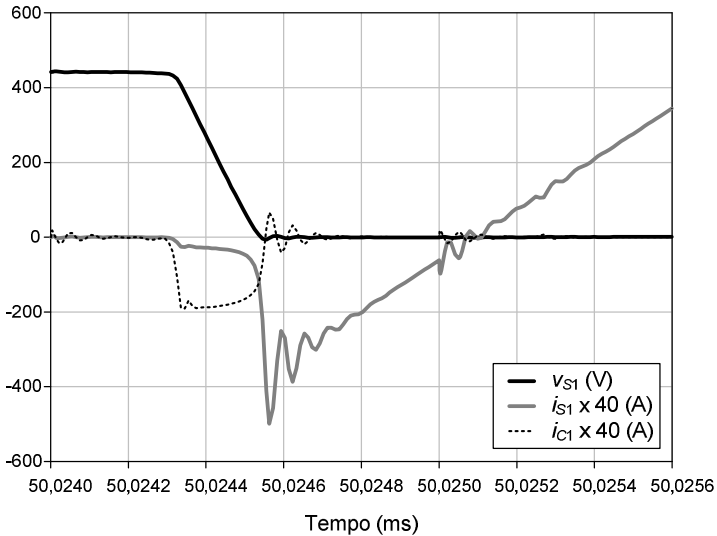


Figura 6.16 - Detalhe da entrada em condução de S_1 .

Logo após S_1' ter sido bloqueado e o capacitor C_1 ter se descarregado completamente durante o tempo morto, o diodo intrínseco de S_1 entra em condução e o interruptor é comandado a conduzir sob tensão nula (Figura 6.16). Durante o bloqueio, a tensão no interruptor sobe lentamente e quase toda a corrente é desviada para o capacitor externo C_1 durante a carga do mesmo, resultando em perdas desprezíveis (Figura 6.17).

Para o interruptor complementar S_1' , o detalhe da entrada em condução pode ser observado na Figura 6.18 e o detalhe do bloqueio é mostrado na Figura 6.19. Mais uma vez, em ambos os casos o produto tensão por corrente no interruptor durante a comutação é muito reduzido, o que resulta em perdas muito baixas. A descarga e a carga do capacitor C_1' ocorrem de maneira semelhante ao que foi descrito para C_1 .

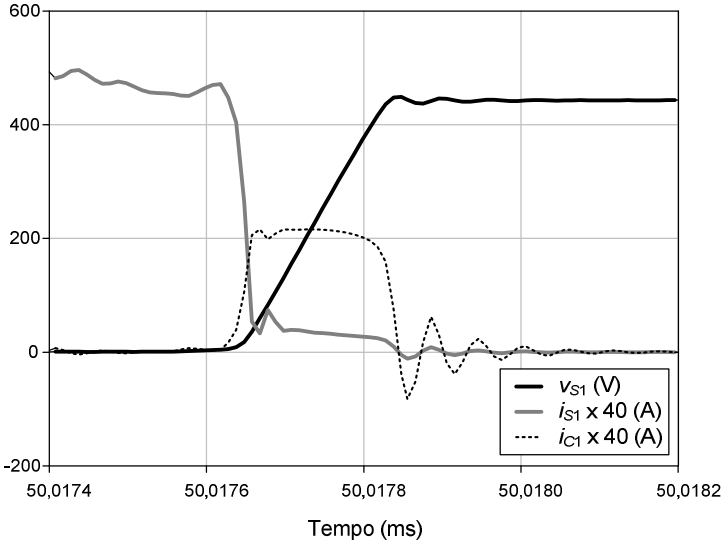


Figura 6.17 - Detalhe do bloqueio de S_1 .

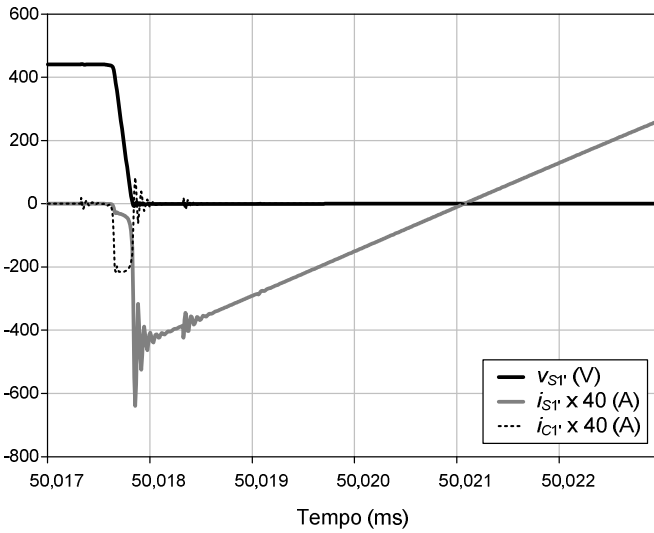


Figura 6.18 – Detalhe da entrada em condução de S_1' .

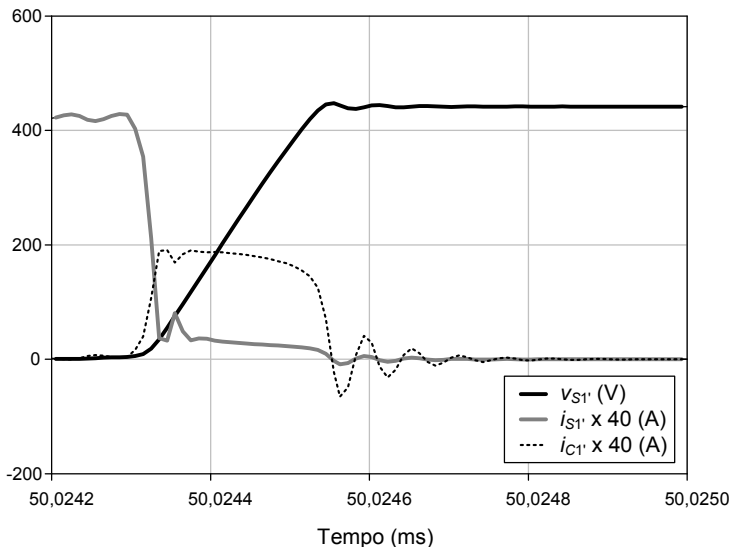


Figura 6.19 – Detalhe do bloqueio de S_1' .

6.12 CONCLUSÃO

Foram apresentados o equacionamento referente ao dimensionamento do conversor, um exemplo numérico de projeto com as especificações para a construção de um protótipo e as simulações de verificação dos resultados do projeto para o conversor com grameamento ativo.

As simulações realizadas do projeto apresentado no exemplo numérico resultaram em valores muito próximos aos calculados no que diz respeito ao ganho estático, à ondulação de corrente na entrada e aos esforços nos componentes do circuito.

Além disso, os parâmetros de comutação utilizados, o tempo morto, a indutância L_d e os capacitores externos em paralelo com os interruptores, mostraram-se adequados quando simulados juntamente com o modelo do fabricante do MOSFET obtendo comutação suave como o esperado.

CAPÍTULO 7 - IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO

7.1 INTRODUÇÃO

Com o intuito de verificar o funcionamento do conversor em laboratório e validar a análise apresentada, um protótipo foi implementado utilizando as especificações e parâmetros calculados no exemplo numérico do capítulo 6 no item 6.10.

Neste capítulo serão apresentados o circuito implementado, a forma como foram gerados os sinais de comando dos interruptores e os resultados experimentais para o conversor *Push-Pull* ZVS-PWM CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo.

7.2 CIRCUITO IMPLEMENTADO E APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

A seguir serão apresentados os detalhes da implementação prática do conversor *Push-Pull* ZVS-PWM CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo.

7.2.1 Circuito Implementado

A Figura 7.1 e a Figura 7.2 apresentam os diagramas esquemáticos dos circuitos utilizados na implementação da placa de potência e da placa de geração dos sinais respectivamente. As listas de componentes dos circuitos implementados na placa de potência e na placa de geração dos sinais estão no Apêndice C.

Três pequenos indutores foram adicionados externamente em cada fase do transformador para obter a indutância L_d total de 15 μH .

No lado primário do transformador, seis MOSFETs CoolMOS SPW47N60C3 foram utilizados por apresentarem baixos tempos de comutação e baixa resistência de condução. Os sinais de gatilho foram gerados por três microcontroladores PIC18F1330 e a conexão com os interruptores é feita utilizando três *drivers* SKHI 20opA da Semikron, um para cada braço.

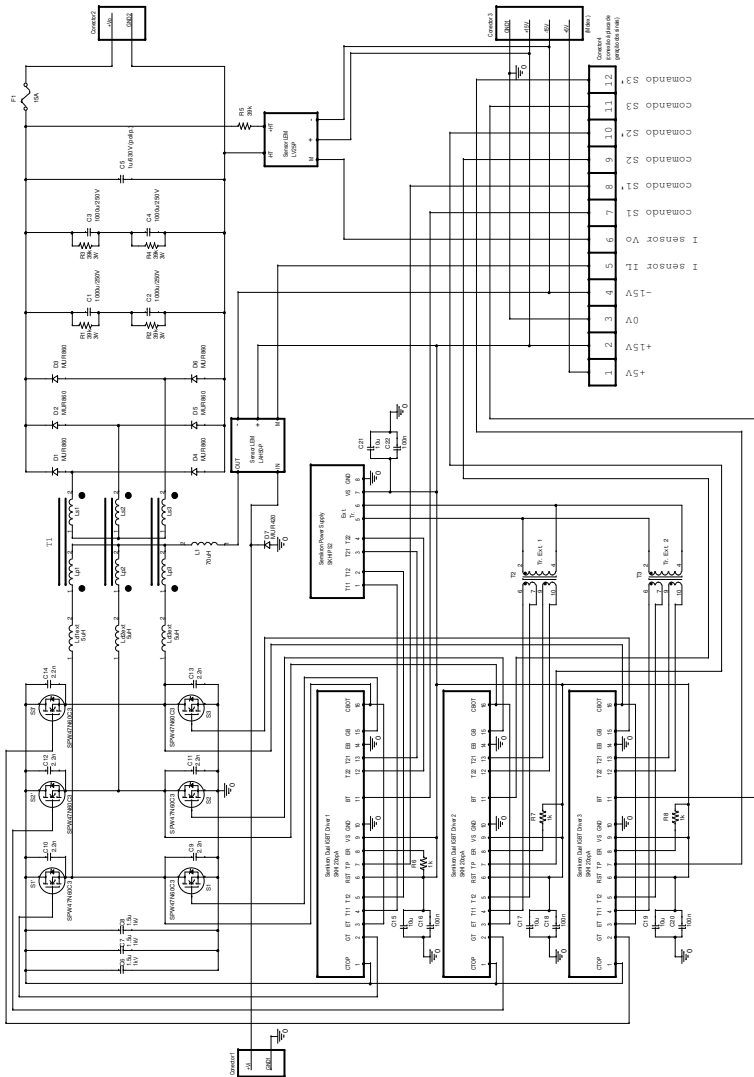


Figura 7.1 – Diagrama esquemático da placa de potência.

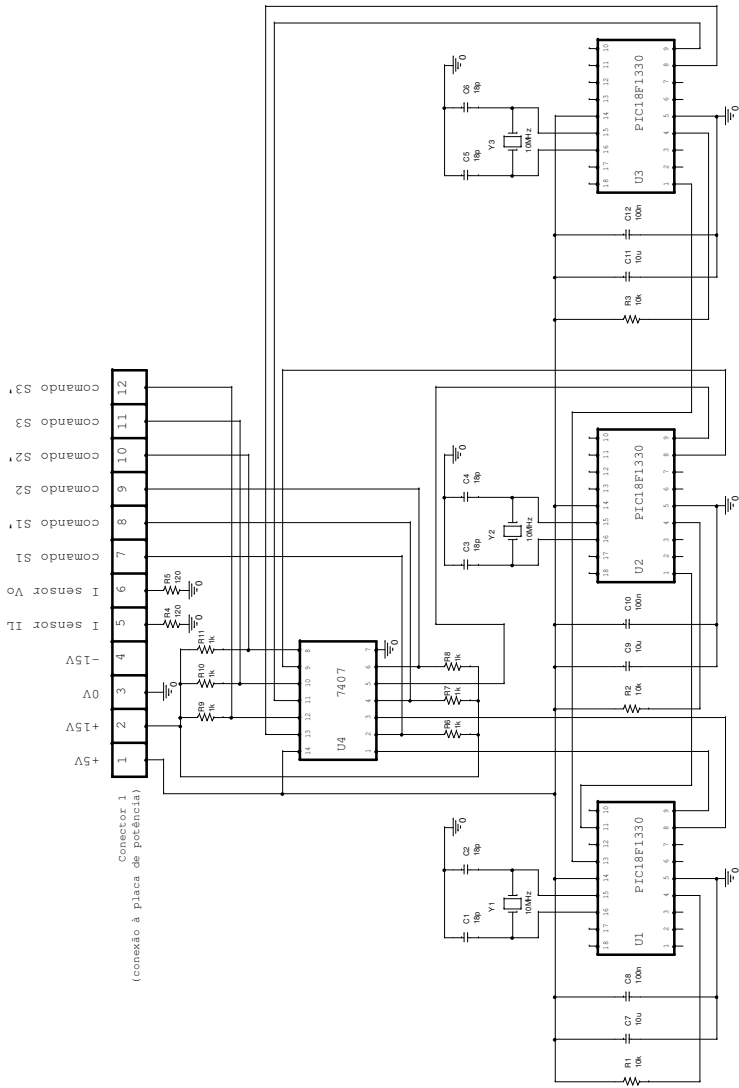


Figura 7.2 - Diagrama esquemático da placa de geração dos sinais.

O tempo morto com a duração de $1\ \mu\text{s}$ entre sinais de gatilho de interruptores do mesmo braço foi introduzido pelos *drivers* (menor valor que o *driver* permite utilizar).

Um diodo de proteção foi adicionado na entrada para evitar sobretensão causada pelo indutor caso a fonte seja desconectada.

A placa de potência inclui sensores isolados da corrente do indutor e da tensão de saída do conversor permitindo incluir um sistema de controle ao protótipo caso fosse desejado.

7.2.2 Geração dos Sinais de Comando

Assim como realizado anteriormente na implementação do conversor com grampeamento passivo descrita no capítulo 4, os sinais de comando dos interruptores também foram gerados digitalmente através de um circuito utilizando três microcontroladores PIC18F1330 da *Microchip Technology Inc.* Os programas utilizados para geração dos sinais em cada microcontrolador são muito semelhantes aos utilizados no conversor com grampeamento passivo e estão apresentados no Apêndice D.

Na geração dos sinais para o conversor com grampeamento ativo deste capítulo, o PIC1 gera o sinal de comando do interruptor S_1 , envia as informações para defasagem do sinal em 120° e 240° para o PIC2 e PIC3 respectivamente e também gera o sinal para o comando do interruptor S_1' através do acionamento da saída PWM em modo complementar.

Os microcontroladores PIC2 e PIC3 também têm as saídas PWM acionadas em modo complementar, assim o PIC2 gera os sinais de comando de S_2 e S_2' e o PIC3 gera os sinais de comando de S_3 e S_3' . O PIC2 apenas inicia cada período de suas saídas PWM após receber a informação de 120° enviada pelo PIC1. O PIC3, por sua vez, apenas inicia cada período de suas saídas PWM após receber a informação de 240° enviada pelo PIC1. Dessa maneira asseguram-se a defasagem de um terço de período e o sincronismo entre comandos.

A forma de geração dos sinais de comando descrita pode ser mais bem entendida através da Figura 7.3. Após a geração desses sinais de comando, o tempo morto com a duração de $1\ \mu\text{s}$ entre sinais de gatilho de interruptores do mesmo braço é introduzido pelos *drivers*.

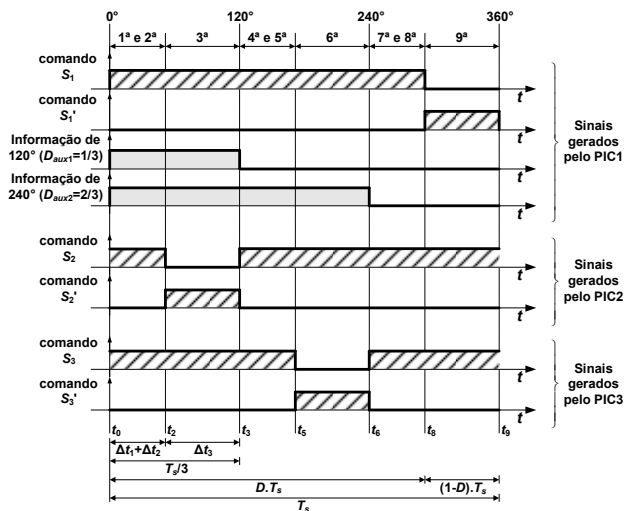


Figura 7.3 – Sinais gerados por cada um dos microcontroladores.

7.2.3 Fotos do Protótipo

A concepção mecânica final do protótipo pode ser visualizada na Figura 7.4 e na Figura 7.5.

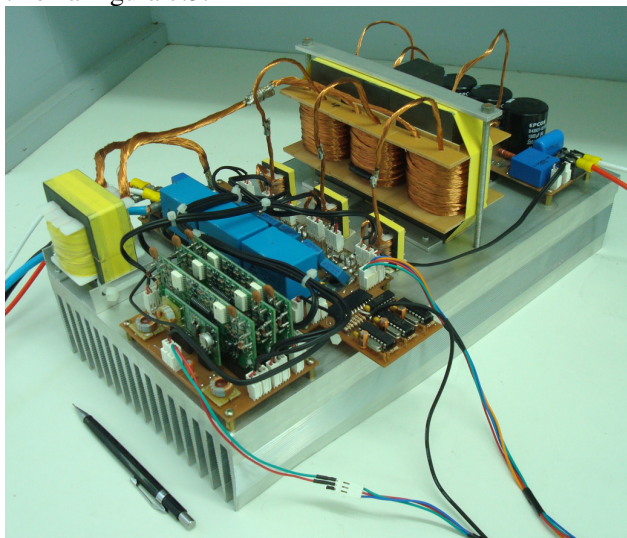


Figura 7.4 – Foto 1 – Visão geral do protótipo.

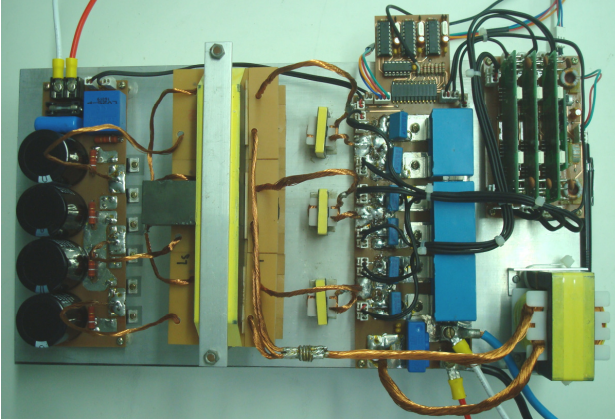


Figura 7.5 – Foto 2 – Vista superior do protótipo.

7.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As formas de onda relevantes foram adquiridas com o conversor operando na potência nominal de 4 kW. A Figura 7.6 mostra a tensão e a corrente de entrada. A tensão de entrada é de 120 V e a corrente de entrada apresenta ondulação muito baixa como especificado no exemplo de projeto. A tensão de saída e a corrente de saída apresentadas na Figura 7.7 também estão nos valores nominais de 400 V e 10 A respectivamente.

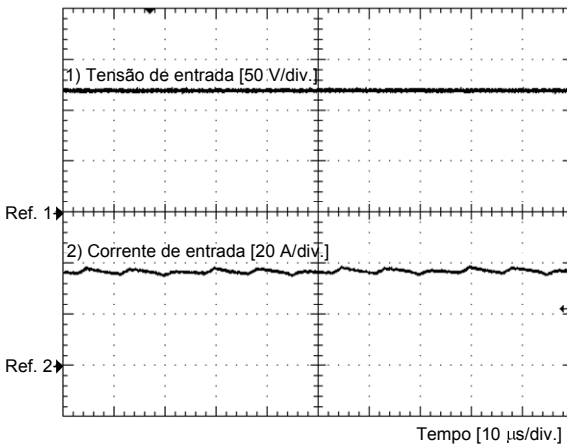


Figura 7.6 – Tensão e corrente de entrada.

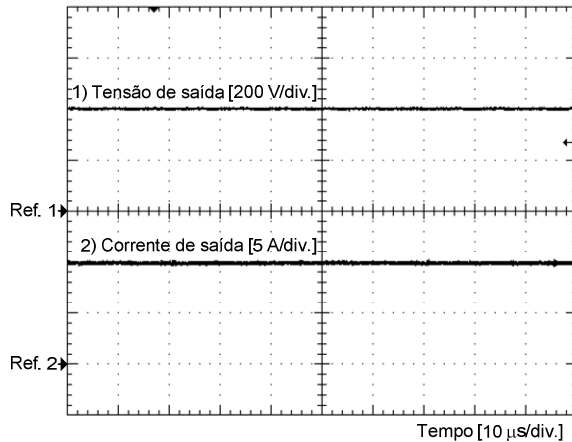


Figura 7.7 – Tensão e corrente de saída.

As formas de onda da tensão e da corrente em uma bobina primária (L_{p1}) e em uma bobina secundária (L_{s1}) estão apresentadas na Figura 7.8 e na Figura 7.9 respectivamente. Em ambas as bobinas a tensão média é nula como esperado. A corrente média é nula apenas para as bobinas secundárias L_{s1} , L_{s2} e L_{s3} . No lado primário do transformador há componente CC nas correntes das bobinas L_{p1} , L_{p2} e L_{p3} igual a um terço da corrente de entrada.

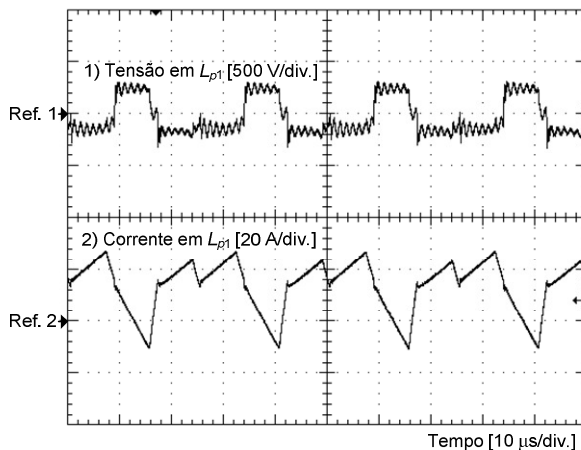


Figura 7.8 – Tensão e corrente na bobina primária L_{p1} .

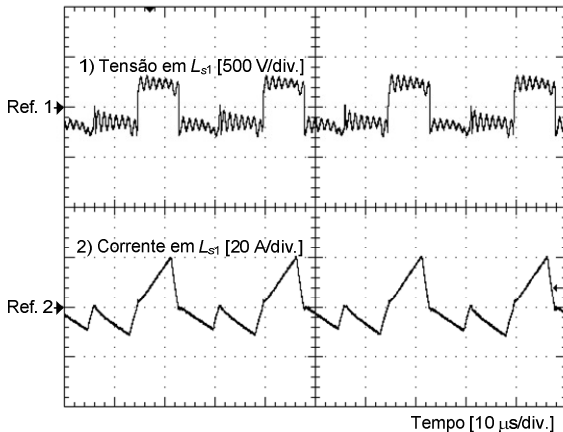


Figura 7.9 – Tensão e corrente na bobina secundária L_{s1} .

No lado primário, as formas de onda da tensão sobre os MOSFETs são muito parecidas com a análise teórica. Essas formas de onda podem ser vistas na Figura 7.10 e na Figura 7.11 para interruptores complementares do mesmo braço. Além das tensões, a corrente na bobina primária L_{p1} é também apresentada em ambas as figuras. O grampeamento ativo e a comutação suave contribuem para formas de onda sem sobretensão e com inclinações suaves durante a comutação. A tensão é grampeada em 450 V para ambos os interruptores como projetado.

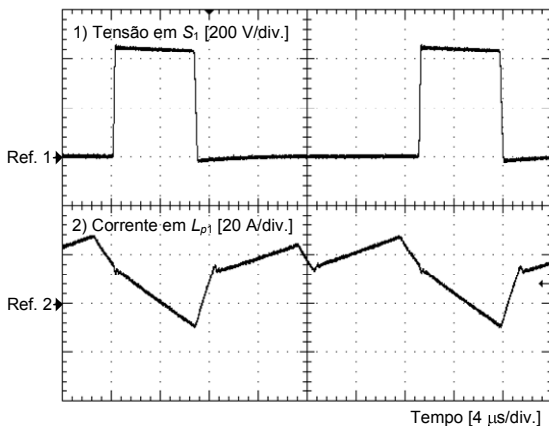


Figura 7.10 – Tensão no interruptor S_1 e corrente na bobina primária L_{p1} .

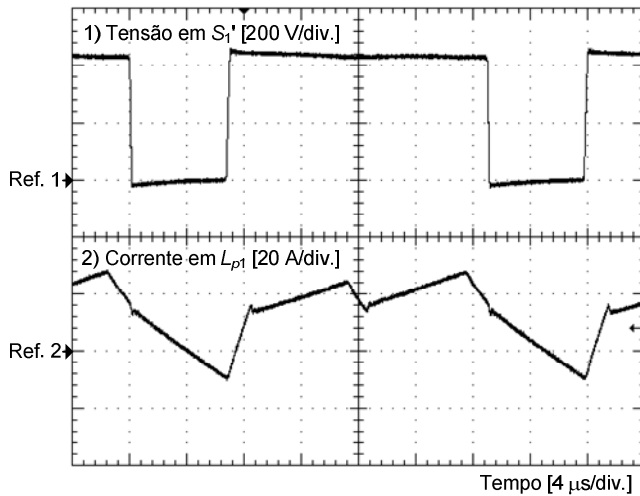


Figura 7.11 – Tensão no interruptor S_1' e corrente na bobina primária L_{p1} .

No lado secundário, as tensões e correntes nos diodos são também como o esperado pelo projeto. A Figura 7.12 e a Figura 7.13 mostram a tensão sobre D_1 e D_4 respectivamente bem como a corrente na bobina secundária L_{s1} . Essas tensões são grampeadas naturalmente na tensão de saída de 400 V.

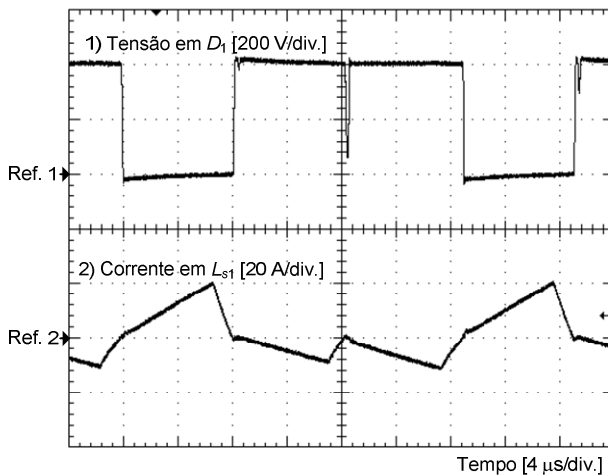


Figura 7.12 – Tensão no diodo D_1 e corrente na bobina secundária L_{s1} .

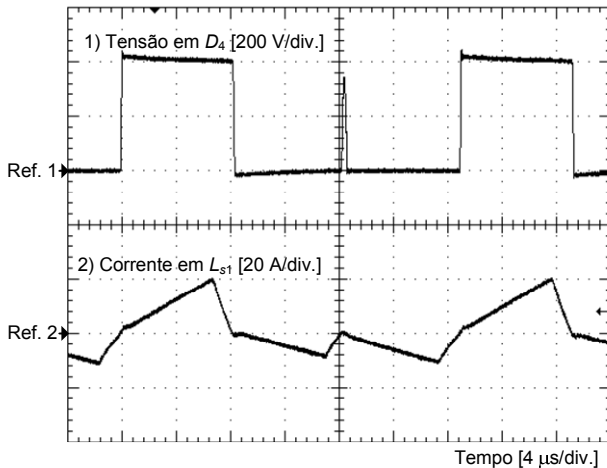


Figura 7.13 – Tensão no diodo D_4 e corrente na bobina secundária L_{s1} .

Finalmente, o rendimento obtido com o protótipo foi medido para diferentes condições de carga e está apresentado na Figura 7.14. O valor máximo de rendimento ocorreu para 50% de carga, quando foi atingido um rendimento de 95,3%. À medida que a potência aumenta, as perdas ôhmicas provocam a queda do rendimento novamente. Em potência nominal o rendimento obtido foi em torno de 93,2%.

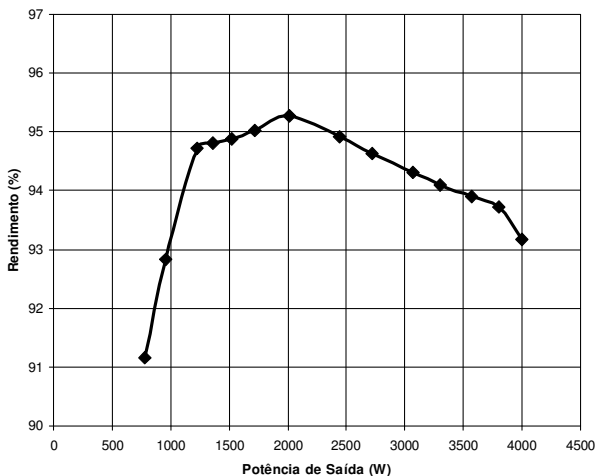


Figura 7.14 – Rendimento do conversor em função da potência de saída para $D=0,733$.

Após terminados os ensaios com grameamento ativo, foi realizada uma alteração no protótipo para comparar o rendimento com a versão com grameamento passivo. Para o levantamento da curva de rendimento com grameamento passivo, os interruptores S_1' , S_2' e S_3' foram substituídos por diodos e foi adicionado um resistor de grameamento para dissipação de energia associada à indutância de dispersão, mantendo a tensão sobre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 abaixo do limite estabelecido pelo fabricante, como no circuito implementado apresentado anteriormente no capítulo 4. Os capacitores externos de comutação em paralelo com os interruptores foram removidos e todos os outros parâmetros do circuito foram mantidos para comparação.

A comparação dos rendimentos está apresentada na Figura 7.15. Para a potência nominal, o rendimento medido com grameamento passivo foi de apenas 77,1%. As perdas associadas ao circuito grameador passivo e à comutação são muito elevadas.

As curvas de rendimento obtidas em laboratório mostram que há uma redução significativa das perdas com a utilização de grameamento ativo e a obtenção de comutação suave, resultando em um rendimento muito maior quando comparado com o circuito com grameamento passivo.

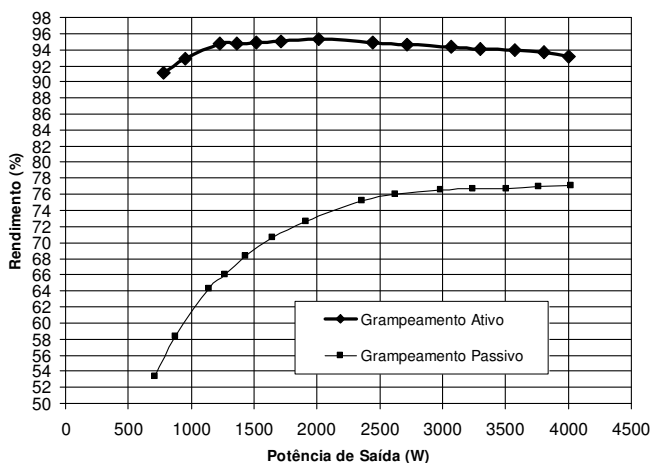


Figura 7.15 – Rendimento do conversor com grameamento ativo e com grameamento passivo em função da potência de saída para $D=0,733$.

7.4 CONCLUSÃO

Foram apresentados o circuito implementado, fotos do protótipo construído, a forma como foram gerados os sinais de comando e os resultados experimentais para o conversor operando com $D=0,733$.

Um protótipo foi construído com base nos parâmetros calculados anteriormente no exemplo numérico de projeto. Esse protótipo foi capaz de operar com grampeamento ativo e comutação suave (ZVS) dos MOSFETs. As formas de onda adquiridas validam a análise teórica e o rendimento medido para potência nominal foi de 93,2% permanecendo acima de 94% na maior parte da faixa de carga.

Sendo um protótipo de laboratório de uma topologia isolada construído para testar conceito, o rendimento obtido por este conversor já pode ser considerado muito alto.

O conversor proposto poderia ser utilizado como um estágio de processamento de energia de muitas fontes renováveis. Além disso, geração distribuída e fontes ininterruptas de energia também são exemplos de possíveis aplicações.

CONCLUSÃO GERAL

Com o objetivo de oferecer uma solução que permita a conversão CC-CC com melhor distribuição de perdas nos semicondutores, com redução de filtros e isolamento em alta frequência, o conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente foi apresentado, bem como a sua versão com grampeamento ativo e comutação suave ZVS.

O primeiro conversor proposto com grampeamento passivo foi analisado teoricamente em detalhes resultando na característica de saída completa do conversor. Além disso, o dimensionamento de cada elemento do circuito foi discutido e equações foram encontradas para orientar o projeto. Com o objetivo de validar a análise, um exemplo numérico de projeto foi apresentado permitindo a simulação com os parâmetros calculados e posteriormente a construção de um protótipo.

A característica de saída do conversor revelou que com razões cíclicas de $1/3$ ou $2/3$ o conversor não entra em condução descontínua mesmo com baixas correntes. Nesses casos a ondulação de corrente na entrada é teoricamente nula.

Durante a fase de dimensionamento, a equação obtida para corrente eficaz no capacitor revela que com razões cíclicas de $1/3$ ou $2/3$ a corrente no capacitor de saída também é teoricamente nula.

O conversor proposto mostra potencial para operação em malha aberta como estágio isolador em alta frequência livre de ondulação. O controle e regulação da tensão poderiam ser feitos com outro conversor simples e não-isolado.

Os ensaios realizados exploraram a razão cíclica de $2/3$ e não a de $1/3$ por questões de segurança, pois qualquer imprecisão no comando poderia fazer o conversor entrar na região proibida R1.

O estudo do conversor *Push-Pull* CC-CC trifásico alimentado em corrente foi necessário como passo inicial para a concepção da topologia com grampeamento ativo e comutação ZVS.

O segundo conversor proposto, o conversor *Push-Pull* ZVS-PWM CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo também foi analisado em detalhes para a região R3, resultando na característica de saída para essa região. Para essas condições foram apresentadas as equações para dimensionamento dos elementos do circuito, um exemplo numérico de projeto e os resultados experimentais obtidos com um segundo protótipo testado em laboratório.

A característica de saída do conversor com grampeamento ativo revela que o ganho estático nesse conversor não depende apenas da razão cíclica, mas também da corrente de saída. O aumento da corrente

de saída é proporcional à queda de tensão na indutância L_d que causa queda na tensão de saída.

A equação obtida para o cálculo da indutância na região R3 é idêntica à equação para o conversor com grampeamento passivo nessa região e mostra que com razão cíclica de $2/3$ a indutância requerida é zero, indicando ondulação da corrente de entrada teórica nula nessa situação.

Com uma combinação adequada de parâmetros foi possível obter comutação suave nos interruptores do conversor, aumentando o rendimento e trazendo vantagens como formas de onda experimentais muito semelhantes às teóricas e possibilidade do aumento da frequência de comutação. O conversor apresentou rendimento superior a 94% na maior parte da faixa de carga (aproximadamente entre 1200 W e 3500 W).

Tanto as simulações quanto os resultados experimentais apresentados mostram que a análise realizada é válida e que os conversores funcionam como o esperado. Esses conversores pode ser aplicados a qualquer fonte de baixa tensão que necessite elevação e isolamento em alta frequência. Os filtros, imprescindíveis em aplicações como em CaCs, painéis fotovoltaicos, ou baterias, podem ser consideravelmente reduzidos com o uso dos conversores propostos.

O trabalho desenvolvido até aqui pode ter como continuidade a modelagem e o controle dos conversores propostos e também a interligação dos conversores a fontes renováveis na entrada ou inversores na saída.

REFERÊNCIAS

- [1] PRASAD, 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 INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING (Oct. 1988: Pittsburgh, PA, USA). *Proceedings*. Pittsburgh, 1988. v. 1, p. 813-820.
- [2] 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 (Mar. 1990: Los Angeles, CA, USA). *Proceedings*. Los Angeles, 1990. p. 312-320.
- [3] 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. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27 (Jan./Feb.), p. 63-73, 1991.
- [4] SEGARAN, D.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P. Comparative Analysis of Single and Three-Phase Dual Active Bridge Bidirectional DC-DC Converters. In: AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE (Dec. 2008: Sydney, NSW, Australia). *Proceedings*. Sydney, 2008. p. 1-6.
- [5] PRASAD A. R.; ZIOGAS P. D.; MANIAS S. A Three-Phase Resonant PWM DC-DC Converter. In: 22ND IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (Jun. 1991: Cambridge, MA, USA). *Proceedings*. Cambridge, 1991. p. 463-473.
- [6] BHAT, A. K. S.; ZHENG, L. Analysis and Design of a Three-Phase LCC-Type Resonant Converter. In: 27TH IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (Jun. 1996: Baveno, Italy). *Proceedings*. Baveno, 1996. v. 1, p. 252-258.

- [7] JACOBS, J.; AVERBERG A.; DE DONCKER, R. A Novel Three-Phase DC/DC Converter for High-Power Applications. In: 35TH IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (Jun. 2004: Aachen, Germany). *Proceedings*. Aachen, 2004. v. 3, p. 1861-1867.
- [8] OLIVEIRA, D. S.; BARBI, I. A Three-Phase ZVS PWM DC/DC Converter With Asymmetrical Duty Cycle for High Power Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 2, p. 370-377, Mar. 2005.
- [9] OLIVEIRA, D. S.; BARBI, I. A Three-Phase ZVS PWM DC/DC Converter With Asymmetrical Duty Cycle Associated With a Three-Phase Version of the Hybridge Rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 2, p. 354-360, Mar. 2005.
- [10] 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 (Jun. 2005: Dubrovnik, Croatia). *Proceedings*. Dubrovnik, 2005. v. 2, p. 571-576.
- [11] OLIVEIRA, S. V. G.; BARBI, I. An Average Current-Mode Controlled Three-Phase Step-Up DC-DC Converter With a Three-Phase High Frequency Transformer. In: 36TH IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (Jun. 2005: Recife, PE, Brazil). *Proceedings*. Recife, 2005. p. 2623-2629.
- [12] OLIVEIRA, S. V. G. *Conversor CC-CC Elevador Trifásico com Isolamento em Alta Frequência*. Florianópolis, 2006. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [13] CHA, H.; CHOI, J.; ENJETI, P. N. A Three-Phase Current-Fed DC/DC Converter With Active Clamp for Low-DC Renewable Energy Sources. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 06, p. 2784-2793, Nov. 2008.

- [14] CHA, H.; CHOI, J.; HAN, B. A New Three-Phase Interleaved Isolated Boost Converter With Active Clamp for Fuel Cells. In: 39TH IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (Jun. 2008: Rhodes, Greece). *Proceedings*. Rhodes, 2008. p. 1271-1276.
- [15] CHA, H.; CHOI, J.; KIM, W.; BLASKO, V. A New Bi-directional Three-phase Interleaved Isolated Converter with Active Clamp. In: 24TH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 2009. (Feb. 2009: Washington, DC, USA). *Proceedings*. Washington, 2009. p. 1766-1772.
- [16] LIU, D.; LI, H. A Three-Port Three-Phase DC-DC Converter for Hybrid Low Voltage Fuel Cell and Ultracapacitor. In: 32ND ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS (Nov. 2006: Paris, France). *Proceedings*. Paris, 2006. p. 2558-2563.
- [17] MOON, S. R.; LAI, J. S. Multiphase Isolated DC-DC Converters for Low-Voltage High-Power Fuel Cell Applications. In: 22ND ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE (Feb./Mar. 2007: Anaheim, CA, USA). *Proceedings*. Anaheim, 2007. p. 1010-1016.
- [18] FRANCESCHINI, G.; LORENZANI, E.; CAVATORTA, M.; BELLINI, A. 3Boost: A High-Power Three-Phase Step-Up Full-Bridge Converter for Automotive Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 1, p. 173-183, Jan. 2008.
- [19] TANG, L.; SU, G. Experimental Investigation of a Soft-Switching Three-Phase, Three-Voltage Bus DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicle Applications. In: 39TH IEEE ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (Jun. 2008: Rhodes, Greece). *Proceedings*. Rhodes, 2008. p. 585-591.
- [20] REDL, R.; SOKAL, N. Push-Pull Current-Fed Multiple Output DC-DC Power Converter With Only One Inductor and With 0 to

100% Switch Duty Ratio. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (Jun. 1980: Atlanta, GA, USA). *Proceedings*. Atlanta, 1980.

- [21] ANDERSEN, R. L.; BARBI, I. A Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 2, p. 358-368, Feb. 2009.
- [22] DUARTE, C. M. C.; BARBI, I. An Improved Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 1, p. 1-7, Jan. 2002.
- [23] NOME, F. J.; BARBI, I. A ZVS Clamping Mode-Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (Jul. 1998: Pretoria, South Africa). *Proceedings*. Pretoria, 1998. v. 2, p. 617-621.
- [24] MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados*. Florianópolis-SC: Edição dos Autores, 2000.
- [25] BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Florianópolis, SC: Edição do Autor, 2001.
- [26] BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. *O Transistor IGBT Aplicado Em Eletrônica de Potência*. Porto Alegre, RS: Sagra Luzzatto, 1997.
- [27] BARBI, I.; DE SOUZA, F. P. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*. Florianópolis-SC: Edição dos Autores, 1999.

**APENDICE A – LISTAS DE COMPONENTES DO CONVERSOR
PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE**

Lista de Componentes – Placa de potência			
Componente	Identificação	Valor	Discriminação
Capacitores	C1	1500 μ F/450 V	Capacitor de saída 1
	C2	1500 μ F/450 V	Capacitor de saída 2
	C3	1 μ F/630 V	Capacitor de saída 3 (alta freq.)
	C4	1 μ F/1000 V	Capacitor do grampeador
	C5	2.2 μ F/25 V	Capacitor para tensão negativa 1
	C6	2.2 μ F/25 V	Capacitor para tensão negativa 2
	C7	2.2 μ F/25 V	Capacitor para tensão negativa 3
	C8	100 nF	Filtro de alimentação de U1
	C9	10 μ F	Filtro de alimentação de U1
	C10	100 nF	Filtro de alimentação de U2
	C11	10 μ F	Filtro de alimentação de U2
Circuito Integrado	U1	IR4427	Driver IGBT (dois independentes)
	U2	IR4427	Driver IGBT (dois independentes)
Conectores	Conector 1		Entrada (V_i)
	Conector 2		Saída (V_o)
	Conector 3		Alimentação do comando
	Conector 4		Para placa de controle
Diodos	D1	MUR860	Diodo do retificador de saída 1
	D2	MUR860	Diodo do retificador de saída 2
	D3	MUR860	Diodo do retificador de saída 3
	D4	MUR860	Diodo do retificador de saída 4
	D5	MUR860	Diodo do retificador de saída 5
	D6	MUR860	Diodo do retificador de saída 6
	D7	MUR4100	Diodo do grampeador 1
	D8	MUR4100	Diodo do grampeador 2
	D9	MUR4100	Diodo do grampeador 3
	D10	MUR4100	Diodo do enrolamento auxiliar
	D11	1N4148	Diodo para bloqueio rápido 1
	D12	1N4148	Diodo para bloqueio rápido 2
	D13	1N4148	Diodo para bloqueio rápido 3
	D14	3,3 V- 1/2 W	Diodo para tensão negativa 1
	D15	3,3 V- 1/2 W	Diodo para tensão negativa 2
	D16	3,3 V- 1/2 W	Diodo para tensão negativa 3
	D17	18 V- 1/2 W	Diodo de proteção de gatilho 1
	D18	18 V- 1/2 W	Diodo de proteção de gatilho 2
	D19	18 V- 1/2 W	Diodo de proteção de gatilho 3
	D20	MUR420	Diodo de proteção de abertura
Fusível	F1	15 A	Fusível de saída
Indutor	L1	108 μ H	Indutor de Entrada
Resistores	R1	39 k Ω	Resistor do sensor de tensão
	R2	15 Ω	Resistor de gatilho 1
	R3	15 Ω	Resistor de gatilho 2
	R4	15 Ω	Resistor de gatilho 3
	R5	10 k Ω	Resistor gate-emissor 1

Lista de Componentes – Placa de potência			
Componente	Identificação	Valor	Discriminação
	R6	10 k Ω	Resistor gate-emissor 2
	R7	10 k Ω	Resistor gate-emissor 3
	R8	4,7 k Ω - 50 W	Resistor do grameador 1
	R9	4,7 k Ω - 50 W	Resistor do grameador 2
	R10	4,7 k Ω - 50 W	Resistor do grameador 3
	R11	4,7 k Ω - 50 W	Resistor do grameador 4
Sensor de Corrente	Sensor LEM LAH50-P	LAH50-P	Sensor de corrente LEM
Sensor de Tensão	Sensor LEM LV25-P	LV25-P	Sensor de tensão LEM
Transformador	L _p n/L _s n	N ₂ /N ₁ =12/18	Transformador trifásico de ferrite
Transistor	Z1	IRG4PF50W	Transistor IGBT (S ₁)
	Z2	IRG4PF50W	Transistor IGBT (S ₂)
	Z3	IRG4PF50W	Transistor IGBT (S ₃)
Capacitores	C1	18 pF	Capacitor do oscilador de U1
	C2	18 pF	Capacitor do oscilador de U1
	C3	18 pF	Capacitor do oscilador de U2
	C4	18 pF	Capacitor do oscilador de U2
	C5	18 pF	Capacitor do oscilador de U3
	C6	18 pF	Capacitor do oscilador de U3
	C7	10 μ F	Filtro de alimentação de U1
	C8	100 nF	Filtro de alimentação de U1
	C9	10 μ F	Filtro de alimentação de U2
	C10	100 nF	Filtro de alimentação de U2
	C11	10 μ F	Filtro de alimentação de U3
	C12	100 nF	Filtro de alimentação de U3
	C13	10 pF	Filtro do A/D de U1
	C14	10 pF	Filtro do A/D de U2
	C15	10 pF	Filtro do A/D de U3
Circuitos Integrados	U1	PIC18F1330	Microcontrolador 1
	U2	PIC18F1330	Microcontrolador 2
	U3	PIC18F1330	Microcontrolador 3
Conectores	Conector 1		Para placa de potência
Cristais Osciladores	Y1	10 MHz	Cristal oscilador de U1
	Y2	10 MHz	Cristal oscilador de U2
	Y3	10 MHz	Cristal oscilador de U3
Diodos	D1	5,6 V	Diodo de proteção do A/D de U1
	D2	5,6 V	Diodo de proteção do A/D de U2
	D3	5,6 V	Diodo de proteção do A/D de U3
Resistores	R1	10 k Ω	Resistor de <i>master clear</i> de U1
	R2	10 k Ω	Resistor de <i>master clear</i> de U2
	R3	10 k Ω	Resistor de <i>master clear</i> de U3
	R4	1 k Ω	Potenciômetro do A/D
	R5	120	Resistor de saída do sensor de I _L
	R6	120	Resistor de saída do sensor de V _o

APÊNDICE B – PROGRAMAS UTILIZADOS NA GERAÇÃO DOS SINAIS NO CONVERSOR PUSH-PULL CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE

1) Programa em Assembly Utilizado no Microcontrolador PIC18F1330 Principal

```
:PROGRAMA PARA SETAR O PWM1 COM RAZÃO CÍCLICA DE D=0.8 E ENVIAR A
INFORMACAO
:DOS 120 GRAUS E 240 GRAUS PARA OS OUTROS DOIS PIC18F1330 COM O PWM3 E
PWM5
```

```
:VERSAO2 - DESCONTA ATRASOS DOS OUTROS PICS NOS SINAIS ENVIADOS
```

```
*****
;
```

```
#INCLUDE <P18F1330.INC> ;ARQUIVO PADRAO PARA MICROCHIP 18F1330
```

```
CONFIG OSC=HSPLL, IESO=OFF, PWRT=OFF, BOR=OFF, WDT=OFF
CONFIG HPOL=HIGH, LPOL=HIGH, PWMPIN=OFF, MCLRE=ON, STVREN=OFF
CONFIG DEBUG=OFF, CP1=OFF, CPB=OFF, CPD=OFF, WRT0=OFF, WRT1=OFF,
WRTD=OFF
CONFIG EBTR0=OFF, EBTR1=OFF, EBTRB=OFF
```

```
*****
;
```

```
CBLOCK 0x00 ;ENDERECO INICIAL DA MEMORIA DO USUARIO
```

```
W_TEMP ;VARIAVEIS
STATUS_TEMP
BSR_TEMP
```

```
ENDC
```

```
*****
;
```

```
ORG 0x00 ;ENDERECO INICIAL DE PROCESSAMENTO
GOTO INICIO ;DESVIA PARA O INICIO DO PROGRAMA
```

```
*****
;
```

```
ORG 0x08 ;ENDERECO DO VETOR DE INTERRUPCAO
;(ALTA PRIORIDADE)
GOTO TRATA_INT ;DESVIA PARA O TRATADOR DE INTERRUPCAO
```

```
*****
;
```

TRATA_INT

```

MOVWF W_TEMP
MOVFF STATUS,STATUS_TEMP
MOVFF BSR,BSR_TEMP ;SALVANDO REGISTRADORES

                BCF PIR3,PTIF                ;LIMPA FLAG DE QUE HOUE
                                                ;IGUALDADE

MOVFF BSR_TEMP,BSR
MOVF W_TEMP,W
MOVFF STATUS_TEMP,STATUS ;RESTAURA REGISTRADORES
RETFIE                ;RETORNA DA INTERRUPCAO

```

```

,*****
,

```

INICIO

```

PTCON0          MOVLW B'00000000'
                MOVWF PTCON0                ;CONFIGURA O REGISTRADOR

PWMCON0         MOVLW B'01110111'
                MOVWF PWMCON0              ;CONFIGURA O REGISTRADOR
                                                ;(ACIONA PWM1, PWM3 E PWM5 EM
                                                ;MODO INDEPENDENTE)

PTPERL          MOVLW .249
                MOVWF PTPERL                ;CONFIGURA O REGISTRADOR
                                                ;(PERIODO DO PWM:
                                                ;PTPER=[(TPWM*FOSC)/4]-1)

PTPERH          MOVLW .0
                MOVWF PTPERH                ;CONFIGURA O REGISTRADOR

                MOVLW H'20'
                MOVWF PDC0L                ;CONFIGURA O REGISTRADOR PDC0L
                                                ;(RAZAO CÍCLICA DE D=0.8:
                                                ;PDC0=D*TS*FOSC)

                MOVLW H'03'
                MOVWF PDC0H                ;CONFIGURA O REGISTRADOR PDC0H
                                                ;(RAZAO CÍCLICA DE D=0.8:
                                                ;PDC0=D*TS*FOSC)

                MOVLW H'0C'
                MOVWF PDC1L                ;CONFIGURA O REGISTRADOR PDC1L
                                                ;DESCONTANDO OS ATRASOS DO OUTRO
                                                ;PIC (RAZAO CÍCLICA DE D=1/3-1.6us:
                                                ;PDC0=D*TS*FOSC)

                MOVLW H'01'
                MOVWF PDC1H                ;CONFIGURA O REGISTRADOR PDC1H
                                                ;DESCONTANDO OS ATRASOS DO OUTRO
                                                ;PIC (RAZAO CÍCLICA DE D=1/3-1.6us:
                                                ;PDC0=D*TS*FOSC)

                MOVLW H'59'
                MOVWF PDC2L                ;CONFIGURA O REGISTRADOR PDC2L

```

```

;DESCONTANDO OS ATRASOS DO OUTRO
;PIC (RAZAO CÍCLICA DE D=2/3-1.6us:
;PDC0=D*TS*FOSC)

MOV LW H'02'
MOVWF PDC2H          ;CONFIGURA O REGISTRADOR PDC2H
;DESCONTANDO OS ATRASOS DO OUTRO
;PIC (RAZAO CÍCLICA DE D=2/3-1.6us:
;PDC0=D*TS*FOSC)

BCF PTCON1,PTDIR
BSF PTCON1,PTEN      ;ATIVA O PWM TIMER BASE "ON"

ESPERAGOTO ESPERA    ;ESPERA

END

```

2) Programa em Assembly Utilizado nos Dois Microcontroladores PIC18F1330 Auxiliares

```

;PROGRAMA PARA SETAR O PWM COM RAZÃO CÍCLICA DE D=0.8 DEFASADA DE
ACORDO
;COM SINAL RECEBIDO NO PINO DE INTERRUPCAO EXTERNA
;*****
;*****
;*****

#INCLUDE <P18F1330.INC>          ;ARQUIVO PADRAO PARA MICROCHIP 18F1330

CONFIG OSC=HSPLL, IESO=OFF, PWRT=OFF, BOR=OFF, WDT=OFF
CONFIG HPOL=HIGH, LPOL=HIGH, PWMPIN=OFF, MCLRE=ON, STVREN=OFF
CONFIG DEBUG=OFF, CP1=OFF, CPB=OFF, CPD=OFF, WRT0=OFF, WRT1=OFF,
WRTD=OFF
CONFIG EBTR0=OFF, EBTR1=OFF, EBTRB=OFF

;*****
;*****

CBLOCK 0x00                ;ENDERECO INICIAL DA MEMORIA DO USUARIO

W_TEMP                    ;VARIABLES
STATUS_TEMP
BSR_TEMP
PDC0L_TEMP
PDC0H_TEMP

ENDC

;*****
;*****

ORG 0x00                  ;ENDERECO INICIAL DE PROCESSAMENTO
GOTO INICIO              ;DESVIA PARA O INICIO DO PROGRAMA

;*****
;*****

ORG 0x08                  ;ENDERECO DO VETOR DE INTERRUPCAO
;:(ALTA PRIORIDADE)
GOTO TRATA_INT           ;DESVIA PARA O TRATADOR DE INTERRUPCAO

```



```

MOV LW .249
MOVWF PTPERL           ;CONFIGURA O REGISTRADOR

PTPERL
                        ;(PERIODO DO PWM:
                        ;PTPER=[(TPWM*FOSC)/4]-1)

MOV LW .0
MOVWF PTPERH           ;CONFIGURA O REGISTRADOR

PTPERH
MOV LW H'20'
MOVWF PDC0L_TEMP      ;CONFIGURA TEMP DO REGISTRADOR PDC0L
                        ;(RAZAO CÍCLICA DE D=0.8:
                        ;PDC0=D*TS*FOSC)

MOV LW H'03'
MOVWF PDC0H_TEMP      ;CONFIGURA TEMP DO REGISTRADOR PDC0H
                        ;(RAZAO CÍCLICA DE D=0.8:
                        ;PDC0=D*TS*FOSC)

ESPERA GOTO ESPERA    ;ESPERA

END

```


**APENDICE C – LISTAS DE COMPONENTES DO CONVERSOR
PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM
CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO**

Lista de Componentes – Placa de potência			
Componente	Identificação	Valor	Discriminação
Capacitores	C1	1000 μ F/250 V	Capacitor de saída 1
	C2	1000 μ F/250 V	Capacitor de saída 2
	C3	1000 μ F/250 V	Capacitor de saída 3
	C4	1000 μ F/250 V	Capacitor de saída 4
	C5	1 μ F/630 V	Capacitor de saída 5 (alta freq.)
	C6	1,5 μ F/1000 V	Capacitor de grampeamento 1
	C7	1,5 μ F/1000 V	Capacitor de grampeamento 2
	C8	1,5 μ F/1000 V	Capacitor de grampeamento 3
	C9	2.2 nF/2000 V	Capacitor externo de comutação 1
	C10	2.2 nF/2000 V	Capacitor externo de comutação 2
	C11	2.2 nF/2000 V	Capacitor externo de comutação 3
	C12	2.2 nF/2000 V	Capacitor externo de comutação 4
	C13	2.2 nF/2000 V	Capacitor externo de comutação 5
	C14	2.2 nF/2000 V	Capacitor externo de comutação 6
	C15	10 μ F	Filtro de alimentação do driver 1
	C16	100 nF	Filtro de alimentação do driver 1
	C17	10 μ F	Filtro de alimentação do driver 2
	C18	100 nF	Filtro de alimentação do driver 2
	C19	10 μ F	Filtro de alimentação do driver 3
	C20	100 nF	Filtro de alimentação do driver 3
	C21	10 μ F	Filtro de alimentação da fonte para os drivers SKHI PS2
	C22	100 nF	Filtro de alimentação da fonte para os drivers SKHI PS2
Conectores	Conector 1		Entrada (V_i)
	Conector 2		Saída (V_o)
	Conector 3		Alimentação do comando
	Conector 4		Para placa de controle

Lista de Componentes – Placa de potência			
Componente	Identificação	Valor	Discriminação
Diodos	D1	MUR860	Diodo do retificador de saída 1
	D2	MUR860	Diodo do retificador de saída 2
	D3	MUR860	Diodo do retificador de saída 3
	D4	MUR860	Diodo do retificador de saída 4
	D5	MUR860	Diodo do retificador de saída 5
	D6	MUR860	Diodo do retificador de saída 6
	D7	MUR420	Diodo de proteção de abertura
Drivers	Driver 1	SKHI 20opA	Driver Semikron para o braço 1
	Driver 2	SKHI 20opA	Driver Semikron para o braço 2
	Driver 3	SKHI 20opA	Driver Semikron para o braço 3
Fonte para os drivers	Semikron Power Supply	SKHI PS2	Fonte de alimentação Semikron para os três drivers.
Fusível	F1	15 A	Fusível de saída
Indutores	L1	70 μ H	Indutor de Entrada
	Ld1ext	5 μ H	Indutor externo 1
	Ld2ext	5 μ H	Indutor externo 2
	Ld3ext	5 μ H	Indutor externo 3
Resistores	R1	39 k Ω /3 W	Resistor para conexão série dos capacitores de saída 1
	R2	39 k Ω /3 W	Resistor para conexão série dos capacitores de saída 2
	R3	39 k Ω /3 W	Resistor para conexão série dos capacitores de saída 3
	R4	39 k Ω /3 W	Resistor para conexão série dos capacitores de saída 4
	R5	39 k Ω	Resistor do sensor de tensão
	R6	1 k Ω	Resistor que indica funcionamento normal ao driver 1
	R7	1 k Ω	Resistor que indica funcionamento normal ao driver 2
	R8	1 k Ω	Resistor que indica funcionamento normal ao driver 3
Sensor de Corrente	Sensor LEM LAH50-P	LAH50-P	Sensor de corrente LEM

Lista de Componentes – Placa de potência			
Componente	Identificação	Valor	Discriminação
Sensor de Tensão	Sensor LEM LV25-P	LV25-P	Sensor de tensão LEM
Transformadores	T1	$N_2/N_1=35/32$	Transformador trifásico de ferrite
	T2		Transformador adicional 1 da fonte para os drivers SKHI PS2
	T3		Transformador adicional 2 da fonte para os drivers SKHI PS2
Transistores	S1	SPW47N60C3	Transistor MOSFET CoolMOS 1
	S1'	SPW47N60C3	Transistor MOSFET CoolMOS 2
	S2	SPW47N60C3	Transistor MOSFET CoolMOS 3
	S2'	SPW47N60C3	Transistor MOSFET CoolMOS 4
	S3	SPW47N60C3	Transistor MOSFET CoolMOS 5
	S3'	SPW47N60C3	Transistor MOSFET CoolMOS 6
Capacitores	C1	18 pF	Capacitor do oscilador de U1
	C2	18 pF	Capacitor do oscilador de U1
	C3	18 pF	Capacitor do oscilador de U2
	C4	18 pF	Capacitor do oscilador de U2
	C5	18 pF	Capacitor do oscilador de U3
	C6	18 pF	Capacitor do oscilador de U3
	C7	10 μ F	Filtro de alimentação de U1
	C8	100 nF	Filtro de alimentação de U1
	C9	10 μ F	Filtro de alimentação de U2
	C10	100 nF	Filtro de alimentação de U2
	C11	10 μ F	Filtro de alimentação de U3
	C12	100 nF	Filtro de alimentação de U3
Circuitos Integrados	U1	PIC18F1330	Microcontrolador 1
	U2	PIC18F1330	Microcontrolador 2
	U3	PIC18F1330	Microcontrolador 3
	U4	SN7407	Buffer com saída coletor aberto
Conectores	Conector 1		Para placa de potência
Cristais Osciladores	Y1	10 MHz	Cristal oscilador de U1
	Y2	10 MHz	Cristal oscilador de U2
	Y3	10 MHz	Cristal oscilador de U3
Resistores	R1	10 k Ω	Resistor de <i>master clear</i> de U1
	R2	10 k Ω	Resistor de <i>master clear</i> de

Lista de Componentes – Placa de potência			
Componente	Identificação	Valor	Discriminação
			U2
	R3	10 k Ω	Resistor de <i>master clear</i> de U3
	R4	120 Ω	Resistor de saída do sensor de I_L
	R5	120 Ω	Resistor de saída do sensor de V_o
	R6	1 k Ω	Resistor de pull-up do buffer 1
	R7	1 k Ω	Resistor de pull-up do buffer 2
	R8	1 k Ω	Resistor de pull-up do buffer 3
	R9	1 k Ω	Resistor de pull-up do buffer 4
	R10	1 k Ω	Resistor de pull-up do buffer 5
	R11	1 k Ω	Resistor de pull-up do buffer 6

APÊNDICE D – PROGRAMAS UTILIZADOS NA GERAÇÃO DOS SINAIS NO CONVERSOR PUSH-PULL ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO

1) Programa em Assembly Utilizado no Microcontrolador PIC18F1330 Principal

:PROGRAMA PARA SETAR O PWM1 COM RAZÃO CÍCLICA DE D=0.733 E ENVIAR A INFORMACAO

:DOS 120 GRAUS E 240 GRAUS PARA OS OUTROS DOIS PIC18F1330 COM O PWM3 E PWM5

:VERSAO5 - PARA CONVERSOR COM GRAMP. ATIVO, ENVIA COMPLEMENTARES.

```

;*****
;*****
;*****

```

#INCLUDE <P18F1330.INC> ;ARQUIVO PADRAO PARA MICROCHIP 18F1330

CONFIG OSC=HSPLL, IESO=OFF, PWRT=OFF, BOR=OFF, WDT=OFF

CONFIG HPOL=HIGH, LPOL=HIGH, PWMPIN=OFF, MCLRE=ON, STVREN=OFF

CONFIG DEBUG=OFF, CP1=OFF, CPB=OFF, CPD=OFF, WRT0=OFF, WRT1=OFF, WRD=OFF

CONFIG EBTR0=OFF, EBTR1=OFF, EBTRB=OFF

```

;*****
;*****

```

CBLOCK 0x00 ;ENDERECO INICIAL DA MEMORIA DO USUARIO

W_TEMP ;VARIABLES

STATUS_TEMP

BSR_TEMP

ENDC

```

;*****
;*****

```

ORG 0x00 ;ENDERECO INICIAL DE PROCESSAMENTO

GOTO INICIO ;DESVIA PARA O INICIO DO PROGRAMA

```

;*****
;*****

```

ORG 0x08 ;ENDERECO DO VETOR DE INTERRUPTAO

; (ALTA PRIORIDADE)

GOTO TRATA_INT ;DESVIA PARA O TRATADOR DE INTERRUPTAO

```

;*****
;*****

```

TRATA_INT

MOVWF W_TEMP

MOVFF STATUS,STATUS_TEMP

MOVFF BSR,BSR_TEMP

;SALVANDO REGISTRADORES

BCF PIR3,PTIF

;LIMPA FLAG DE QUE HOUE

;IGUALDADE

2) Programa em Assembly Utilizado nos Dois Microcontroladores PIC18F1330 Auxiliares

```
;PROGRAMA PARA SETAR O PWM COM RAZÃO CÍCLICA DE D=0.733 DEFASADA DE ACORDO
;COM SINAL RECEBIDO NO PINO DE INTERRUPTAO EXTERNA
```

```
;
;VERSAO5 - ENVIA COMPLEMENTARES PARA O GRAMPEAMENTO ATIVO
;*****
;*****
```

```
#INCLUDE <P18F1330.INC> ;ARQUIVO PADRAO PARA MICROCHIP 18F1330
```

```
CONFIG OSC=HSPLL, IESO=OFF, PWRT=OFF, BOR=OFF, WDT=OFF
CONFIG HPOL=HIGH, LPOL=HIGH, PWMPIN=OFF, MCLRE=ON, STVREN=OFF
CONFIG DEBUG=OFF, CP1=OFF, CPB=OFF, CPD=OFF, WRT0=OFF, WRT1=OFF, WRD0=OFF
CONFIG EBTR0=OFF, EBTR1=OFF, EBTRB=OFF
```

```
;*****
```

```
CBLOCK 0x00 ;ENDERECO INICIAL DA MEMORIA DO USUARIO
```

```
W_TEMP ;VARIABLES
STATUS_TEMP
BSR_TEMP
PDC0L_TEMP
PDC0H_TEMP
```

```
ENDC
```

```
;*****
```

```
ORG 0x00 ;ENDERECO INICIAL DE PROCESSAMENTO
GOTO INICIO ;DESVIA PARA O INICIO DO PROGRAMA
```

```
;*****
```

```
ORG 0x08 ;ENDERECO DO VETOR DE INTERRUPTAO
; (ALTA PRIORIDADE)
GOTO TRATA_INT ;DESVIA PARA O TRATADOR DE INTERRUPTAO
```

```
;*****
```

```
TRATA_INT
```

```
; MOVWF W_TEMP
; MOVFF STATUS,STATUS_TEMP
; MOVFF BSR,BSR_TEMP ;SALVANDO REGISTRADORES
```

```
; BCF PIR3,PTIF ;LIMPA FLAG DE QUE HOUE
; ;IGUALDADE
BCF PTCON1,PTEN ;DESLIGA O PWM TIMER BASE
; ;"OFF"
```

```
BCF LATB,1
MOVLW 0x00
MOVWF PTMRL ;ZERA BASE DE TEMPO DO
```

```
PWM MOVFF PDC0L_TEMP,PDC0L ;ATUALIZA PDC0
MOVFF PDC0H_TEMP,PDC0H
```

```

BSF PTCON1,PTEN           ;LIGA O PWM TIMER BASE "ON"
BCF INTCON,INT0IF        ;LIMPA A FLAG DA
                          ;INTERRUPCAO EXTERNA INTO
;
;      MOVFF BSR_TEMP,BSR
;      MOVF W_TEMP,W
;      MOVFF STATUS_TEMP,STATUS ;RESTAURA REGISTRADORES
RETFFIE                   ;RETORNA DA INTERRUPCAO

;*****
INICIO

MOVLW B'11111100'
MOVWF TRISB              ;DEFINE RB0 E RB1 COMO SAIDA
                          ;E DEMAIS COMO ENTRADA

MOVLW B'11010000'       ;HABILITA INTERRUPCAO DE
MOVWF INTCON             ;PERIFERICO E EXTERNA INTO
MOVLW B'10111111'       ;CONFIGURA O REGISTRADOR INTCON
MOVWF INTCON2            ;HABILITA INTERRUPCAO EXTERNA
MOVLW B'00000001'       ;INT0 COMO BORDA DE DESCIDA
                          ;CONFIGURA O REGISTRADOR INTCON2
MOVWF ADCON1             ;HABILITA O PINO COMO RA0 AO INVES
MOVLW B'00000001'       ;DE ANO
MOVWF PTCON0             ;CONFIGURA O REGISTRADOR PTCON0
                          ;(PWM SINGLE SHOT)
MOVLW B'00100110'
MOVWF PWMCON0           ;CONFIGURA O REGISTRADOR
PWMCON0                  ;(ACIONA PWM1/PWM0 EM MODO
COMPLEMENTAR)
MOVLW .249
MOVWF PTPERL            ;CONFIGURA O REGISTRADOR PTPERL
                          ;(PERIODO DO PWM:
                          ;PTPER=[(TPWM*FOSC)/4]-1)
MOVLW .0
MOVWF PTPERH            ;CONFIGURA O REGISTRADOR PTPERH
MOVLW H'DD'
MOVWF PDC0L_TEMP        ;CONFIGURA TEMP DO REGISTRADOR PDC0L
                          ;(RAZAO CÍCLICA DE D=0.733:
                          ;PDC0=D*TS*FOSC)
MOVLW H'02'
MOVWF PDC0H_TEMP        ;CONFIGURA TEMP DO REGISTRADOR PDC0H
                          ;(RAZAO CÍCLICA DE D=0.733:
                          ;PDC0=D*TS*FOSC)

ESPERA GOTO ESPERA      ;ESPERA

END

```