

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

Vanderlei Cardoso

**CONVERSOR DUPLO *BOOST-FLYBACK* DE ALTO  
GANHO**

Florianópolis  
2018



Vanderlei Cardoso

**CONVERSOR DUPLO *BOOST-FLYBACK* DE ALTO GANHO**

Dissertação submetido(a) ao Programa  
de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica da Universidade Federal de  
Santa Catarina para a obtenção do Grau  
de Mestre em Engenharia Elétrica

**Orientador:** Prof. Dr. Giéri Watrich

**Coorientador:** Prof. Dr. Telles  
Brunelli Lazzarin

Florianópolis

2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Cardoso, Vanderlei  
CONVERSOR DUPLO BOOST-FLYBACK DE ALTO GANHO /  
Vanderlei Cardoso ; orientador, Gierry Waltrich,  
coorientador, Telles Brunelli Lazzarin, 2018.  
149 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de  
Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós  
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Engenharia Elétrica.  
3. Eletrônica de Potência. 4. Conversores CC-CC de  
Alto Ganho. I. Waltrich, Gierry. II. Brunelli  
Lazzarin, Telles. III. Universidade Federal de  
Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica. IV. Título.

Vanderlei Cardoso

**CONVERTOR DUPLO *BOOST-FLYBACK* DE ALTO  
GANHO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na 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, 12 de Abril de 2018.

---

**Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.**

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

---

**Prof. Dr. Gierri Waltrich**

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

**Banca Examinadora:**

---

**Prof. Joabel Moia, Dr.**

Instituto Federal de Santa Catarina – IFSC

---

**Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.**

Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

*Aos meus pais*  
*Valter Cardoso e Santina Dias Cardoso*





## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço inicialmente aos meus orientadores, que estiveram sempre dispostos a ajudar e tornar esse trabalho possível.

Durante esses dois anos, de entrega ao programa de mestrado, posso dizer que tive sorte em conhecer novos amigos incríveis e tenho muito a agradecer, então esse é meu pequeno agradecimento a cada um de vocês.

Agradeço também aos antigos amigos, sempre dispostos a ajudar tanto nos temas técnicos do projeto como nas conversas no bar em frente, tudo é aprendido e levo comigo na minha nova jornada.

Os agradecimentos a família são mais do que especiais, pois só eles conhecem as nossas vulnerabilidades e estão lá para nos apoiar a todo momento. Vocês foram fundamentais para essa conquista!



*“It is our choices, that show what we truly are,  
far more than our abilities.”* (adaptado)

J.K. Rowling 1998.



## RESUMO

Um conversor CC-CC de alto ganho é proposto nessa dissertação, chamado de conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho. A topologia combina dois conversores *Boost-Flyback* convencionais com entrada em paralelo e conexão de saída em série flutuante. Essa nova topologia aumenta o ganho estático do conversor e reduz a ondulação da corrente de entrada. A topologia proposta é ideal para aplicações com fontes de alimentação com baixa tensão, como por exemplo, arranjos fotovoltaicos, células combustível e baterias. Este artigo apresenta princípio de operação, ganho estático, estratégia de controle e exemplo de projeto. A verificação experimental foi realizada a partir de um protótipo de 1kW com tensão de entrada de 48 V e saída de 800 V, alcançando o ganho estático de 16,7 e a eficiência máxima apresentada foi de 94,6% com 70% da carga e 93,9% com carga nominal.

**Palavras-chave:** *Boost-Flyback*, Conversor de Alto Ganho, Conversor CC-CC, Indutor Acoplado,



## ABSTRACT

A high gain step-up dc-dc Double Boost-Flyback converter is proposed in this work. The topology combines two conventional Boost-Flyback converters in input-parallel output floating-output type, even though they are non-isolated topologies. The new topology increases the static gain and reduces the input current ripple in relation to the conventional Boost-Flyback topology. The proposed converter has potential to be used in low input voltage applications that require a high gain as such as systems powered by photovoltaic panels, fuel cells and low voltage batteries. This work presents principle of operation, topological stages, static gain, control strategy, and design example. The experimental verification was carried out in a prototype of 1kW with input and output voltage of 48 V and 800 V, respectively, which reached a static gain of 16.67. A maximum efficiency of 94,6% was achieved at 70% of load and 93,9% at rated load.

**Keywords** – Boost-Flyback, High Step-up converter, DC-DC converter, Coupled Inductor.

---





## LISTA DE FIGURAS

|  |    |
|--|----|
| Figura 1.1 - Conversor Boost. ....   | 34 |
| Figura 1.2 - Ganho do conversor Boost com perdas.....  | 35 |
| Figura 1.3 - Boost quadrático com dois interruptores. ....   | 35 |
| Figura 1.4 - Boost quadrático com um interruptor. ....   | 36 |
| Figura 1.5 - Comparação dos ganhos Boost e Boost quadrático. ....  | 36 |
| Figura 1.6 – Conversor Boost com célula de ganho genérico. ...   | 38 |
| Figura 1.7 – Células de ganho generalizadas.....   | 38 |
| Figura 1.8 - Célula Ladder.....  | 40 |
| Figura 1.9 – Boost com indutor acoplado.....   | 41 |
| Figura 1.10 – Conversor Boost-Flyback.....   | 42 |
| Figura 1.11 – Conversor Boost-Flyback com $n_c$ células. ....  | 43 |
| Figura 1.12 - Double Dual Boost.....   | 44 |
| Figura 1.13 - Conversor Duplo Boost-Flyback de alto ganho<br>proposto.....   | 45 |
| Figura 2.1 Circuito equivalente do conversor Duplo Boost-Flyback<br>de alto ganho. ....  | 48 |
| Figura 2.2 – Primeira e terceira etapa de operação.....  | 49 |
| Figura 2.3 - Segunda etapa de operação. ....   | 50 |
| Figura 2.4 – Quarta etapa de operação. ....  | 51 |
| Figura 2.5 – Comando dos interruptores e tensão sobre as<br>indutâncias magnetizantes.....   | 52 |
| Figura 2.6 – Ganho estático teórico dos conversores Boost, Boost<br>quadrático, Boost-Flyback e Duplo Boost-Flyback de alto ganho..... | 54 |
| Figura 2.7 - Ganhos do conversor Duplo Boost-Flyback de alto<br>ganho com variação da relação de transformação. ....                   | 54 |
| Figura 2.8 – Modelo do Conversor Duplo Boost-Flyback de alto<br>ganho para $n_c$ células Flyback. ....                                 | 55 |
| Figura 2.9 - Circuito com perdas. ....   | 56 |
| Figura 2.10 - Ganhos do conversor Duplo Boost-Flyback de alto<br>ganho com perdas.....   | 57 |
| Figura 2.11 – Circuito Duplo Boost-Flyback de alto ganho<br>considerando a indutância de dispersão. ....                               | 58 |
| Figura 2.12 – Primeira etapa de operação. ....   | 58 |
| Figura 2.13 – Segunda etapa de operação. ....  | 59 |
| Figura 2.14 – Terceira etapa de operação.....  | 59 |
| Figura 2.15 – Quarta etapa de operação. ....   | 59 |
| Figura 2.16 – Principais formas de onda. ....  | 60 |
| Figura 2.17 – Corrente na indutância magnetizante. ....  | 68 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 2.18 - (a) Primeira etapa de operação, (b) segunda etapa de operação, (c) terceira etapa de operação e (d) quarta etapa de operação.                | 73  |
| Figura 2.19 - (a) Quinta etapa de operação, (b) sexta etapa de operação, (c) sétima etapa de operação e (d) oitava etapa de operação.                      | 74  |
| Figura 2.20 – Principais formas de onda.   | 75  |
| Figura 3.1- Estratégia de controle do conversor proposto.  | 82  |
| Figura 3.2 – Principais formas de onda.  | 83  |
| Figura 3.3 - Circuito equivalente de grandes sinais.   | 85  |
| Figura 3.4 - Validação do modelo médio de grandes sinais.  | 86  |
| Figura 3.5 – Circuito equivalente do modelo médio de grandes sinais linearizado.   | 91  |
| Figura 3.6 - Circuito equivalente do modelo médio de pequenos sinais.  | 92  |
| Figura 3.7 - Circuito equivalente do modelo médio de grandes sinais.   | 92  |
| Figura 3.8 – Validação da função de transferência de corrente por razão cíclica do conversor.  | 94  |
| Figura 3.9- Validação da função de transferência de tensão por razão cíclica do conversor.   | 95  |
| Figura 3.10 - Diagrama de blocos do controle.  | 96  |
| Figura 3.11 - Circuito simulado para validação do controle.  | 98  |
| Figura 3.12 – Validação controle, teste degrau de carga.   | 99  |
| Figura 3.13 – Validação controle, teste de limitação de potência.  | 100 |
| Figura 4.1 – Capacitor KEMET série MKP.  | 107 |
| Figura 4.2 - Sensor de corrente LA25-P.  | 109 |
| Figura 4.3 - Detalhes sensor de corrente LA25-P.   | 109 |
| Figura 4.4 - Sensor de tensão - LV25-P.  | 110 |
| Figura 4.5 – Detalhes do sensor de tensão LV25-P.  | 110 |
| Figura 4.6 - Filtro de terceira ordem implementado.  | 111 |
| Figura 4.7 - Filtro de primeira ordem implementado.  | 112 |
| Figura 4.8 - Conversor Duplo Boost-Flyback de alto ganho modificado.   | 113 |
| Figura 5.1 - Conversor Duplo Boost-Flyback de alto ganho.  | 116 |
| Figura 5.2 - Teste experimental em regime permanente: (a) tensão de entrada, (b) corrente de entrada, (c) tensão de saída e (d) corrente de saída.         | 118 |
| Figura 5.3 – Resultados experimentais para as tensões sobre os componentes: (a) interruptor $S_1$ , (b) diodo $D_{b1}$ , diodo $D_{f1}$ , diodo $D_{f1}$ . | 120 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 5.4 – Resultados experimentais para as tensões sobre os componentes: (a) interruptor $S_2$ , (b) diodo $D_{b2}$ , diodo $D_{f2}$ , diodo $D_2$ . .                                 | 121 |
| Figura 5.5 – Resultados experimentais para a tensão sobre os componentes: (a) tensão de entrada e (b) tensão sobre o diodo $D_{f1}$ . ...   | 122 |
| Figura 5.6 - Resultados experimentais para a corrente de entrada, (a) corrente na fonte ( $i_g$ ), (b) e (c) corrente na entrada de cada Boost-Flyback ( $i_{g1}$ ) e ( $i_{g2}$ ). ..... | 123 |
| Figura 5.7 – Resultados experimentais para a tensão nos barramentos ( $V_{b1}$ e $V_{b2}$ ) e correntes de entrada de cada bloco Boost-Flyback ( $i_{g1}$ e $i_{g2}$ ). .....             | 124 |
| Figura 5.8 - Teste experimental do controlador: degrau de carga, (a) tensão de entrada, (b) corrente de entrada, (c) tensão de saída e (d) corrente de saída.....                         | 125 |
| Figura 5.9 – Teste experimental do controlador: degrau de carga, (a) tensão de entrada, (b) corrente de entrada, (c) tensão de saída e (d) corrente de saída.....                         | 126 |
| Figura 5.10 - Curva de rendimento.....  | 127 |



## LISTA DE TABELAS

|   |     |
|---|-----|
| Tabela 2-1 - Comparação entre conversor Duplo Boost-Flyback de Alto Ganho e Boost-Flyback convencional..... | 76  |
| Tabela 2-2– Especificação de projeto do conversor Duplo Boost-Flyback de alto ganho. ....                   | 77  |
| Tabela 2-3 - Parâmetros de projeto.....   | 78  |
| Tabela 2-4 – Comparação dos resultados. ....  | 78  |
| Tabela 3-1 – Constantes da função de transferência $FT_i(s)$ .....  | 93  |
| Tabela 3-2 - Constantes da função de transferência $FT_v'(s)$ . ....  | 94  |
| Tabela 3-3 – Parâmetros utilizados na simulação.....  | 98  |
| Tabela 4-1 – Especificações de projeto do conversor Duplo Boost-Flyback de alto ganho. ....                 | 103 |
| Tabela 4-2 – Parâmetros teóricos dos indutores. ....  | 106 |
| Tabela 4-3 – Parâmetros medidos dos indutores. ....   | 107 |
| Tabela 5-1 – Comparação dos resultados. ....  | 124 |



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

|              |   |
|--------------|---|
| <i>MME</i>   | Ministério de Minas e Energia   |
| <i>BIG</i>   | Banco de Informações da Geração   |
| <i>ANEEL</i> | Agência Nacional de Energia Elétrica                                      |
| <i>ca</i>    | Corrente alternada  |
| <i>cc</i>    | Corrente contínua   |
| <i>PWM</i>   | <i>Pulse Width Modulation</i>   |
| <i>MMC</i>   | Modo de condução contínua   |
| <i>MCD</i>   | Modo de condução descontínua  |
| <i>C</i>     | Capacitor   |
| $C_{fx}$     | Capacitores da saída <i>Flyback</i>                                       |
| $C_{bx}$     | Capacitores da saída <i>Boost</i>   |
| <i>d</i>     | Razão cíclica   |
| $G_B(d)$     | Ganho do conversor <i>Boost</i>   |
| <i>L</i>     | Indutor   |
| $L_{mx}$     | Indutância magnetizante   |
| $D_x$        | Diodos  |
| $S_x$        | Interruptores   |
| <i>n</i>     | Relação de transformação do indutor acoplado                              |
| $G_{Cl}(d)$  | Ganho do conversor <i>Boost</i> com indutor acoplado                      |
| $G_F(d)$     | Ganho do conversor <i>Flyback</i>   |
| $G_{BF}(d)$  | Ganho do conversor <i>Boost-Flyback</i>                                   |
| $V_I$        | Tensão da fonte   |
| $i_g$        | Corrente de entrada do conversor Duplo <i>Boost-Flyback</i> de alto ganho |

|                  |  |
|------------------|--|
| $i_{gx}$         | Corrente de entrada de bloco <i>Boost-Flyback</i>      |
| $i_{sx}$         | Corrente nos interruptores                             |
| $i_{Dbx}$        | Corrente nos diodos <i>Boost</i>                       |
| $i_{Dfx}$        | Corrente nos diodos <i>Flyback</i>                     |
| <i>DSP</i>       | <i>Digital Signal Processor</i>                        |
| $M$              | Indutância mutua                                       |
| $L_{ox}$         | Indutância de dispersão                                |
| $V_{Lmx}$        | Tensão sobre a indutância magnetizante                 |
| $I_{Lmx(max)}$   | Corrente máxima na indutância magnetizante             |
| $I_{Lmx(min)}$   | Corrente mínima na indutância magnetizante             |
| $i_{L1}, i_{L3}$ | Corrente na indutância magnetizante                    |
| $i_{L2}, i_{L2}$ | Corrente na indutância de dispersão                    |
| $V_{b1}, V_{b2}$ | Tensão do barramento <i>Boost-Flyback</i>              |
| $V_{Cb1}$        | Tensão na saída <i>Boost</i>                           |
| $V_{Cf1}$        | Tensão na saída <i>Flyback</i>                         |
| $V_o$            | Tensão de saída  |
| $r_{Lx}$         | Resistencia dos indutores                              |
| $T_s$            | Período de comutação                                   |
| $f_s$            | Frequência de comutação                                |
| $d_1$            | Razão cíclica equivalente a primeira etapa de operação |
| $d_2$            | Razão cíclica equivalente a segunda etapa de operação  |
| $d_3$            | Razão cíclica equivalente a terceira etapa de operação |
| $d_4$            | Razão cíclica equivalente a quarta etapa de operação   |



|              |  |
|--------------|--|
| $V_{Dx}$     | Tensão sobre os diodos                                   |
| $V_{Lx}$     | Tensão sobre as indutâncias de dispersão                 |
| $FT_i(s)$    | Função de transferência de corrente por razão cíclica    |
| $FT_v'(s)$   | Função de transferência de tensão por razão cíclica      |
| $FT_v(s)$    | Função de tensão por corrente                            |
| $C_{ix}(s)$  | Compensador de corrente                                  |
| $C_{vx}(s)$  | Compensador de tensão                                    |
| $e_{vx}$     | Erro não compensado                                      |
| $V_{ref}$    | Referência de tensão                                     |
| $I_{gxref}$  | Referência de corrente                                   |
| $k_{ix}$     | Ganho do sensor de corrente                              |
| $FT_{fx}(s)$ | Função de transferência do filtro de corrente            |
| $P_o$        | Potência de saída  |
| $R_o$        | Resistência de carga                                     |
| $N_1$        | Número de voltas do enrolamento primário                 |
| $N_2$        | Número de voltas do enrolamento secundário               |
| $ADC$        | Analog-to-Digital Converter                              |
| $I_{ps}$     | Corrente no enrolamento primário do sensor de corrente   |
| $I_{ss}$     | Corrente no enrolamento secundário do sensor de corrente |
| $R_M$        | Resistor de medição do sensor de corrente                |
| $R_{MV}$     | Resistor de medição do sensor de tensão                  |
| $R_{IV}$     | Resistor de entrada do sensor de tensão                  |
| $I_{SV}$     | Corrente de saída do sensor de tensão                    |



## SUMÁRIO

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 1     | INTRODUÇÃO .....   | 31 |
| 1.1   | MOTIVAÇÃO .....  | 31 |
| 1.2   | CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO.....   | 33 |
| 1.2.1 | Conversor <i>Boost</i> .....   | 33 |
| 1.2.2 | Conversor <i>Boost</i> quadrático.....   | 35 |
| 1.2.3 | <i>Boost interleaved</i> .....   | 37 |
| 1.2.4 | Conversor <i>Boost</i> com célula de ganho.....                                      | 37 |
| 1.2.5 | Conversores elevadores a capacitor chaveado .....                                    | 40 |
| 1.2.6 | Conversores a indutor acoplado.....  | 41 |
| 1.2.7 | Conversor <i>Boost-Flyback</i> .....   | 42 |
| 1.2.8 | Conversor <i>Interleaved Double Dual Boost</i> .....                                 | 44 |
| 1.3   | PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO .....  | 44 |
| 1.4   | CONCLUSÃO.....   | 46 |
| 2     | ANÁLISE ESTÁTICA, ETAPAS DE OPERAÇÃO E<br>CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES. .... | 47 |
| 2.1   | INTRODUÇÃO .....   | 47 |
| 2.2   | MODELO EQUIVALENTE DO INDUTOR<br>ACOPLADO.....                                       | 47 |
| 2.3   | ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR DUPLO<br><i>BOOST-FLYBACK</i> DE ALTO GANHO.....       | 48 |
| 2.4   | CÁLCULO DOS ESFORÇOS.....  | 57 |
| 2.4.1 | Primeira etapa .....   | 61 |
| 2.4.2 | Segunda etapa .....  | 63 |
| 2.4.3 | Terceira etapa.....  | 64 |
| 2.4.4 | Quarta etapa.....  | 66 |
| 2.5   | DETERMINAÇÃO DOS TEMPOS .....  | 67 |
| 2.6   | DEFINIÇÃO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE.....  | 70 |

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 2.7     | ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR DUPLO <i>BOOST-FLYBACK</i> DE ALTO GANHO .....                                | 72  |
| 2.8     | COMPARAÇÃO DE ESFORÇOS COM O CONVERSOR <i>BOOST-FLYBACK</i> CONVENCIONAL.....                                 | 75  |
| 2.9     | EXEMPLO DE PROJETO .....  | 76  |
| 2.10    | CONCLUSÃO.....  | 79  |
| 3       | MODELAGEM E CONTROLE.....   | 81  |
| 3.1     | INTRODUÇÃO.....   | 81  |
| 3.2     | MODELAGEM DO CONVERSOR <i>BOOST-FLYBACK</i><br>82   |     |
| 3.2.1   | Linearização e Perturbação.....   | 86  |
| 3.2.2   | Obtenção da função de transferência da corrente de entrada pela razão cíclica e tensão por razão cíclica..... | 93  |
| 3.2.3   | Projeto dos controladores de tensão e corrente....  | 95  |
| 3.2.3.1 | Simulações dos controladores de tensão e de corrente.   | 97  |
| 3.3     | CONCLUSÃO.....  | 101 |
| 4       | PROJETO E DIMENSIONAMENTO.....  | 103 |
| 4.1     | INTRODUÇÃO.....   | 103 |
| 4.2     | PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR DUPLO <i>BOOST-FLYBACK</i> DE ALTO GANHO.                              | 103 |
| 4.2.1   | Dimensionamento do indutor .....  | 105 |
| 4.2.2   | Dimensionamento dos capacitores.....  | 107 |
| 4.2.3   | Dimensionamento dos diodos $D_{Fx}$ e $D_{Bx}$ .....  | 108 |
| 4.2.4   | Dimensionamento dos interruptores de potência   | 108 |
| 4.2.5   | Controlador.....  | 108 |
| 4.3     | CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO DE SINAL<br>108  |     |
| 4.3.1   | Sensor de corrente .....  | 108 |
| 4.3.2   | Sensor de tensão .....  | 110 |
| 4.3.3   | Filtro de medição da corrente .....   | 111 |

|       |                                   |     |
|-------|-----------------------------------|-----|
| 4.3.4 | Filtro de medição de tensão ..... | 112 |
| 4.4   | DIODO DE GRAMPEAMENTO .....       | 112 |
| 4.5   | CONTROLE .....                    | 113 |
| 4.6   | CONCLUSÃO .....                   | 113 |
| 5     | RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....    | 115 |
| 5.1   | INTRODUÇÃO .....                  | 115 |
| 5.2   | PROTÓTIPO DESENVOLVIDO .....      | 116 |
| 5.3   | RESULTADOS EM MALHA ABERTA .....  | 117 |
| 5.4   | RESULTADOS EM MALHA FECHADA ..... | 124 |
| 5.5   | RENDIMENTO .....                  | 127 |
| 5.6   | CONCLUSÃO .....                   | 127 |
| 6     | CONCLUSÃO .....                   | 129 |
|       | REFERÊNCIAS .....                 | 133 |



---

# Capítulo 1

---

## 1 INTRODUÇÃO

---

### 1.1 MOTIVAÇÃO

A diversificação da matriz energética mundial com a utilização de fontes renováveis para geração de energia elétrica tem sido foco de discussões entre pesquisadores, empresas e governos nas últimas décadas. Esse crescimento é justificado pelo grande apelo ecológico do tema e também pela necessidade de produzir cada vez mais energia para suprir a necessidade do crescimento da demanda. Entre as fontes de energias renováveis pode-se destacar o uso da energia eólica, da solar fotovoltaica e da biomassa.

O Brasil destaca-se na América Latina como grande produtor de energia elétrica a partir de fontes renováveis. Os relatórios do balanço energético nacional do Ministério de Minas e Energia (MME) mostram o crescimento do país nesse setor.

A produção de energia elétrica a partir da fonte eólica alcançou 33,489 GWh em 2016, equivalente a um aumento de 54,9% em relação a 2015, quando se atingiu 21,626 GWh [1]. Em 2016, a potência instalada para geração eólica no país expandiu 33%. Segundo o Banco de Informações da Geração (BIG), da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o parque eólico nacional cresceu 2,491 MW, alcançando 10,124 MW ao final de 2016. Biomassa, destinada ao aproveitamento energético, é uma fonte primária de energia, não fóssil, que consiste em matéria orgânica de origem animal ou vegetal. A biomassa contém energia armazenada sob a forma de energia química. Em relação a sua origem, as biomassas para fins energéticos podem ser classificadas nas categorias de biomassa energética florestal, biomassa energética da agropecuária e rejeitos urbanos, em 2016 a biomassa representou 8,2% do consumo total de energia no Brasil [1].

A geração fotovoltaica ainda possui capacidade de produção inferior com apenas 85 GWh produzidos em 2016, porém o aumento em relação a 2015 foi de 44% [1]. A energia solar fotovoltaica apesar de apresentar valores de capacidade instalada inferior possui algumas vantagens, por exemplo, a facilidade de instalação em centros urbanos, permitindo a produção de energia próximo ao local do consumo. Essas facilidades de instalação permitem aos consumidores de energia gerarem sua própria energia, e é exatamente esse mercado em expansão que tem atraído os olhares dos investidores, que buscam soluções simples, econômicas e robustas, permitindo o crescimento do número de instalações de pequeno porte.

Outro mercado em crescimento e que tem atraído diversos pesquisadores, empresas e governos é o de veículos elétricos. No Brasil o setor de transportes consome 32,4% de toda energia consumida sendo predominantemente de fontes derivadas do petróleo, 59,8% de todo petróleo consumido no Brasil é utilizado em transportes [1]. Com todo esse consumo é normal que o setor precise migrar para outras fontes de energia, e os veículos elétricos (alimentados por baterias, célula combustível ou supercapacitores) deverão em alguns anos representar grande parte da frota. Um desafio desse setor está em criar sistemas com grande densidade de potência e baixo peso, o que reduz os desperdícios do conjunto [26]. Diversos governos ao redor do mundo estão propondo leis que proíbem a venda de veículos a combustão e incentivam a produção de veículos elétricos, as principais iniciativas são vistas na Noruega (que pretende banir a venda de veículos a combustão até 2025), Índia (2030), França e Inglaterra (2040).

As aplicações citadas anteriormente possuem uma característica em comum que é a necessidade da elevação dos níveis de tensão entre a fonte de fornecimento de energia (arranjos fotovoltaicos no caso das fontes renováveis e baterias, células combustível e supercapacitores no caso dos veículos elétricos) e a carga (que pode ser a rede elétrica no caso das fontes renováveis e motores elétricos no caso de veículos).



Alguns sistemas de energia citados anteriormente possuem níveis de tensão de saída entre 10 V e 50 V e necessitam utilizar conversores cc-cc de alto ganho [2]-[5] para adequar suas tensões de saída para níveis usuais. Por exemplo, para a conexão com a rede elétrica que possui níveis de 127 V e 220 V eficaz, a tensão de saída dos sistemas deve ser adaptada para aproximadamente 200 V ou 400 V respectivamente. Para o acionamento de motores elétricos utilizados em veículos, o conversor precisa fornecer tensão de saída de 800V [30]. Além disso, os níveis de tensão reduzidos na entrada fazem com que esses conversores operem com correntes elevadas, o que aumenta as perdas de comutação e condução, degradando a eficiência do sistema. Ganhos elevados e alta eficiência são alguns dos desafios dos conversores cc-cc. Os conversores mais comuns utilizados para essas aplicações são o *Boost* clássico [6], *Boost interleaved* [7], *Boost* quadrático [8], *Z-source Boost* [9], técnicas de células multiplicadoras [10]-[15] e capacitor chaveado [16], conversores em cascata [17] e conversor *Boost-Flyback* [18] e [26].

## 1.2 CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO

Com o objetivo de definir a estrutura do conversor a ser utilizado, apresenta-se uma avaliação de diversos conversores cc-cc elevadores de tensão presentes na literatura.

Os conversores cc-cc elevadores se originaram a partir do desenvolvimento do conversor *Boost* com modulação por largura de pulso (do inglês *pulse width modulation – PWM*). A elevação da tensão ocorre pelo armazenamento temporário da energia de entrada em elementos de efeito magnético como indutores ou elementos de efeito elétrico como capacitores, além do uso de redes de elementos ativos ou passivos de chaveamento (interruptores e diodos).

### 1.2.1 **Conversor *Boost***

O conversor *Boost* é o conversor elevador cc-cc fundamental, existindo diversas variações topológicas a partir de sua versão convencional. Esse conversor é bem aplicado em sistemas de baixa

potência que não necessitem de isolamento galvânico. Seu uso foi pulverizado devido ao baixo número de componentes, que pode ser considerada sua maior vantagem, além da facilidade modelar e controlar, projetar e construir esse conversor. A capacidade de fornecer elevação de tensão do conversor *Boost* é dada pelo indutor de entrada que pode operar no modo de condução contínua (MCC) ou modo de condução descontínua (MCD). O modo de operação predominante é o MCC.

Operando em modo de condução contínua e sendo  $d$  a razão cíclica o conversor *Boost* da Figura 1.1 apresenta ganho definido pela equação (1.1)

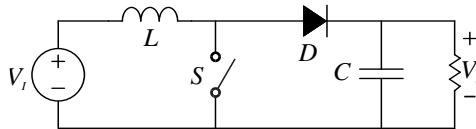


Figura 1.1 - Conversor *Boost*.

$$G_B(d) = \frac{1}{1-d} \tag{1.1}$$

Na prática, as perdas causadas por elementos parasitas acabam limitando o ganho do conversor [31], essa limitação de ganho ocorre em todas as topologias derivadas do conversor *Boost* convencional. O ganho do conversor boost é limitado a 4 vezes, o que corresponde a razão cíclica de 0,75 [5], acima desse valor a eficiência fica comprometida. A Figura 1.2 apresenta o ganho do conversor *Boost* sem perdas comparado ao ganho do conversor com perdas.

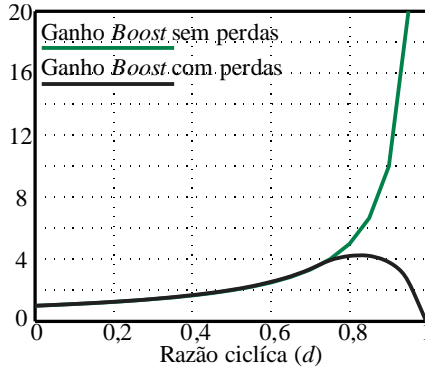


Figura 1.2 - Ganho do conversor Boost com perdas.

As desvantagens apresentadas anteriormente pelo conversor levaram pesquisadores a desenvolverem novas topologias a partir do *Boost* convencional. A seguir algumas variações serão apresentadas.

### 1.2.2 Conversor *Boost* quadrático

O conversor *Boost* quadrático se originou da junção de dois conversores *Boost* conectados em cascata. Nessa configuração o conversor possui dois interruptores, mas o mesmo efeito é conseguido também com apenas um interruptor em uma versão mais elaborada. A Figura 1.3 apresenta o conversor com dois interruptores e a Figura 1.4 a versão com um interruptor.

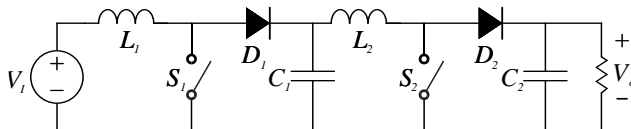


Figura 1.3 - *Boost* quadrático com dois interruptores.

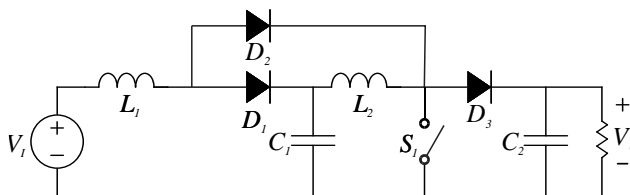


Figura 1.4 - *Boost* quadrático com um interruptor.

Sendo o conversor quadrático a associação em série de dois conversores *Boost*, seu ganho de tensão é o produto dos ganhos dos conversores associados, desta forma seu ganho é dado pela equação (1.2)

$$G_{BQ} = \frac{1}{(1-d)^2} \quad (1.2)$$

A Figura 1.4 apresenta uma comparação entre os ganhos dos conversores boost e boost quadrático. Nota-se que para razões cíclicas elevadas o conversor boost quadrático é capaz de fornecer elevados ganhos de tensão.

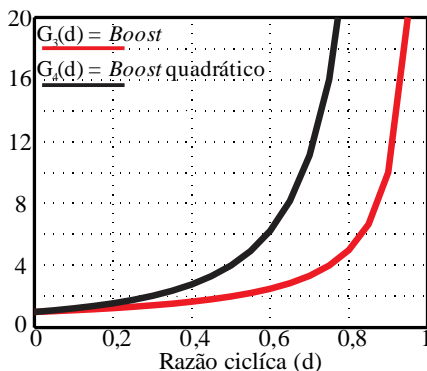


Figura 1.5 - Comparação dos ganhos *Boost* e *Boost* quadrático.

Considerando a topologia da Figura 1.3, que apresenta a versão *Boost* quadrática como associação de dois conversores *Boost* em série, os esforços de tensão nos componentes do primeiro conversor *Boost* são

relativamente baixos (comparado ao conversor a jusante) permitindo o uso de componentes de menor tensão e com alta frequência. O interruptor do segundo estágio apresenta um esforço de tensão elevado, necessitando o uso de componentes de classes superiores, em geral interruptores com alta tensão de bloqueio possuem resistências de condução e capacitâncias elevadas o que eleva as perdas nesse estágio. Uma solução nesse segundo estágio é a operação com frequência de chaveamento reduzida, incrementando um pouco a eficiência do conversor [32] e [33]. Uma vantagem desse conversor é a possibilidade de trabalhar com razões cíclicas diferentes em cada interruptor.

Porém, existe uma desvantagem importante relacionada ao rendimento para esta topologia. Uma vez que há conversores associados em série o rendimento global é prejudicado, sendo inferior ao rendimento do conversor *Boost*, além disso o ganho desse conversor também é limitado para razão cíclica de 0,75 (ganho de aproximadamente 16). Com intuito de aumentar o rendimento dos conversores *Boost* quadráticos diversas variações topológicas foram apresentadas [5].

### 1.2.3 ***Boost interleaved***

Conversores cc-cc de alto ganho possuem correntes de entrada muito maiores do que correntes de saída, fato que, em geral, aumenta as perdas dos conversores. Técnicas de *interleaving* são a solução para esse problema, além de permitirem, em algumas topologias, a redução da ondulação dessas correntes. Técnicas de *interleaving* são utilizadas com ótimos resultados em diversas topologias [5], porém sem incremento do ganho do conversor, sendo sua principal função é a divisão dos esforços de corrente. A desvantagem dessa técnica é o aumento no número de componentes.

### 1.2.4 **Conversor *Boost* com célula de ganho**

Técnicas mais elaboradas para o aumento do ganho dos conversores baseados na topologia *Boost* convencional são as que utilizam células de ganho, a nomenclatura “célula de ganho” pode

englobar uma imensidão de possibilidades como apresentados em [5] e [11]. Em [11] é apresentado uma família de conversores com célula de ganho baseados no conversor boost. Segundo [11], o conversor boost com célula de ganho é composto por um conversor boost convencional, uma célula de ganho e um filtro de saída, como ilustrado na Figura 1.6.

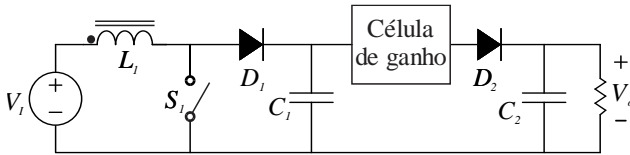


Figura 1.6 – Conversor *Boost* com célula de ganho genérico.

As células de ganho abordadas em [11] são apresentadas na Figura 1.7.

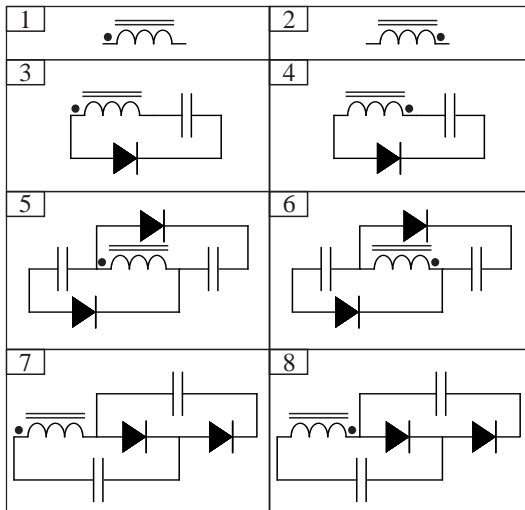


Figura 1.7 – Células de ganho generalizadas.

Os ganhos estáticos dos conversores *Boost* com cada célula são apresentados nas equações (1.3) a (1.10), sendo  $n$  a relação de espiras dos indutores acoplados.

$$G_1(d) = \frac{1+nd}{1-d} \quad (1.3)$$

$$G_2(d) = \frac{1+n(1-d)}{1-d} \quad (1.4)$$

$$G_3(d) = \frac{1+n}{1-d} \quad (1.5)$$

$$G_4(d) = \frac{1+n}{1-d} \quad (1.6)$$

$$G_5(d) = \frac{1+n(2-d)}{1-d} \quad (1.7)$$

$$G_6(d) = \frac{1+n(1+d)}{1-d} \quad (1.8)$$

$$G_7(d) = \frac{1+n(1+d)}{1-d} \quad (1.9)$$

$$G_8(d) = \frac{1+n(2-d)}{1-d} \quad (1.10)$$

Desta forma é possível notar que os conversores são capazes de gerar elevados ganhos de tensão. No entanto, o número de componentes armazenadores de energia aumenta elevando os custos e contribuindo para o aumento das perdas. Outra característica que deve ser notada nas topologias com células de ganho baseadas no conversor *Boost* é que para potências elevadas tanto o indutor como o interruptor estarão submetidos a altos esforços de corrente.

### 1.2.5 Conversores elevadores a capacitor chaveado

Conversores cc-cc de alto ganho a capacitor chaveado utilizam a técnica de *Charge Pump* e são vantajosos por sua modularidade e alta densidade de potência [5], isso ocorre pois não necessitam de elementos magnéticos. Esses conversores podem ser modelados como uma rede de células básicas, compostas por interruptores e capacitores. Algumas das células utilizadas são: *Ladder*, *Dickson*, *Cockcroft-Walton*, *Fibonacci* e *Valley-Fill* [16].

Em conversores elevadores de tensão a capacitor chaveado a célula *Ladder* se destaca por garantir a distribuição igualitária de esforços de tensão entre os semicondutores [16]. Essa característica não, é por exemplo, encontrada nas células *Dickson*, *Fibonacci* e *Valley-Fill*. A célula *Ladder* é apresentada na Figura 1.8, sendo uma de suas desvantagens o grande número de componentes, principalmente interruptores. Além disso, os interruptores estão em referenciais diferentes, tornando mais complexo seu acionamento.

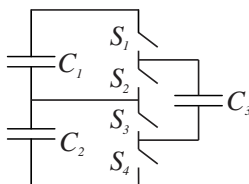


Figura 1.8 - Célula *Ladder*.

Entre as desvantagens encontradas nos conversores a capacitor chaveado destacam-se: a dificuldade de controlar a tensão de saída, pois a razão cíclica do conversor possui baixo impacto na tensão de saída; altos valores de transitórios de corrente, o que aumenta as perdas do conversor, diminuindo o rendimento e, em alguns casos, causando problemas de compatibilidade eletromagnética; conversores com ganho elevado



necessitam de grande número de interruptores o que aumenta a taxa de falhas, diminuindo a confiabilidade [5], [16], [34].

Apesar dessas dificuldades esses conversores são empregados em aplicações de baixa potência que utilizam conversores a capacitor chaveado encapsulados, por exemplo, o MAX5008, LM2758 e LM2600. Esse último com até 98% de rendimento [5].

### 1.2.6 Conversores a indutor acoplado

Indutores acoplados são componentes valiosos em conversores cc-cc não isolados que armazenam energia em um ciclo e alimentam a carga em outro. Como muitas aplicações não necessitam de isolamento galvânica o uso de indutores acoplados fornece uma excelente alternativa para o incremento do ganho de conversores, pois ganhos maiores são atingidos pelo simples incremento na relação entre as espiras dos indutores.

O conversor boost com indutor acoplado proposto por [35] é um conversor com elevado ganho de tensão. Tal conversor é mostrado na Figura 1.9. O enrolamento secundário do indutor acoplado opera como uma fonte de tensão em série com a alimentação. Desta forma, o ganho de tensão pode ser aumentado através da relação de transformação do indutor acoplado. Além disso, conversores baseados na topologia *Boost* com indutor acoplado podem ter rendimento superior aos conversores *Boost* convencionais [5].

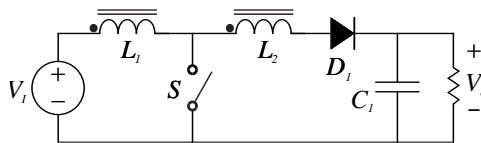


Figura 1.9 – *Boost* com indutor acoplado.

O ganho estático do conversor da Figura 1.9 é dado por (1.11)

$$G_{CI}(d) = \frac{1 + nd}{1 - d} \quad (1.11)$$

No entanto, esse conversor necessita da inclusão de um circuito grampeador, que é responsável por dar um caminho à corrente de magnetização no momento em que o interruptor é bloqueado. No bloqueio, a corrente não cessa instantaneamente e a mesma será aplicada no enrolamento secundário do indutor, ocasionando um pico de tensão que pode ser prejudicial ao bom funcionamento do circuito [36]. Outro inconveniente desta topologia é o elevado esforço de tensão sobre o diodo.

### 1.2.7 Conversor *Boost-Flyback*

O conversor *Boost-Flyback* proposto por [37] é a combinação equivalente dos conversores *Boost* e *Flyback*. A forma construtiva desse conversor permite que o ganho estático do conversor seja a soma dos ganhos estáticos dos conversores *Boost* e *Flyback* utilizando apenas um interruptor. Os conversores compartilham o indutor acoplado e suas respectivas saídas são conectadas em série, conforme apresentado na Figura 1.10.

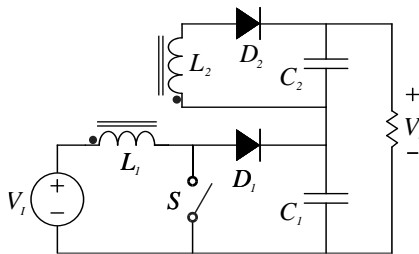


Figura 1.10 – Conversor *Boost-Flyback*.

O ganho estático do conversor é, como dito anteriormente, a soma dos ganhos dos conversores *Boost* e do *Flyback*, conforme (1.12)

$$G_{BF}(d) = G_B(d) + G_F(d) = \frac{1}{1-d} + \frac{nd}{1-d} = \frac{1+nd}{1-d} \quad (1.12)$$

Essa topologia apresenta diversas qualidades, sendo que a principal é o elevado ganho de tensão com reduzido número de componentes. O conversor *Boost-Flyback* também pode ser utilizado em aplicações fotovoltaicas, conforme apresentado por [38] e [39]. Um problema associado a topologia é o fato da corrente de entrada do conversor *Boost-Flyback* apresentar grandes ondulações e descontinuidade o que não é adequado para algumas aplicações. Fazendo uma comparação simples em relação ao conversor *Boost* convencional (que possui ganho limitado em  $G = 4$ , com razão cíclica  $d = 0,75$ ) o conversor *Boost-Flyback* na condição de relação de espiras do indutor acoplado unitário ( $n = 1$ ) possui ganho igual a 7, o que representa um aumento de 75% no ganho do conversor. O ganho desse conversor pode ser ainda aumentado com o aumento da relação de espiras ( $n$ ), porém o aumento dessa relação faz crescer as indutâncias de dispersão e as capacitâncias parasitas do indutor, o que limita o ganho dessa topologia [25]. O ganho desse conversor pode ainda ser aumentado com o incremento de células *Flyback* [25], A Figura 1.11 apresenta o conversor com  $nc$  células.

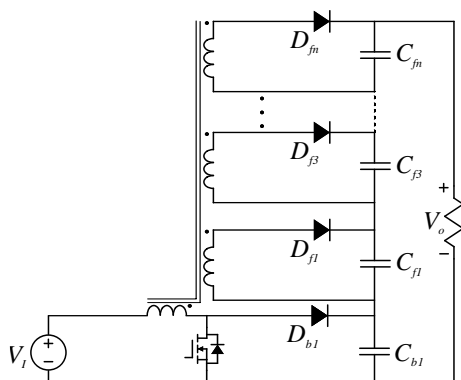


Figura 1.11 – Conversor *Boost-Flyback* com  $nc$  células.

### 1.2.8 Conversor *Interleaved Double Dual Boost*.

Essa topologia baseia-se na junção de pelo menos dois conversores *Boost* conectados em paralelo na entrada (conexão *interleaved* com distribuição dos esforços de corrente) e com saída flutuante, o ganho da topologia é praticamente o dobro do *Boost* convencional, a Figura 1.12 apresenta a topologia.

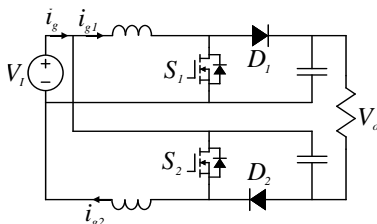


Figura 1.12 - *Double Dual Boost*.

O ganho do conversor da Figura 1.12 é dada pela equação (1.13).

$$G_{DDB}(d) = \frac{2}{1-d} - 1 \quad (1.13)$$

A entrada em paralelo permite ao conversor dividir o processamento de potência. Além disso o acionamento dos interruptores ocorre com defasagem de 180 graus, permitindo reduzir possíveis ondulações de corrente nos indutores de entrada de cada conversor *Boost* [40]-[42]. A modularidade e a eficiência dessa topologia é uma vantagem explorada em [40], aplicado a conversão de energia a partir de células combustível alcançou-se 98,6% de eficiência no processamento de 80 kW.

## 1.3 PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO

Neste capítulo foram apresentados os seguintes conversores cc-cc elevadores de tensão: *Boost*, *Boost* quadrático, *Boost interleaved*, *Boost* com célula de ganho, conversores a capacitor chaveado, conversores com indutor acoplado, conversor *Boost-Flyback* e *Interleaved Double Dual Boost*. Para estes conversores apresenta-se uma descrição sucinta das

principais características e sua capacidade de elevação de tensão. Através do estudo, observa-se as vantagens e desvantagens de cada topologia e opta-se pela escolha do conversor *Boost-Flyback* como base do projeto. Tal escolha justifica-se, pois o mesmo é capaz de fornecer um elevado ganho de tensão, número reduzido de componentes e alta eficiência.

Os pontos fracos do conversor *Boost-Flyback* também foram abordados, o principal problema da topologia está na corrente de entrada que é pulsada, desta forma esse trabalho propõe um novo conversor baseado no *Boost-Flyback*, utilizando uma ligação paralela na entrada (eliminando a corrente pulsada na entrada e aumentando a potência processada) e saída flutuante (solução que aumenta o ganho) baseada no conversor *Interleaved Double Dual Boost*. A Figura 1.13 apresenta o conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho proposto.

Dentro do contexto apresentado, este trabalho tem como objetivo apresentar detalhes da estrutura, análise estática, etapas de operação, esforços nos semicondutores, modelagem e controle do conversor, validação das plantas, exemplo de projeto, dimensionamento de protótipo de 1 kW de potência, circuitos auxiliares necessários, controle digital com *DSP* e resultados experimentais, com intuito de demonstrar a capacidade do conversor de fornecer alto ganho e alto rendimento.

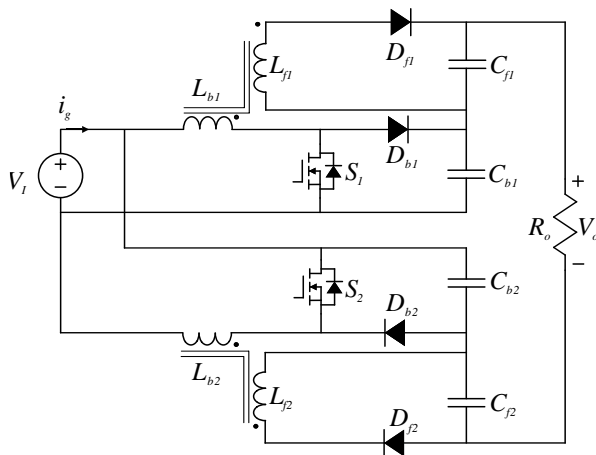


Figura 1.13 - Conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho proposto.

## 1.4 CONCLUSÃO.

Nesse capítulo apresentou-se uma discussão sobre a mudança na utilização de fontes de energia no Brasil e no mundo. Tornou-se claro que fontes de energias renováveis são uma realidade e seu uso cresce diariamente. Algumas semelhanças e diferenças entre fontes renováveis foram discutidas, destacando-se as características mais marcantes em comum, dentre elas o está o baixo nível de tensão de saída, que justifica o desenvolvimento de conversores de alto ganho cada vez mais confiáveis e baratos.

Diversas topologias e técnicas de aumento de ganho de tensão foram apresentadas, suas vantagens e desvantagens citadas e, em alguns, casos comparadas. Por fim, foi proposto um novo conversor baseado na topologia *Boost-Flyback*.

---

# Capítulo 2

---

## 2 ANÁLISE ESTÁTICA, ETAPAS DE OPERAÇÃO E CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES.

---

### 2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o estudo do ganho estático, as etapas de operação e definição dos esforços, cálculo dos tempos de condução e um exemplo de projeto para o conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho operando no modo de condução contínua (MCC).

### 2.2 MODELO EQUIVALENTE DO INDUTOR ACOPLADO

Uma forma intuitiva de análise do conversor é baseada na substituição do indutor acoplado por seu modelo elétrico equivalente. O modelo equivalente do indutor acoplado é apresentado em [26]. Substituindo o indutor acoplado por seu modelo equivalente, desconsiderando as indutâncias de dispersão, o conversor proposto é apresentado na Figura 2.1.

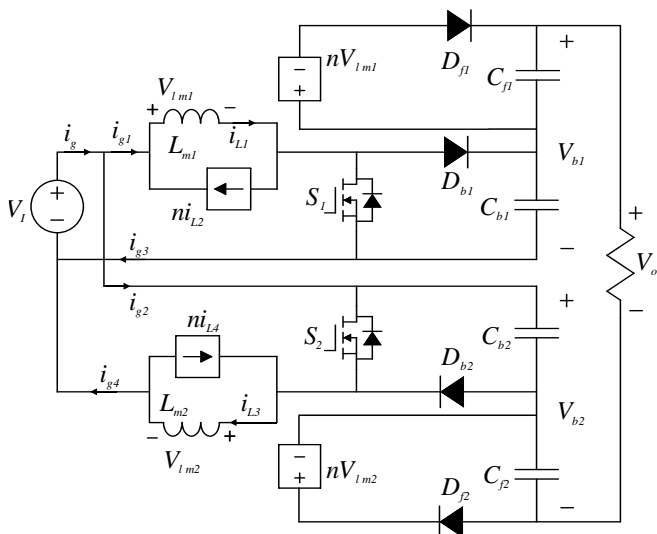


Figura 2.1 Circuito equivalente do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho.

### 2.3 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR DUPLO *BOOST-FLYBACK* DE ALTO GANHO.

A análise estática para obtenção do ganho do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho realiza-se considerando componentes ideais. O acionamento dos interruptores ocorre com uma defasagem de  $180^\circ$ , dessa forma existem quatro etapas de operação.

A primeira etapa ( $0 \leq t \leq t_1$ ) inicia-se quando o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e o interruptor  $S_2$  está em condução, os diodos  $D_{b1}$ ,  $D_{f1}$ ,  $D_{b2}$  e  $D_{f2}$  estão reversamente polarizados e os capacitores  $C_{b1}$ ,  $C_{f1}$ ,  $C_{b2}$  e  $C_{f2}$  transferem energia para a carga em série com a fonte de entrada. Nessa etapa as indutâncias magnetizantes  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  são carregadas. Essa etapa é apresentada na Figura 2.2.



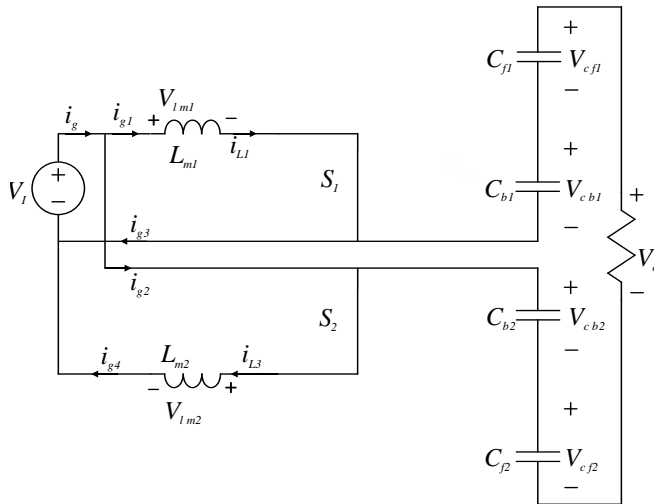


Figura 2.2 – Primeira e terceira etapa de operação.

A segunda etapa ( $t_1 \leq t \leq t_2$ ) inicia-se quando o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear, os diodos  $D_{b2}$  e  $D_{j2}$  estão diretamente polarizados e conduzindo e os diodos  $D_{b1}$ ,  $D_{f1}$  continuam reversamente polarizados. A fonte de entrada fornece energia para os capacitores  $C_{b2}$  e  $C_{j2}$  e para a carga. Nessa etapa a indutância magnetizante  $L_{m2}$  está sendo descarregada. Essa etapa é apresentada na Figura 2.3.

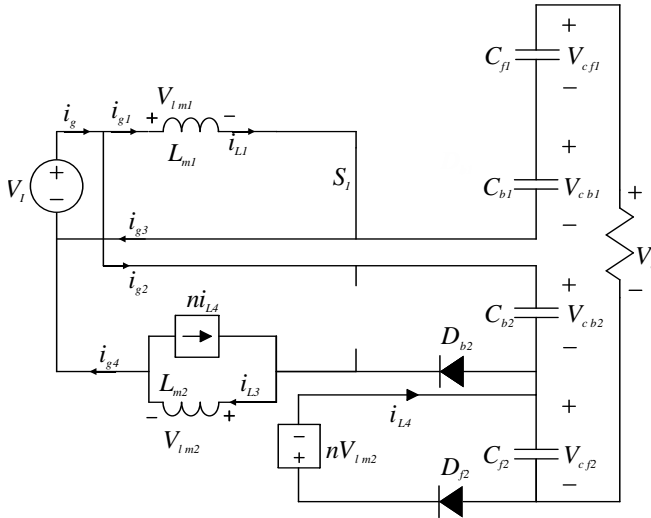


Figura 2.3 - Segunda etapa de operação.

A terceira etapa de operação ( $t_2 \leq t \leq t_3$ ) inicia-se quando o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir, nessa etapa ambos os interruptores estão em condução, sendo essa operação igual à primeira etapa vista na Figura 2.2.

Na quarta etapa de operação ( $t_3 \leq t \leq T_s$ ) o interruptor  $S_1$  bloqueia-se, os diodos  $D_{b1}$  e  $D_{f1}$  conduzem e os diodos  $D_{b2}$  e  $D_{f2}$  continuam reversamente polarizados. A fonte fornece energia para os capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{f1}$  e para a carga. Nessa etapa a indutância magnetizante  $L_{m1}$  descarrega e a indutância magnetizante  $L_{m2}$  é carregada. Essa etapa é apresentada na Figura 2.4. Nota-se que a segunda e a quarta etapa são duais.

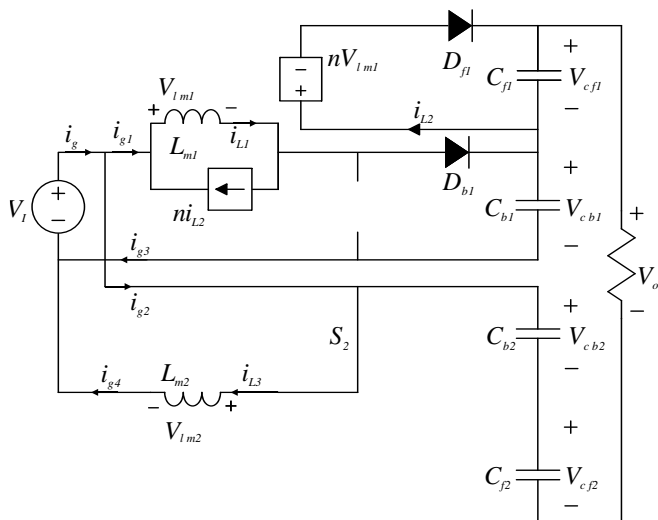


Figura 2.4 – Quarta etapa de operação.

O ganho estático do conversor pode ser calculado a partir do ganho de cada bloco *Boost-Flyback* individualmente, uma vez que as tensões aplicadas sobre as indutâncias magnetizante e capacitâncias de cada bloco dependem exclusivamente de parâmetros do próprio bloco, as formas de onda da tensão sobre as indutâncias magnetizantes de cada bloco são apresentadas na Figura 2.5.

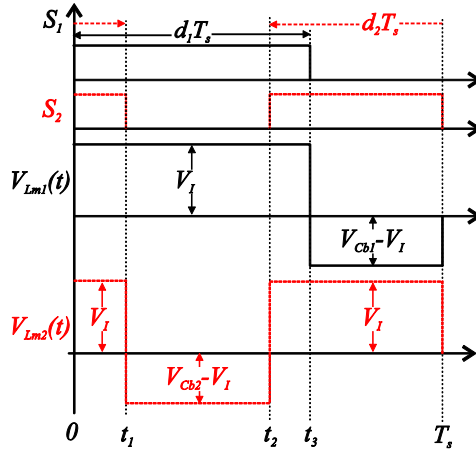


Figura 2.5 – Comando dos interruptores e tensão sobre as indutâncias magnetizantes.

Para o cálculo do ganho estático de cada bloco faz-se o balanço da tensão no indutor, ou seja, o valor médio da tensão no indutor em um período de comutação deve ser igual a zero, podendo-se escrever (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4).

$$V_{Lm1} = V_I \cdot d - \frac{V_{Cf1}}{n} \cdot (1-d) = 0 \quad (2.1)$$

$$V_{Lm1} = V_I \cdot d - (V_I - V_{Cb1}) \cdot (1-d) = 0 \quad (2.2)$$

$$V_{Lm2} = V_I \cdot d - \frac{V_{Cf2}}{n} \cdot (1-d) = 0 \quad (2.3)$$

$$V_{Lm2} = V_I \cdot d - (V_I - V_{Cb2}) \cdot (1-d) = 0 \quad (2.4)$$

Isolando-se as tensões nos capacitores  $V_{Cb1}$ ,  $V_{Cb2}$ ,  $V_{Cf1}$  e  $V_{Cf2}$ , obtém-se (2.5) e (2.6), que são, respectivamente, os ganhos dos conversores *Boost* e *Flyback* de cada conversor.

$$V_{cb1} = V_{cb2} = \frac{V_I}{(1-d)} \quad (2.5)$$

$$V_{cf1} = V_{cf2} = \frac{n \cdot V_I \cdot d}{(1-d)} \quad (2.6)$$

Dessa forma o ganho de cada bloco *Boost-Flyback* é dado por

$$V_{bx} = \frac{V_I}{(1-d)} + \frac{n \cdot V_I \cdot d}{(1-d)} \quad (2.7)$$

A topologia proposta fornece a seguinte tensão de saída

$$V_o = V_{b1} + V_{b2} - V_I \quad (2.8)$$

O ganho do conversor, que representa a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída é expresso por:

$$G(d) = \frac{V_o}{V_I} = \frac{2}{(1-d)} + \frac{2 \cdot n \cdot d}{(1-d)} - 1 = \frac{2 \cdot n \cdot d + 2}{(1-d)} - 1 \quad (2.9)$$

A proposta dessa topologia é fornecer alto ganho com reduzido número de componentes (principalmente interruptores). As curvas de ganho apresentadas na Figura 2.6 mostram uma comparação entre os ganhos teóricos dos conversores: *Boost*, *Boost* quadrático, *Boost-Flyback* e Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho.

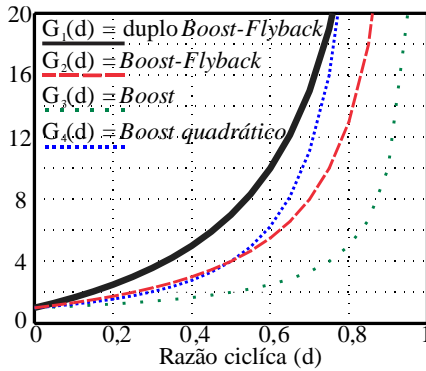


Figura 2.6 – Ganho estático teórico dos conversores *Boost*, *Boost* quadrático, *Boost-Flyback* e *Duplo Boost-Flyback* de alto ganho.

A curva de ganho apresentada na Figura 2.6 refere-se à equação (2.9) considerando uma relação de transformação unitária ( $n=1$ ), o ganho do conversor pode ser aumentado com maiores relações de transformação como visto na Figura 2.7, sendo o limite dessa relação definido pela indutância de dispersão [25].

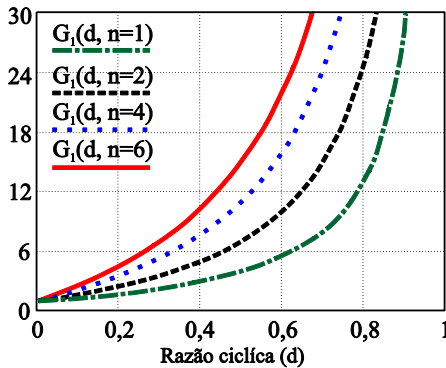


Figura 2.7 - Ganhos do conversor *Duplo Boost-Flyback* de alto ganho com variação da relação de transformação.

Aumenta-se também o ganho do conversor com o acréscimo de células *Flyback* [25] como apresentado na Figura 2.8

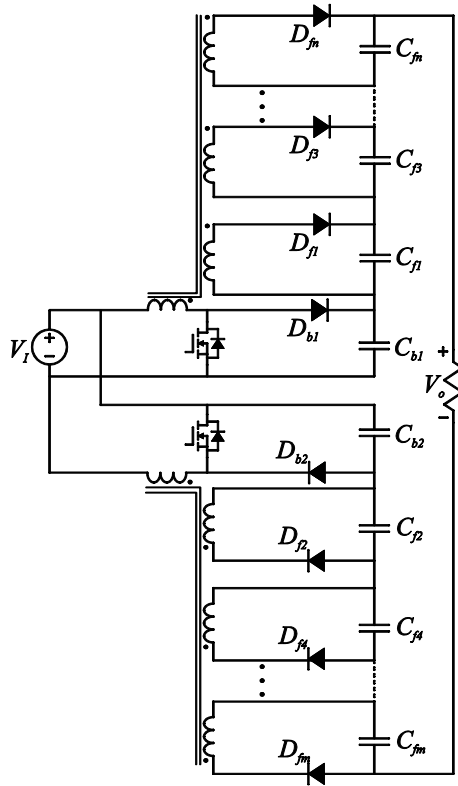


Figura 2.8 – Modelo do Conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho para  $nc$  células *Flyback*.

O cálculo mais sofisticado do ganho do conversor pode ser obtido considerando resistências dos indutores ( $r_{L1}$ ,  $r_{L2}$ ,  $r_{L3}$  e  $r_{L4}$ ), a Figura 2.9 apresenta o circuito com a adição dos resistores. O desenvolvimento desse cálculo é apresentado em [25] para a tensão de saída do conversor *Boost-Flyback* convencional, a tensão de saída do *Boost-Flyback* convencional representa as tensões  $V_{b1}$  e  $V_{b2}$  nesse conversor, como apresentado anteriormente, dessa forma o ganho estático considerando as perdas nos indutores pode ser calculado.

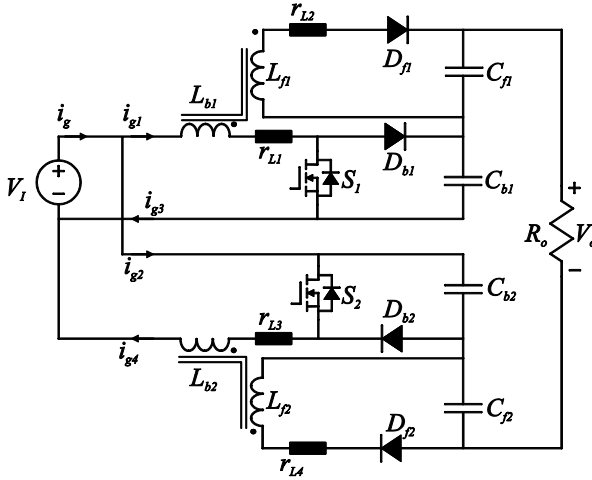


Figura 2.9 - Circuito com perdas.

O equacionamento do circuito com perdas das tensões  $V_{b1}$  e  $V_{b2}$  é apresentado em [25] e expresso em (2.10) e (2.11)

$$V_{b1} = \frac{1+nd}{1-d} \cdot \frac{1}{1+(1+n)^2 \frac{dr_{L1}}{(1-d)^2 R_o} + \frac{r_{L2}}{(1-d)R_o}} \quad (2.10)$$

$$V_{b2} = \frac{1+nd}{1-d} \cdot \frac{1}{1+(1+n)^2 \frac{dr_{L3}}{(1-d)^2 R_o} + \frac{r_{L4}}{(1-d)R_o}} \quad (2.11)$$

Substituindo (2.10) e (2.11) na equação (2.8), chega-se a



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+nd}{1-d} \cdot \frac{1}{1+(1+n)^2 \frac{dr_{L1}}{(1-d)^2 R_o} + \frac{r_{L2}}{(1-d)R_o}} + \frac{1+nd}{1-d} \cdot \frac{1}{1+(1+n)^2 \frac{dr_{L3}}{(1-d)^2 R_o} + \frac{r_{L4}}{(1-d)R_o}} - 1 \quad (2.12)$$

A Figura 2.10 apresenta a curva de ganho do conversor com relações de transformação distintas ( $n=2$  e  $n=4$ )

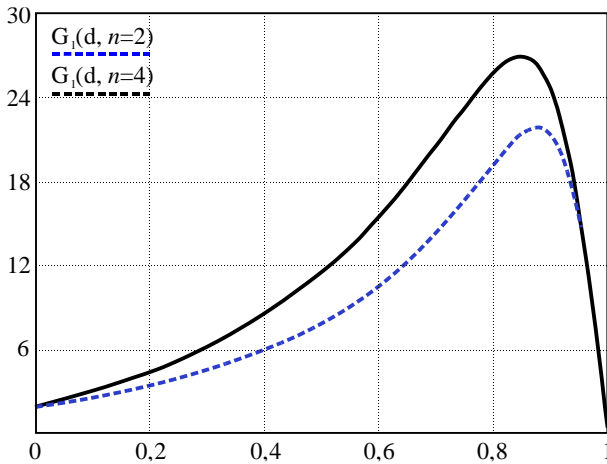


Figura 2.10 - Ganhos do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho com perdas.

## 2.4 CÁLCULO DOS ESFORÇOS

No cálculo dos esforços de corrente considera-se a indutância de dispersão no secundário, o que adiciona mais etapas de operação ao conversor. O circuito completo pode ser visto na Figura 2.11.

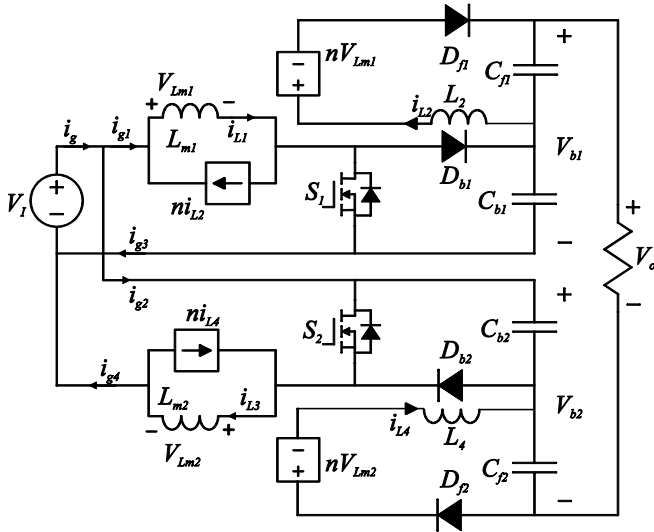


Figura 2.11 – Circuito Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho considerando a indutância de dispersão.

Os blocos *Boost-Flyback* operam de forma independente, assim realiza-se o cálculo dos esforços de cada bloco a partir das etapas de operação apresentadas na Figura 2.12, Figura 2.13, Figura 2.14 e Figura 2.15. A Figura 2.16 apresenta as principais formas de onda do conversor.

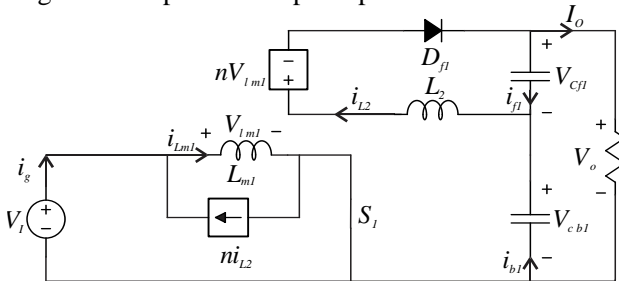


Figura 2.12 – Primeira etapa de operação.

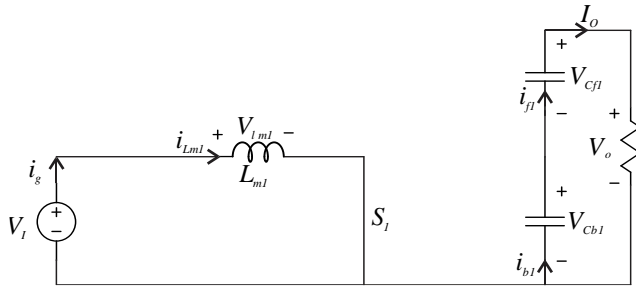


Figura 2.13 – Segunda etapa de operação.

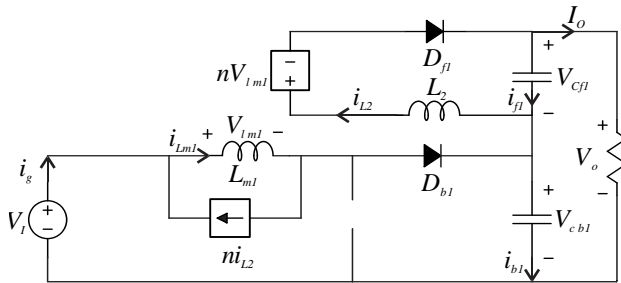


Figura 2.14 – Terceira etapa de operação.

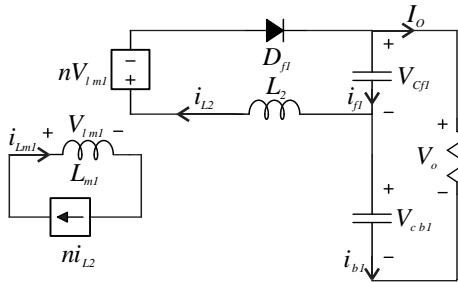


Figura 2.15 – Quarta etapa de operação.

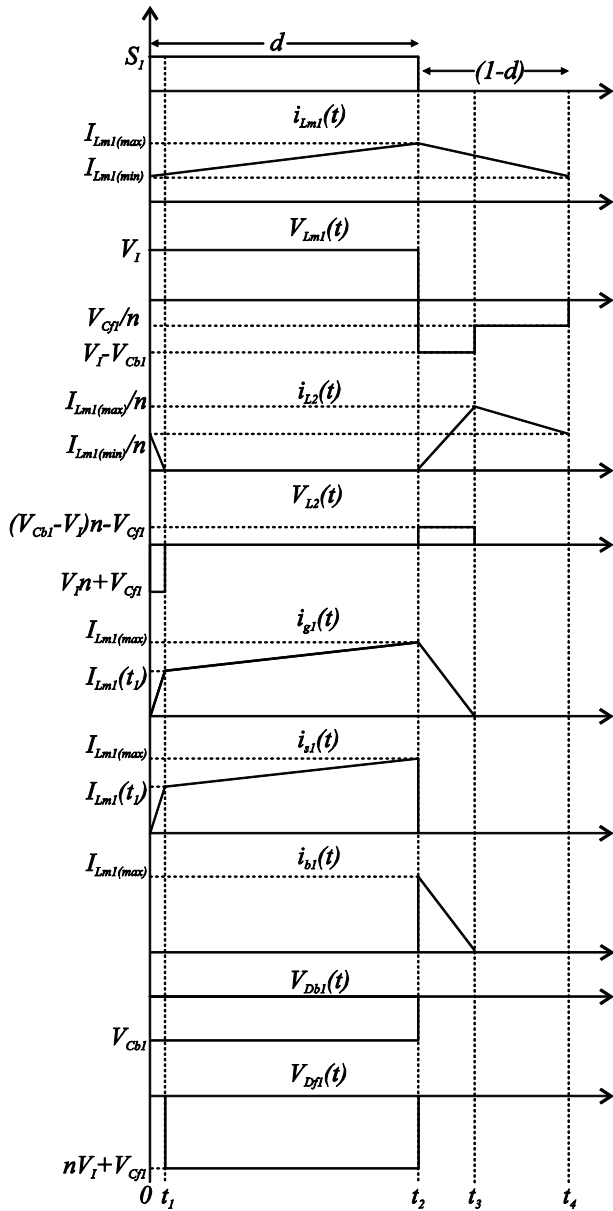


Figura 2.16 – Principais formas de onda.

### 2.4.1 Primeira etapa

Assumem-se como condições iniciais: o interruptor  $S_1$  e o diodo  $D_{b1}$  encontram-se bloqueados, o diodo  $D_{f1}$  conduzindo, o valor da corrente no indutor  $L_{m1}$  é  $I_{L_{m1}(\min)}$  e a corrente no indutor  $L_2$  é  $I_{L_{m1}(\min)} / n$ . No instante 0, o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir. Além disso, definem-se os tempos entre as etapas por (2.13), (2.14), (2.15), (2.16) e (2.17).

$$t_1 - 0 = d_1 \cdot T_s \quad (2.13)$$

$$t_2 - t_1 = d_2 \cdot T_s \quad (2.14)$$

$$t_3 - t_2 = d_3 \cdot T_s \quad (2.15)$$

$$t_4 - t_3 = d_3 \cdot T_s \quad (2.16)$$

$$t_4 = T_s \quad (2.17)$$

Após a entrada em condução as tensões sobre os indutores  $L_{m1}$  e  $L_2$  são definidas por,

$$v_{L_{m1[d1]}}(t) = V_I \quad (2.18)$$

$$v_{L_2[d1]}(t) = -(nV_I + V_{Cf1}) \quad (2.19)$$

As tensões sobre o interruptor  $S_1$  e o diodo  $D_{f1}$  são nulas pois ambos estão conduzindo, já a tensão sobre o diodo  $D_{b1}$  é definida por (2.20).

$$v_{Db1[d1]}(t) = -V_{Cb1} \quad (2.20)$$

Sabendo-se que a corrente nos indutores é definida pela integral da tensão dividida pela indutância, pode-se escrever (2.21) e (2.22) que descrevem o comportamento da corrente nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_2$  para a primeira etapa.

$$i_{L_{m1}[d1]}(t) = \int_0^{t_1} \frac{V_I}{L_{m1}} dt + I_{L_{m1}}(0) \quad (2.21)$$

$$i_{L_2[d1]}(t) = \int_0^{t_1} \frac{-(nV_I + V_{Cf1})}{L_2} dt + I_{L_2}(0) \quad (2.22)$$

Que resultam em:

$$I_{L_{m1}}(t_1) = \frac{V_I}{L_{m1}}(t_1 - 0) + I_{L_{m1}(\min)} \quad (2.23)$$

$$I_{L_2}(t_1) = \frac{-(nV_I + V_{Cf1})}{L_2}(t_1 - 0) + \frac{I_{L_{m1}(\min)}}{n} \quad (2.24)$$

As correntes nos semicondutores são expressas por:

$$I_{S_1[d1]}(t) = i_g(t) = i_{L_{m1}[d1]}(t) - ni_{L_2[d1]}(t) \quad (2.25)$$

$$I_{Db1[d1]}(t) = 0 \quad (2.26)$$

$$I_{Df1[d1]}(t) = I_{L_2}(t) \quad (2.27)$$

A etapa compreendida entre os tempos 0 e  $t_1$  encerra-se quando a corrente no diodo  $D_{f1}$  se anula, bloqueando o diodo e iniciando uma nova etapa.

## 2.4.2 Segunda etapa

A segunda etapa compreende o tempo  $t_1 \leq t \leq t_2$ . Nessa etapa os diodos  $D_{b1}$  e  $D_{f1}$  encontram-se bloqueados, o interruptor  $S_1$  conduzindo, o valor da corrente no indutor  $L_{m1}$  é  $I_{Lm1}(t_1)$  e a corrente no indutor  $L_2$  é nula.

No momento em que o diodo  $D_{f1}$  bloqueia, a tensão sobre o indutor  $L_{m1}$  continua sendo a tensão da fonte. A tensão sobre  $L_2$  é nula. Pode-se escrever (2.28) que define a corrente no indutor  $L_{m1}$  para a segunda etapa de operação.

$$i_{Lm1[d2]}(t) = \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_L}{L_{m1}} dt + I_{Lm1}(t_1) \quad (2.28)$$

Resolvendo a equação para o tempo  $t_2$  tem-se

$$I_{Lm1}(t_2) = \frac{V_L}{L_{m1}}(t_2 - t_1) + I_{Lm1}(t_1) = I_{Lm1(\max)} \quad (2.29)$$

Como visto, a corrente no indutor  $L_2$  é nula para o período, logo:

$$i_{L2}(t_2) = 0 \quad (2.30)$$

As demais correntes são definidas pelas equações (2.31), (2.32) e (2.33).

$$i_{g[d2]}(t) = i_{Lm1[d2]}(t) \quad (2.31)$$

$$i_{S_1[d2]}(t) = i_{g[d2]}(t) \quad (2.32)$$

$$i_{Db1[d2]}(t) = i_{Df1[d2]}(t) = 0 \quad (2.33)$$

Nessa etapa o interruptor está em condução, logo a tensão sobre ele é nula e os esforços de tensão nos diodos são definidos por (2.34) e (2.35)

$$v_{Db1[d2]}(t) = -V_{Cb1} \quad (2.34)$$

$$v_{Df1[d2]}(t) = -(nV_I + V_{Cf1}) \quad (2.35)$$

### 2.4.3 Terceira etapa

A terceira etapa compreende o tempo  $t_2 \leq t \leq t_3$ . Inicia-se quando o interruptor  $S_1$  bloqueia. Neste momento os diodos  $D_{b1}$  e  $D_{f1}$  são polarizados diretamente e instantaneamente o diodo  $D_{b1}$  assume toda a corrente que estava circulando pelo interruptor, já que a corrente no diodo  $D_{f1}$  tem seu crescimento limitado pela indutância de dispersão  $L_2$ . As tensões aplicadas nos indutores  $L_{m1}$  e  $L_2$  são definidas por (2.36) e (2.37), respectivamente.

$$v_{Lm1[d3]}(t) = -(V_{Cb1} - V_I) \quad (2.36)$$

$$v_{L2[d3]}(t) = (V_{Cb1} - V_I)n - V_{Cf1} \quad (2.37)$$

Sabendo-se as tensões sobre os indutores na terceira etapa, pode-se escrever as equações (2.38) e (2.39), que definem as correntes nos indutores.

$$i_{Lm1[d3]}(t) = \int_{t_2}^{t_3} \frac{-(V_{Cb1} - V_I)}{L_{m1}} dt + I_{Lm1}(t_2) \quad (2.38)$$



$$i_{L2[d3]}(t) = \int_{t_2}^{t_3} \frac{(V_{Cb1} - V_I)n - V_{cf1}}{L_2} dt + I_{L2}(t_2) \quad (2.39)$$

Resolvendo as equações (2.38) e (2.39) para o tempo  $t_3$ , chega-se às correntes nas indutâncias magnetizantes e de dispersão do secundário:

$$i_{Lm1}(t_3) = \frac{-(V_{Cb1} - V_I)}{L_{m1}}(t_3 - t_2) + I_{Lm1}(t_2) \quad (2.40)$$

$$i_{L2}(t_3) = \frac{(V_{Cb1} - V_I)n - V_{cf1}}{L_2}(t_3 - t_2) + I_{L2}(t_2) \quad (2.41)$$

As correntes na fonte de entrada, no interruptor  $S_1$ , no diodo  $D_{b1}$  e no diodo  $D_{f1}$  são definidas por (2.42), (2.43), (2.44) e (2.45), respectivamente.

$$i_{g[d3]}(t) = i_{Lm1[d3]}(t) - n \cdot i_{L2[d3]}(t) \quad (2.42)$$

$$i_{S1[d3]}(t) = 0 \quad (2.43)$$

$$i_{Db1[d3]}(t) = i_{g[d3]}(t) \quad (2.44)$$

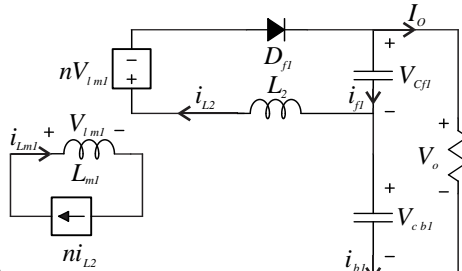
$$i_{Df1[d3]}(t) = i_{L2[d3]}(t) \quad (2.45)$$

Essa etapa se encerra quando a corrente magnetizante é totalmente transferida para o diodo  $D_{f1}$  e a corrente do diodo  $D_{b1}$  torna-se nula.

#### 2.4.4 Quarta etapa.

A quarta etapa de operação inicia-se quando a corrente no diodo  $D_{b1}$  é zero. Nesta etapa a corrente na indutância  $L_{m1}$  é definida por (2.46)

$$i_{L_{m1[d4]}}(t) = n \cdot i_{L_{2[d4]}}(t) \quad (2.46)$$



Como visto na

Figura 2.15, durante a quarta etapa de operação não existe circulação de corrente na fonte de alimentação, assim, a indutância  $L_{m1}$  pode ser refletida para o secundário e a corrente  $i_{L_{2[d4]}}(t)$  pode ser calculada como:

$$i_{L_{2[d4]}}(t) = \int_{t_2}^{t_4} \frac{-V_{cf1}}{L_2 + nL_{m1}} dt + I_{L_2}(t_3) \quad (2.47)$$

Resolvendo-se para  $t = t_4$  tem-se:

$$i_{L_{2[d4]}}(t) = \frac{-V_{cf1}}{L_2 + n^2 L_{m1}} (t_4 - t_3) + I_{L_2}(t_3) \quad (2.48)$$

As correntes na fonte de entrada, no interruptor  $S_1$ , no diodo  $D_{b1}$  e no diodo  $D_{f1}$  são definidas pelas equações (2.49), (2.50), e (2.51), respectivamente.

$$i_{S_1[d4]}(t) = 0 \quad (2.49)$$

$$i_{D_{b1}[d4]}(t) = 0 \quad (2.50)$$

$$i_{D_{f1}[d4]}(t) = i_{L_{2[d4]}(t)} \quad (2.51)$$

Os esforços de tensão sobre o interruptor  $S_1$ , o diodo  $D_{b1}$  e  $D_{f1}$  são respectivamente:

$$v_{S_1[d4]}(t) = V_I + \frac{n \cdot V_{Cf1}}{L_2 + n^2 \cdot L_{m1}} \quad (2.52)$$

$$v_{b1[d4]}(t) = V_I + \frac{n \cdot V_{Cf1}}{L_2 + n^2 \cdot L_{m1}} - V_{Cb1} \quad (2.53)$$

$$v_{f1[d4]}(t) = 0 \quad (2.54)$$

## 2.5 DETERMINAÇÃO DOS TEMPOS

Com o objetivo de definir os esforços nos semicondutores, é necessário definir os tempos de cada uma das quatro etapas de operação. Definem-se os tempos em função dos parâmetros de ondulação de corrente na indutância magnetizante  $\Delta I_{L_{m1}}$ .

Como apresentado pelas equações (2.21) e (2.28), e visto na Figura 2.17, o crescimento da corrente na magnetizante durante as duas primeiras etapas de operação definido por (2.55)

$$\Delta I_{L_{m1}} = \frac{V_I \cdot d}{f_s \cdot L_{m1}} \quad (2.55)$$

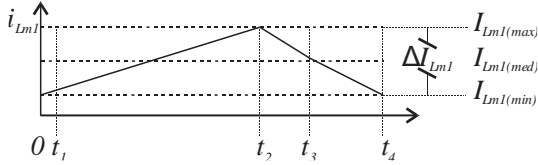


Figura 2.17 – Corrente na indutância magnetizante.

A partir da definição da ondulação de corrente na indutância magnetizante pode-se calcular os limites máximos e mínimos dessa corrente, vistos na Figura 2.17 como  $I_{Lm1(max)}$  e  $I_{Lm1(min)}$  em função do valor médio da corrente na indutância magnetizante, sabendo que esse é um requisito de projeto. Assim tem-se:

$$I_{Lm1(max)} = I_{Lm1(med)} + \frac{\Delta I_{Lm1}}{2} \quad (2.56)$$

$$I_{Lm1(min)} = I_{Lm1(med)} - \frac{\Delta I_{Lm1}}{2} \quad (2.57)$$

Para determinar o tempo  $t_1$ , utiliza-se (2.24), que define a corrente na indutância de dispersão  $L_2$ . Considerando que a corrente  $I_{L_2}(t_1)$  é zero no tempo  $t_1$ , pode-se calcular o tempo  $t_1$ :

$$I_{L_2}(t_1) = \frac{-(nV_I + V_{Cf1})}{L_2}(t_1 - 0) + \frac{I_{Lm1(min)}}{n} = 0 \quad (2.58)$$

$$t_1 = \frac{I_{Lm1(min)}L_2}{n(nV_I + V_{Cf1})} \quad (2.59)$$

O tempo  $t_2$  é definido como o tempo no qual o interruptor é comando a bloquear, sendo,

$$t_2 = d \cdot T_s \quad (2.60)$$

O tempo  $t_3$  pode ser calculado considerando que no instante  $t_3$  as correntes  $I_{Lm1}(t_3)$  e  $I_{L2}(t_3)$  possuem a relação dada:

$$\frac{I_{Lm1}(t_3)}{n} = I_{L2}(t_3) \quad (2.61)$$

Além disso, sabe-se que a corrente  $I_{L2}(t_4)$  é definida por:

$$I_{L2}(t_4) = \frac{I_{Lm1(\min)}}{n} \quad (2.62)$$

Assim pode-se substituir as equações (2.40) e (2.61) em (2.48), como apresentado em (2.63).

$$i_{L2}(t_4) = \frac{-V_{Cf1}}{L_2 + n^2 L_{m1}}(t_4 - t_3) + \frac{-(V_{Cb1} - V_I)}{n \cdot L_{m1}}(t_3 - t_2) + \frac{I_{Lm1(\max)}}{n} \quad (2.63)$$

Pela Figura 2.17 pode-se inferir que o tempo  $t_4$  pode ser reescrito como

$$t_4 = (1 - d - d_3)T_s = \left[ 1 - d - \left( \frac{t_3 - t_2}{T_s} \right) \right] T_s \quad (2.64)$$

Dessa forma, o tempo  $t_3$  pode ser representado por (2.65)

$$t_3 = \frac{\frac{I_{Lm1(\min)} - I_{Lm1(\max)}}{n} + \frac{V_{Cf1}[(1-d)T_s + t_2]}{L_2} - \frac{(V_{Cb1} - V_I)t_2}{n \cdot L_{m1}}}{\frac{V_{Cf1}}{L_2} - \frac{(V_{Cb1} - V_I)}{n \cdot L_{m1}}} \quad (2.65)$$

A equação (2.65) é válida apenas para a situação na qual os valores das tensões  $V_{Cb1}$  e  $V_{Cf1}$  são calculados utilizando a relação apresentada em

[23]. Quando as relações de ganho para as tensões nas saídas *Boost* e *Flyback* do conversor são consideradas ideais como nas equações (2.5) e (2.6), a tensão sobre a indutância de dispersão nesse período é

$$V_{L2} = (V_{cb1} - V_I)n - V_{cf1} \quad (2.66)$$

Substituindo  $V_{cb1}$  e  $V_{cf1}$  por (2.5) e (2.6)

$$V_{L2} = \left( \frac{V_I}{1-d} - V_I \right) n - \frac{n \cdot d \cdot V_I}{1-d} \quad (2.67)$$

Que resulta na equação (2.68)

$$V_{L2} = \frac{n \cdot d \cdot V_I}{1-d} - \frac{n \cdot d \cdot V_I}{1-d} \quad (2.68)$$

Logo, a partir da equação (2.68) a tensão sobre a indutância magnetizante seria nula, impossibilitando o cálculo do tempo.

Uma solução para o cálculo desse período é apresentado em [24], onde o tempo  $t_3$  pode ser calculado por (2.69)

$$t_3 = \frac{2}{n+1}(1-d)T_s + t_2 \quad (2.69)$$

O tempo  $t_4$  é o próprio período de comutação.

## 2.6 DEFINIÇÃO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE

Para o cálculo do valor médio e eficaz da corrente média na indutância magnetizante são consideradas (2.21), (2.28), (2.38) e (2.46), que descrevem o comportamento da corrente em um período. Assim, para o cálculo do valor médio da corrente, faz-se a soma das integrais dessas

equações para um período completo, e para o cálculo do valor eficaz da corrente, faz-se a raiz quadrada da soma quadrática das mesmas equações, resultando em (2.70) e (2.71).

$$I_{Lm1(\text{med})} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm1[d1]}(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lm1[d2]}(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_{Lm1[d3]}(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_3}^{t_4} i_{Lm1[d4]}(t)dt \quad (2.70)$$

$$I_{Lm1(\text{ef})} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm1[d1]}^2(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lm1[d2]}^2(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_{Lm1[d3]}^2(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_3}^{t_4} i_{Lm1[d4]}^2(t)dt} \quad (2.71)$$

Utilizando-se o mesmo método de cálculo para as correntes nos semicondutores e na fonte chega-se a (2.72), (2.73), (2.74), (2.75), (2.76), (2.77), (2.78), (2.79), que definem, respectivamente, os valores médios e eficazes das correntes no diodo  $D_{b1}$ , interruptor  $S_1$  e no diodo  $D_{f1}$ .

$$I_{g(\text{med})} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{g[d1]}(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{g[d2]}(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_{g[d3]}(t)dt \quad (2.72)$$

$$I_{g(\text{ef})} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{g[d1]}^2(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{g[d2]}^2(t)dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_{g[d3]}^2(t)dt} \quad (2.73)$$

$$I_{Db1(\text{med})} = \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_{Db1[d3]}(t)dt \quad (2.74)$$

$$I_{Db1(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_{Db1[d3]}^2(t) dt} \quad (2.75)$$

$$I_{S1(med)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{S1[d1]}(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{S1[d2]}(t) dt \quad (2.76)$$

$$I_{S1(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{S1[d1]}^2(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{S1[d2]}^2(t) dt} \quad (2.77)$$

$$I_{Df1(med)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Df1[d1]}(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_{Df1[d3]}(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_3}^{t_4} i_{Df1[d4]}(t) dt \quad (2.78)$$

$$I_{Df1(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Df1[d1]}^2(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} i_{Df1[d3]}^2(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_3}^{t_4} i_{Df1[d4]}^2(t) dt} \quad (2.79)$$

## 2.7 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR DUPLO BOOST-FLYBACK DE ALTO GANHO

As etapas de operação apresentadas nas Figura 2.18 e Figura 2.19 são referentes ao conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho, considerando a indutância de dispersão no secundário e acionando os interruptores com 180° de defasagem. Cada conversor apresenta quatro etapas de operação, ilustradas na Figura 2.12, Figura 2.13, Figura 2.14 e Figura 2.15.



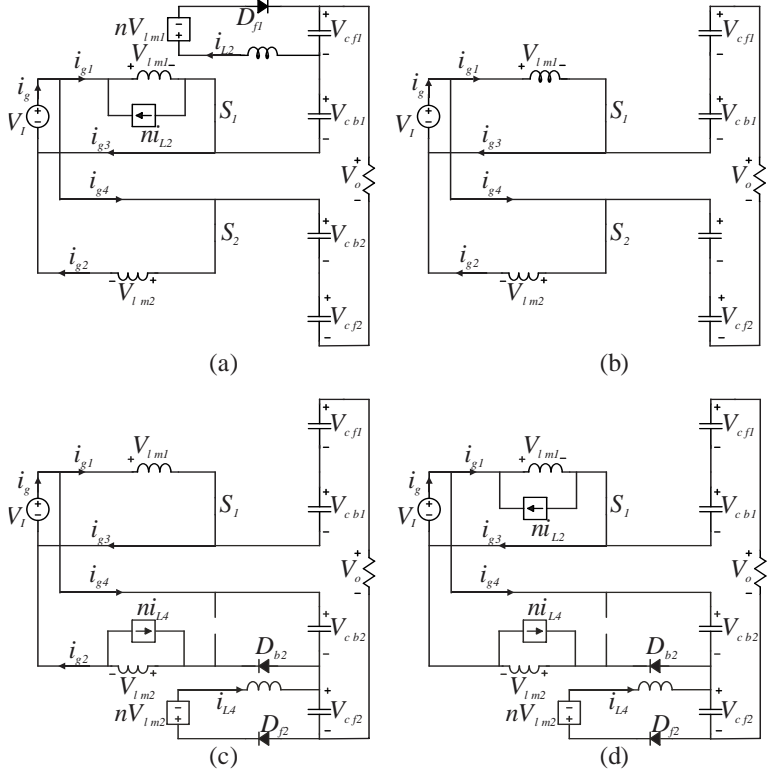


Figura 2.18 - (a) Primeira etapa de operação, (b) segunda etapa de operação, (c) terceira etapa de operação e (d) quarta etapa de operação.

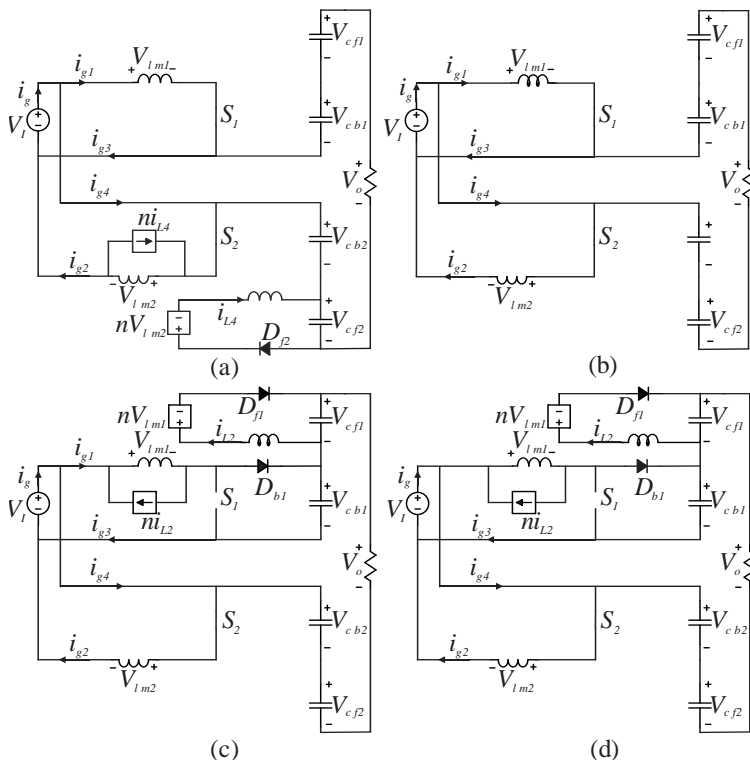


Figura 2.19 - (a) Quinta etapa de operação, (b) sexta etapa de operação, (c) sétima etapa de operação e (d) oitava etapa de operação.

Os esforços nos componentes do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho podem ser calculados a partir das equações (2.70) a (2.79). As seguintes considerações são necessárias:

A corrente  $i_g$  da equação (2.72) representa as correntes  $i_{g1}$  e  $i_{g2}$  da Figura 2.18 e da Figura 2.19. As correntes  $i_{g1}$  e  $i_{g2}$  possuem  $180^\circ$  de defasagem. As correntes  $i_{g3}$  e  $i_{g4}$  são respectivamente as correntes  $i_{g1}$  e  $i_{g2}$  subtraídas da corrente  $I_o$ .

Na Figura 2.20 apresentam-se as principais formas de onda para o conversor, nela os tempos  $t'_1$ ,  $t'_2$ ,  $t'_3$  e  $t'_4$  são os tempos  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$  defasados de 180 graus.

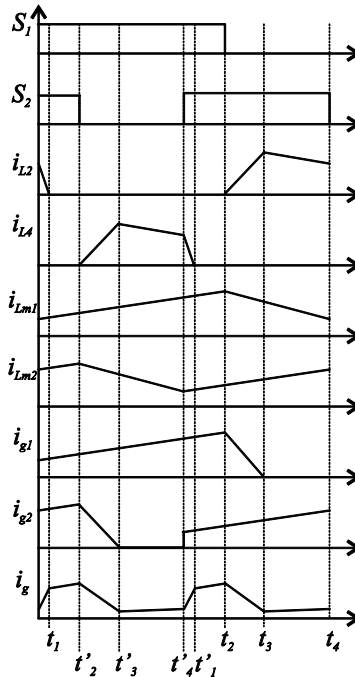


Figura 2.20 – Principais formas de onda.

## 2.8 COMPARAÇÃO DE ESFORÇOS COM O CONVERSOR BOOST-FLYBACK CONVENCIONAL.

Os esforços de corrente do conversor Duplo *Boost-Flyback* foram calculados utilizando o conversor *Boost-Flyback* convencional como base, nota-se então que as correntes de ambos os conversores nos interruptores, diodos e indutores tem o mesmo valor na condição expressa pela equação (2.80).

$$P_{o(\text{Duplo-Boost-Flyback})} = 2P_{o(\text{Boost-Flyback})} \quad (2.80)$$

A dedução da equação (2.80) é de fácil compreensão, pois, o conversor proposto baseia-se na junção de dois conversores *Boost-Flyback* convencionais com divisão igualitária da potência processada.

O mesmo é válido para os esforços de tensão, ou seja, as tensões sobre cada componente do conversor proposto é igual ao da versão convencional, o ganho de tensão da topologia é alcançado pela conexão de saída flutuante que permite que as tensões de saída sejam somadas. A Tabela 2-1 resume o exposto anteriormente.

Tabela 2-1 - Comparação entre conversor Duplo *Boost-Flyback* de Alto Ganho e *Boost-Flyback* convencional.

|   |                    |                         |
|---|--------------------|-------------------------|
| Ganho estático                              | $\frac{1+nd}{1-d}$ | $\frac{2+2nd}{1-d} - 1$ |
| N° diodos boost                             | 1                  | 2                       |
| Esforço de tensão nos diodos <i>Boost</i>   | $V_{Cbx}$          | $V_{Cbx}$               |
| N° diodos <i>Flyback</i>                    | 1                  | 2                       |
| Esforço de tensão nos diodos <i>Flyback</i> | $V_{Cfx} + nV_I$   | $V_{Cfx} + nV_I$        |
| N° de interruptores                         | 1                  | 2                       |
| Esforço de tensão nos interruptores         | $V_{Cbx}$          | $V_{Cbx}$               |

## 2.9 EXEMPLO DE PROJETO

Com o intuito de validar as equações propostas realiza-se um exemplo de projeto teórico e comparam-se seus resultados com uma simulação de circuito realizada com o auxílio do simulador *PSIM*®. As especificações são apresentadas na Tabela 2-2.

Tabela 2-2– Especificação de projeto do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho.

|  |        |
|--|--------|
| Tensão de entrada ( $V_I$ )  | 48 V   |
| Tensão de saída ( $V_o$ )  | 752 V  |
| Potência nominal ( $P_o$ )   | 1 kW   |
| Frequência de comutação ( $f_s$ )                                    | 50 kHz |
| Ondulação percentual de corrente de no indutor ( $\Delta I_{Lm\%}$ ) | 30%    |
| Ondulação percentual de tensão no capacitor ( $\Delta V_{C\%}$ )     | 1%     |

A partir dos valores da Tabela 2-2 pode-se calcular os parâmetros do conversor: Obtém-se o ganho estático por (2.81), fixando a razão cíclica de teste em  $D = 0,64$ , determina-se o valor da relação de transformação do indutor acoplado:

$$\frac{752}{48} = \frac{2 \cdot n \cdot 0,64 + 2}{(1 - 0,64)} - 1 \quad (2.81)$$

$$n = 3,125 \quad (2.82)$$

A indutância magnetizante é calculada por (2.83):

$$\Delta I_{Lm1} = \frac{V_I \cdot d}{f_s \cdot L_{m1}} \quad (2.83)$$

Resultando em (2.84)

$$L_{m1} = \frac{V_I \cdot d}{f_s \cdot \Delta I_{Lm1}} = 134 \mu\text{H} \quad (2.84)$$

O cálculo dos capacitores de saída são apresentados em (2.85) e (2.86).

$$C_{b1} = \frac{I_o D}{f_s V_{Cb1} \Delta V_{o\%}} \quad (2.85)$$

$$C_{f1} = \frac{I_o D}{f_s V_{Cf1} n \Delta V_{o\%}} \quad (2.86)$$

Na Tabela 2-3 apresentam-se os valores calculados.

Tabela 2-3 - Parâmetros de projeto.

|                                       |             |
|---------------------------------------|-------------|
| Relação de transformação ( $n$ )      | 3,125       |
| Indutância magnetizante ( $L_{m1}$ )  | 134 $\mu$ H |
| Capacitor <i>Boost</i> ( $C_{b1}$ )   | 12 $\mu$ F  |
| Capacitor <i>Flyback</i> ( $C_{f1}$ ) | 6 $\mu$ F   |

Na Tabela 2-4 apresentam-se os esforços de corrente teóricos calculados, os valores obtidos por simulação e o erro percentual entre esses resultados. A simulação foi realizada com o auxílio do simulador de circuitos *PSIM*.

Tabela 2-4 – Comparação dos resultados.

|                | Resultados teóricos [A] | Resultados de simulação [A] | Erro [%] |
|----------------|-------------------------|-----------------------------|----------|
| $I_{Df1(med)}$ | 1,22689                 | 1,21683                     | 0,82014  |
| $I_{Df1(ef)}$  | 2,35050                 | 2,29305                     | 2,44409  |
| $I_{Db1(med)}$ | 1,50991                 | 1,61992                     | 3,31264  |
| $I_{Db1(ef)}$  | 4,20066                 | 4,53378                     | 3,16902  |
| $I_{S1(med)}$  | 9,74292                 | 9,87040                     | 1,30838  |
| $I_{S1(ef)}$   | 12,04322                | 12,26786                    | 1,86466  |

## 2.10 CONCLUSÃO

Nesse capítulo apresentou-se a análise estática do conversor *Boost-Flyback* em modo de condução contínua. O modelo do conversor a partir da substituição do indutor acoplado por seu modelo elétrico equivalente foi de grande valia na análise, facilitando o entendimento das etapas de operação. Algumas variações topológicas baseadas no conversor proposto foram apresentadas, possibilitando o incremento do ganho estático para aplicações que necessitem de ganhos acima de 20. Os esforços de corrente em cada componente foram validados com a comparação dos valores a resultados de simulação numérica.





---

# Capítulo 3

---

## 3 MODELAGEM E CONTROLE

---

### 3.1 INTRODUÇÃO

O uso de controladores em conversores estáticos possibilita o controle da potência processada, além de, permitir ajustes de parâmetros de entrada, intermediários e de saída em tempo real, o que melhora o desempenho do sistema.

Neste capítulo será apresentada a modelagem do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho, a obtenção das plantas do conversor e suas validações e a estratégia de controle do sistema em estudo. Neste conversor deseja-se controlar a tensão de cada barramento ( $V_{b1}$  e  $V_{b2}$ ) de forma independente, cada barramento será controlado a partir da corrente de entrada de cada bloco ( $i_{g1}$  e  $i_{g2}$ ). A Figura 3.1 apresenta a estratégia de controle para o conversor proposto.

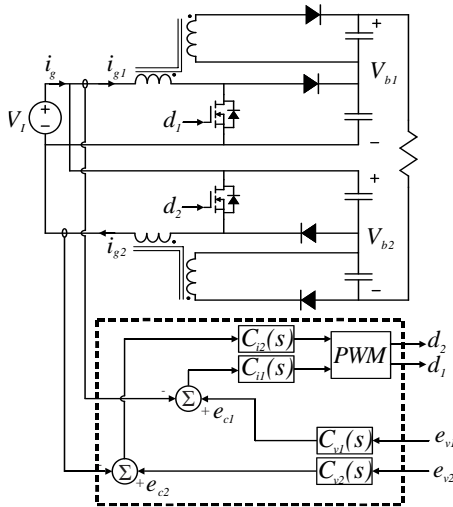


Figura 3.1- Estratégia de controle do conversor proposto.

### 3.2 MODELAGEM DO CONVERSOR *BOOST-FLYBACK*

Com o objetivo de obter a função de transferência da planta do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho, realiza-se inicialmente a modelagem em pequenos sinais. Com o propósito de simplificar a análise do circuito, assumem-se características ideais de corrente e tensão nos semicondutores e o indutor acoplado é substituído pelo seu modelo elétrico equivalente, desconsiderando a indutância de dispersão. A Figura 3.2 apresenta as formas de tensão nos indutores ( $V_{Lm1}$  e  $V_{Lm2}$ ), tensões nos diodos ( $V_{Db1}$ ,  $V_{Db2}$ ,  $V_{Df1}$  e  $V_{Df2}$ ), correntes nos indutores ( $I_{Lm1}$  e  $I_{Lm2}$ ) e correntes nos interruptores ( $I_{S1}$  e  $I_{S2}$ ).

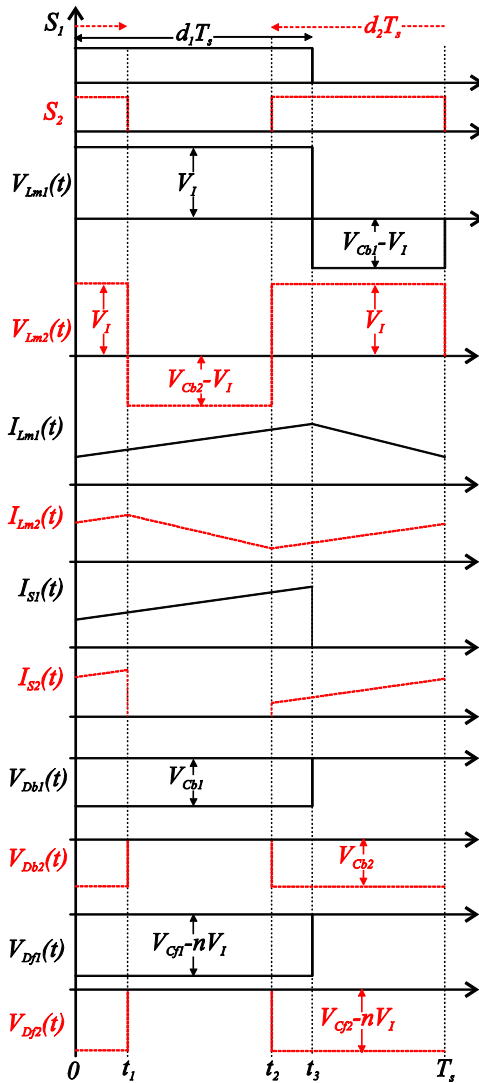


Figura 3.2 – Principais formas de onda.

O valor médio da corrente em um período completo de cada interruptor são definidas por (3.1) e (3.2). Os valores médios da tensão nos diodos são definidas por (3.3), (3.4), (3.5) e (3.6).

$$\langle i_{S1}(t) \rangle_{T_s} = i_{Lm1}(t)d_1(t), \quad (3.1)$$

$$\langle i_{S2}(t) \rangle_{T_s} = i_{Lm2}(t)d_2(t), \quad (3.2)$$

$$\langle v_{Db1}(t) \rangle_{T_s} = -v_{Cb1}(t)d_1(t), \quad (3.3)$$

$$\langle v_{Db2}(t) \rangle_{T_s} = -v_{Cb2}(t)d_2(t), \quad (3.4)$$

$$\langle v_{Df1}(t) \rangle_{T_s} = (-nv_I(t) - v_{Cf1}(t))d_1(t), \quad (3.5)$$

$$\langle v_{Df2}(t) \rangle_{T_s} = (-nv_I(t) - v_{Cf2}(t))d_2(t). \quad (3.6)$$

Dessa forma obtém-se o modelo médio de grandes sinais ao substituir o interruptor por uma fonte de corrente controlada e os diodos por fontes de tensão controladas. Essas fontes possuem os valores médios representados nas equações (3.1) a (3.6). A Figura 3.3 apresenta o circuito equivalente do modelo médio de grandes sinais.

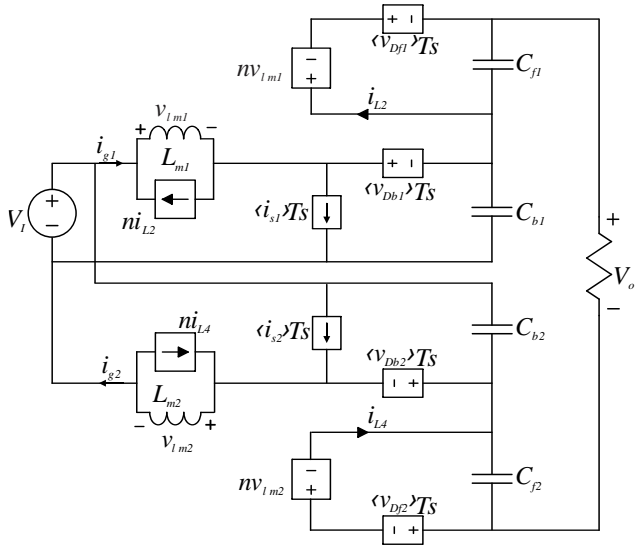


Figura 3.3 - Circuito equivalente de grandes sinais.

Com objetivo de validar o modelo de grandes sinais realiza-se uma simulação comparando o circuito comutado com o circuito equivalente de grandes sinais.

Nessa simulação ambos os conversores partem do regime permanente quando no tempo  $t = 0,02$  s aplica-se um degrau de razão cíclica de 15% em ambos os circuitos, os resultados são apresentados na Figura 3.4.

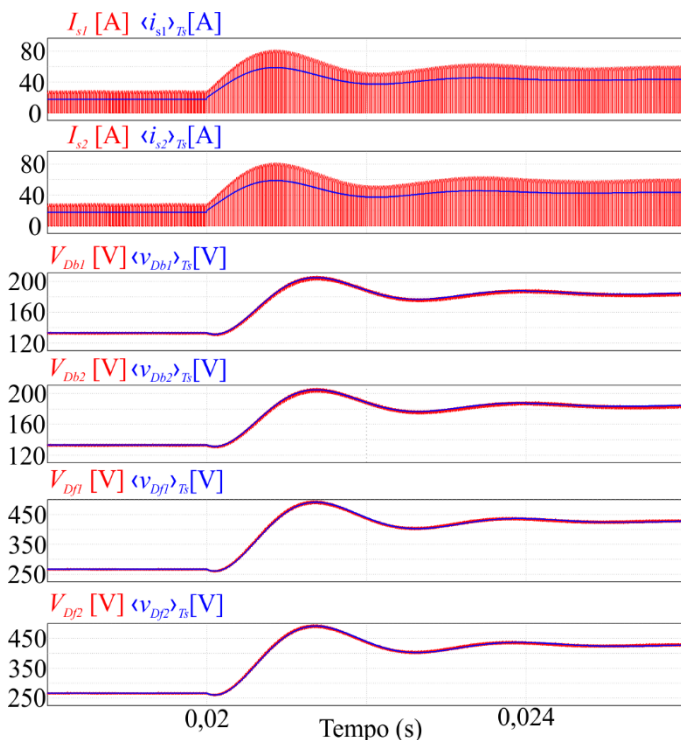


Figura 3.4 - Validação do modelo médio de grandes sinais.

Os resultados apresentados mostram que as correntes nos interruptores ( $I_{s1}$  e  $I_{s2}$ ) e as tensões nos diodos ( $V_{Db1}$ ,  $V_{Db2}$ ,  $V_{Df1}$  e  $V_{Df2}$ ) apresentam o mesmo comportamento, tanto no circuito comutado como no modelo médio de grandes sinais, validando-se o modelo da Figura 3.3.

### 3.2.1 Linearização e Perturbação

A partir do modelo de grandes sinais obtém-se o modelo médio de pequenos sinais, onde esse modelo apresenta o comportamento dinâmico do circuito. Para a obtenção do modelo de pequenos sinais do circuito a partir do modelo de grandes sinais, utiliza-se a linearização em torno do ponto de operação.

Portanto, para a modelagem do conversor assume-se que os valores médios quase instantâneos da corrente no indutor, as tensões nos capacitores e diodos, e a razão cíclica são uma combinação dos valores CC no ponto de operação a ser linearizado, adicionados de uma pequena parcela CA como apresentado nas equações (3.7) a (3.21).

$$\langle i_{s1}(t) \rangle_{T_s} = I_{s1} + \tilde{i}_{s1}(t) \quad (3.7)$$

$$\langle i_{s2}(t) \rangle_{T_s} = I_{s2} + \tilde{i}_{s2}(t) \quad (3.8)$$

$$\langle v_{Db1}(t) \rangle_{T_s} = V_{Db1} + \tilde{v}_{Db1}(t) \quad (3.9)$$

$$\langle v_{Db2}(t) \rangle_{T_s} = V_{Db2} + \tilde{v}_{Db2}(t) \quad (3.10)$$

$$\langle v_{Df1}(t) \rangle_{T_s} = V_{Df1} + \tilde{v}_{Df1}(t) \quad (3.11)$$

$$\langle v_{Df2}(t) \rangle_{T_s} = V_{Df2} + \tilde{v}_{Df2}(t) \quad (3.12)$$

$$i_{Lm1}(t) = I_{Lm1} + \tilde{i}_{Lm1}(t) \quad (3.13)$$

$$i_{Lm2}(t) = I_{Lm2} + \tilde{i}_{Lm2}(t) \quad (3.14)$$

$$v_{Cb1}(t) = V_{Cb1} + \tilde{v}_{Cb1}(t) \quad (3.15)$$

$$v_{Cb2}(t) = V_{Cb2} + \tilde{v}_{Cb2}(t) \quad (3.16)$$

$$v_{Cf1}(t)_{T_s} = V_{Cf1} + \tilde{v}_{Cf1}(t) \quad (3.17)$$

$$v_{Cf2}(t) = V_{Cf2} + \tilde{v}_{Cf2}(t) \quad (3.18)$$

$$v_I(t) = V_I + \tilde{v}_I(t) \quad (3.19)$$

$$d_1(t)_{T_s} = D_1 + \tilde{d}_1(t) \quad (3.20)$$

$$d_2(t)_{T_s} = D_2 + \tilde{d}_2(t) \quad (3.21)$$

Pode-se combinar as equações (3.1) a (3.6) com as equações (3.13) a (3.21), resultando em:

$$I_{S1} + \tilde{i}_{S1}(t) = [I_{Lm1} + \tilde{i}_{Lm1}(t)][D_1 + \tilde{d}_1(t)] \quad (3.22)$$

$$I_{S2} + \tilde{i}_{S2}(t) = [I_{Lm2} + \tilde{i}_{Lm2}(t)][D_2 + \tilde{d}_2(t)] \quad (3.23)$$

$$V_{Db1} + \tilde{v}_{Db1}(t) = [- (V_{Cb1} + \tilde{v}_{Cb1}(t))][D_1 + \tilde{d}_1(t)] \quad (3.24)$$

$$V_{Db2} + \tilde{v}_{Db2}(t) = [- (V_{Cb2} + \tilde{v}_{Cb2}(t))][D_2 + \tilde{d}_2(t)] \quad (3.25)$$

$$V_{Df1} + \tilde{v}_{Df1}(t) = [-n(V_I + \tilde{v}_I(t)) - (V_{Cf1} + \tilde{v}_{Cf1}(t))][D_1 + \tilde{d}_1(t)] \quad (3.26)$$

$$V_{Df2} + \tilde{v}_{Df2}(t) = [-n(V_I + \tilde{v}_I(t)) - (V_{Cf2} + \tilde{v}_{Cf2}(t))][D_2 + \tilde{d}_2(t)] \quad (3.27)$$

As equações (3.22) a (3.27) precisam ser manipuladas para que suas componentes CC e CA sejam separadas, como por exemplo:

$$I_{S1} + \tilde{i}_{S1}(t) = I_{Lm1}D_1 + \tilde{i}_{Lm1}(t)D_1 + I_{Lm1}\tilde{d}_1(t) + \tilde{i}_{Lm1}(t)\tilde{d}_1(t) \quad (3.28)$$

A equação (3.28) é resultado da operação de multiplicação distributiva aplicada à equação (3.22), onde a componente CC é igual a

$$I_{S1} = I_{Lm1}D_1, \quad (3.29)$$



que representa a corrente no interruptor no ponto de operação e a componente CA é igual a

$$\tilde{i}_{S1}(t) = \tilde{i}_{Lm1}(t)D_1 + I_{Lm1}\tilde{d}_1(t) + \tilde{i}_{Lm1}(t)\tilde{d}_1(t), \quad (3.30)$$

que representa a variação de pequenos sinais da corrente no interruptor. As componentes CA possuem termos de primeira ordem, que são lineares ( $\tilde{i}_{Lm1}(t)D_1 + I_{Lm1}\tilde{d}_1(t)$ ) e um termo de segunda ordem, que não é linear ( $\tilde{i}_{Lm1}(t)\tilde{d}_1(t)$ ), porém o termo não linear é resultado da multiplicação de duas perturbações. Sendo assim, essas perturbações são desprezíveis frente ao ponto de operação e dessa forma, podem ser desconsideradas devido a sua baixa amplitude.

Seguindo o mesmo procedimento para a corrente no outro interruptor e as tensões nos diodos as equações (3.23) a (3.27) pode-se escrever as seguintes equações (3.31) a (3.35)

$$I_{S2} + \tilde{i}_{S2}(t) = I_{Lm2}D_2 + \tilde{i}_{Lm2}(t)D_2 + I_{Lm2}\tilde{d}_2(t) + \tilde{i}_{Lm2}(t)\tilde{d}_2(t) \quad (3.31)$$

$$V_{Db1} + \tilde{v}_{Db1}(t) = -V_{Cb1}D_1 - \tilde{v}_{Cb1}(t)D_1 - V_{Cb1}\tilde{d}_1(t) - \tilde{v}_{Cb1}(t)\tilde{d}_1(t) \quad (3.32)$$

$$V_{Db2} + \tilde{v}_{Db2}(t) = -V_{Cb2}D_2 - \tilde{v}_{Cb2}(t)D_2 - V_{Cb2}\tilde{d}_2(t) - \tilde{v}_{Cb2}(t)\tilde{d}_2(t) \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} V_{Df1} + \tilde{v}_{Df1}(t) &= -nV_I D_1 - nD_1\tilde{v}_I(t) - V_{Cf1}D_1 - D_1\tilde{v}_{Cf1}(t) + \\ &- nV_I\tilde{d}_1(t) - n\tilde{v}_I(t)\tilde{d}_1(t) - V_{Cf1}\tilde{d}_1(t) - \tilde{v}_{Cf1}(t)\tilde{d}_1(t) \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} V_{Df2} + \tilde{v}_{Df2}(t) &= -nV_I D_2 - nD_2\tilde{v}_I(t) - V_{Cf2}D_2 - D_2\tilde{v}_{Cf2}(t) + \\ &- nV_I\tilde{d}_2(t) - n\tilde{v}_I(t)\tilde{d}_2(t) - V_{Cf2}\tilde{d}_2(t) - \tilde{v}_{Cf2}(t)\tilde{d}_2(t) \end{aligned} \quad (3.35)$$

Separando as variáveis CC e as variáveis CA, temos

$$I_{S2} = I_{Lm2}D_2 \quad (3.36)$$

$$\tilde{i}_{S2}(t) = \tilde{i}_{Lm2}(t)D_2 + I_{Lm2}\tilde{d}_2(t) + \tilde{i}_{Lm2}(t)\tilde{d}_2(t) \quad (3.37)$$

$$V_{Db1} = -V_{Cb1}D_1 \quad (3.38)$$

$$\tilde{v}_{Db1}(t) = -\tilde{v}_{Cb1}(t)D_1 - V_{Cb1}\tilde{d}_1(t) - \tilde{v}_{Cb1}(t)\tilde{d}_1(t) \quad (3.39)$$

$$V_{Db2} = -V_{Cb2}D_2 \quad (3.40)$$

$$\tilde{v}_{Db2}(t) = -\tilde{v}_{Cb2}(t)D_2 - V_{Cb2}\tilde{d}_2(t) - \tilde{v}_{Cb2}(t)\tilde{d}_2(t) \quad (3.41)$$

$$V_{Df1} = -nV_I D_1 - V_{Cf1}D_1 \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{Df1}(t) = & -nD_1\tilde{v}_I(t) - D_1\tilde{v}_{Cf1}(t) - nV_I\tilde{d}_1(t) + \\ & -n\tilde{v}_I(t)\tilde{d}_1(t) - V_{Cf1}\tilde{d}_1(t) - \tilde{v}_{Cf1}(t)\tilde{d}_1(t) \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$V_{Df2} = -nV_I D_2 - V_{Cf2}D_2 \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{Df2}(t) = & -nD_1\tilde{v}_2(t) - D_2\tilde{v}_{Cf2}(t) - nV_I\tilde{d}_2(t) + \\ & -n\tilde{v}_I(t)\tilde{d}_2(t) - V_{Cf2}\tilde{d}_2(t) - \tilde{v}_{Cf2}(t)\tilde{d}_2(t) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Das equações (3.37), (3.39), (3.41), (3.43) e (3.45) pode-se desconsiderar os termos não lineares, como na equação (3.30).

Depois de realizadas as linearizações é possível obter o modelo médio de grandes sinais linearizado apresentado na Figura 3.5, a partir do modelo médio de grandes sinais da Figura 3.4.

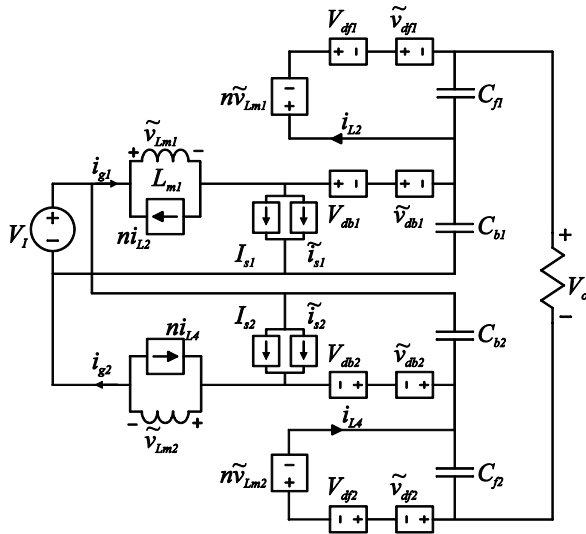


Figura 3.5 – Circuito equivalente do modelo médio de grandes sinais linearizado.

O modelo médio de grandes sinais linearizado pode ser dividido no modelo CA de pequenos sinais da Figura 3.6 e no modelo CC de grandes sinais da Figura 3.7.

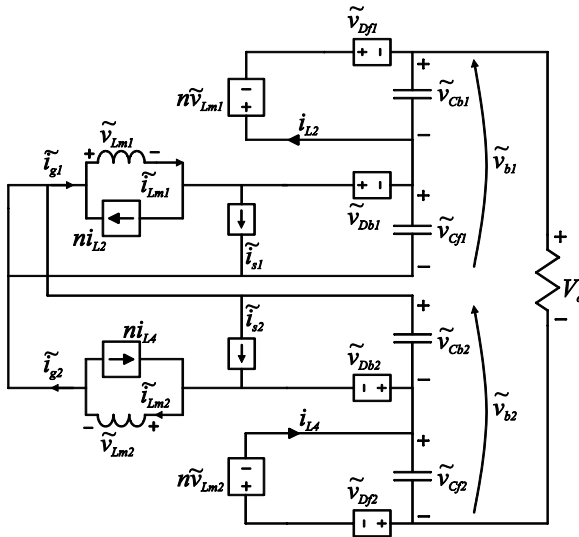


Figura 3.6 - Circuito equivalente do modelo médio de pequenos sinais.

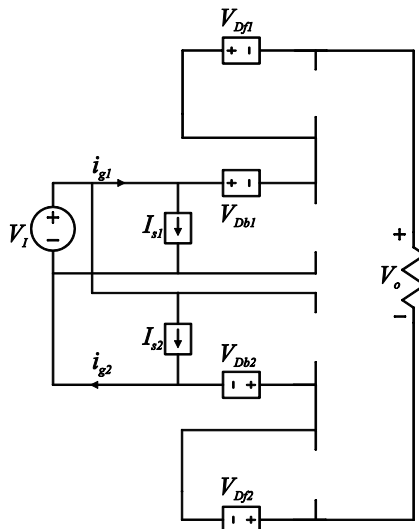


Figura 3.7 - Circuito equivalente do modelo médio de grandes sinais.

O modelo CA de pequenos sinais da Figura 3.6 pode ser solucionado para a obtenção as plantas de corrente e de tensão do conversor.

### 3.2.2 Obtenção da função de transferência da corrente de entrada pela razão cíclica e tensão por razão cíclica.

A partir da solução do modelo de pequenos sinais da Figura 3.6 obtêm-se as funções de transferência de corrente por razão cíclica e de tensão por razão cíclica. A solução utiliza o domínio da frequência com aplicação da transformada de Laplace e, posteriormente a solução de sistemas de equações referentes às malhas e nós dos circuitos de cada conversor *Boost-Flyback* da topologia. Essa solução é apresentada em [26]. A planta de corrente, que relaciona a corrente de entrada ( $i_{g1}$  e  $i_{g2}$ ) com a razão cíclica ( $d_1$  e  $d_2$ ) é definida por

$$FT_i(s) = \frac{i_{gx}(s)}{d_x(s)} = \frac{x_2 s^2 + x_1 s + x_0}{y_2 s^2 + y_1 s + y_0} \quad (3.46)$$

As constantes de (3.46) são apresentadas na Tabela 3-1.

Tabela 3-1 – Constantes da função de transferência  $FT_i(s)$ .

|       |   |
|-------|---|
| $x_2$ | $L_{mx}[I_{Lmx}C_{fx}R_o n^2(D-1) + n(C_{bx} + C_{fx})(nV_I - nV_{Cbx} + V_{Cfx})]$ |
| $x_1$ | $R_o(D-1)[(nV_I + V_{Cfx})C_{fx}Dn + C_b V_{Cbx}] + I_{Lm}n(D-1)(n+1)$              |
| $x_0$ | $(nV_I + V_{Cbx} + V_{Cfx})(D^2n - Dn + D - 1) + I_{Lmx}R_o(2D - D^2 - 1)$          |
| $y_2$ | $L_{mx}R_o(C_{fx}n^2 + C_b)(D - 1)$   |
| $y_1$ | $L_{mx}(n^2 + 2n + 1)(D - 1)$   |
| $y_0$ | $R_o(D^2 - 2D + 1)(D - 1)$  |

Valida-se a função de transferência a partir da comparação do diagrama de Bode do modelo com o diagrama de Bode do circuito comutado, através do simulador de circuitos PSIM. A Figura 3.8 apresenta a comparação, entre o circuito comutado e o obtido pelo método de pequenos sinais. Nota-se que o modelo CA de pequenos sinais

corresponde com o conversor comutado, validando a função de transferência.

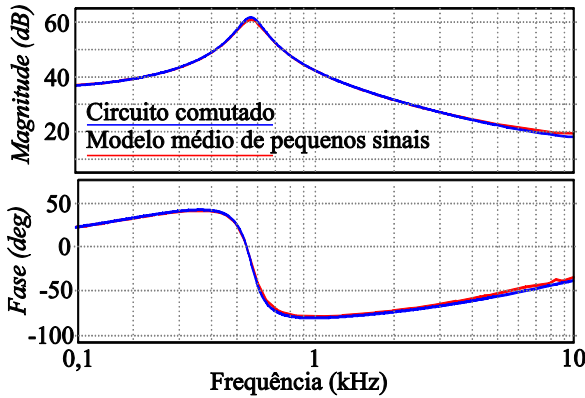


Figura 3.8 – Validação da função de transferência de corrente por razão cíclica do conversor.

Seguindo o mesmo procedimento obtém-se a planta de tensão, que relaciona a tensão de saída ( $V_{b1}$  e  $V_{b2}$ ) pela razão cíclica ( $d_1$  e  $d_2$ )

$$FT'_v(s) = \frac{v_{bx}(s)}{d_x(s)} = \frac{z_1s + z_0}{w_2s^2 + w_1s + w_0} \quad (3.47)$$

As constantes da (3.47) são apresentas na Tabela 3-2

Tabela 3-2 - Constantes da função de transferência  $FT'_v(s)$ .

|       |  |
|-------|--|
| $z_1$ | $-R_o I_{L_{mx}} L_{mx} (D-1)(n+1)$            |
| $z_0$ | $-R_o (nV_1 + V_{C_{bx}} + V_{C_{fx}})(D-1)^2$ |
| $w_2$ | $L_{mx} R_o (C_{fx} n^2 + C_{bx})(D-1)$        |
| $w_1$ | $L_{mx} (n^2 + 2n + 1)(D-1)$                   |
| $w_0$ | $R_o (D^2 - 2D + 1)(D-1)$                      |

Para validar a função de transferência de tensão por razão cíclica realiza-se o mesmo teste com o simulador de circuitos PSIM. Na Figura 3.9 observa-se que o modelo CA de pequenos sinais corresponde com o

conversor comutado, validando a função de transferência apresentada por (3.47).

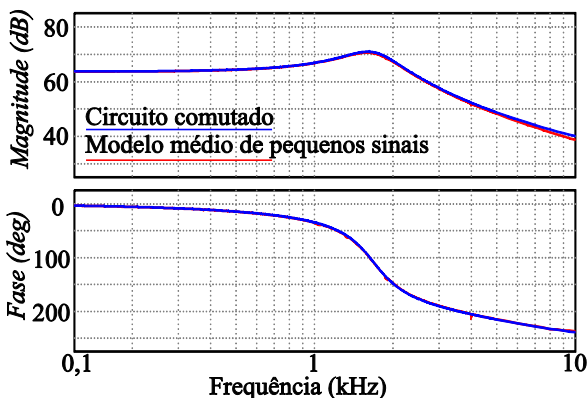


Figura 3.9- Validação da função de transferência de tensão por razão cíclica do conversor.

As equações (3.46) e (3.47) apresentam respectivamente a função de transferência da corrente de entrada e da tensão do barramento pela razão cíclica, para obtenção da função de transferência da tensão do barramento pela corrente de entrada basta dividir (3.47) por (3.46).

$$FT_v(s) = \frac{FT_v'(s)}{FT_i(s)} \quad (3.48)$$

### 3.2.3 Projeto dos controladores de tensão e corrente

O diagrama de blocos da Figura 3.10 é uma representação em blocos da estratégia de controle apresentada na Figura 3.1, nele é possível destacar duas malhas, uma interna e outra externa.

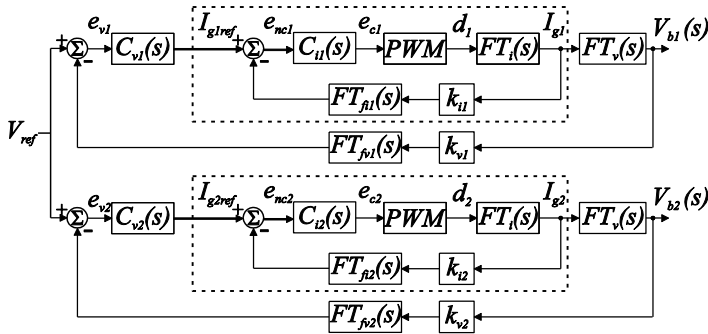


Figura 3.10 - Diagrama de blocos do controle.

Acompanhando a estrutura do diagrama de blocos montada, inicia-se com uma referência de tensão ( $V_{ref}$ ) que deverá ser rastreada pela malha de tensão, com intuito de controlar a tensão de saída de cada bloco *Boost-Flyback*, para isso compara-se a referência ao valor medido na saída do conversor. Esse valor medido possui um ganho  $k_{vx}$  referente ao sensor utilizado e um filtro passa baixas, que elimina ruídos da medição. O valor resultante é chamado de erro não compensado ( $e_{vx}$ ), sendo esse por sua vez aplicado ao compensador de tensão ( $C_{vx}(s)$ ) gerando em sua saída o sinal  $I_{gxref}$  que servirá de referência para a malha interna de corrente, responsável por controlar a corrente de entrada.

A malha de corrente inicia-se com o valor de referência ( $I_{gxref}$ ), esse valor é subtraído do valor da corrente medida na entrada de cada *Boost-Flyback*. Essa corrente possui um ganho do sensor  $k_{ix}$  e um filtro  $FT_{fix}(s)$ . Esse filtro é necessário pois a corrente de entrada dos blocos é pulsada. O erro não compensado gerado por essa subtração passa pelo controlador de corrente  $C_{ix}(s)$  e é aplicado ao modulador PWM, o qual gerará os pulsos de comando para acionamento dos interruptores.

A malha de corrente é destacada na Figura 3.10. O projeto do controlador  $C_{ix}(s)$  realiza-se utilizando análise em frequência [27]. O controlador proporcional integral é ideal para essa aplicação por garantir erro nulo a degrau, rastreamento de referência e rejeição de ruído. A função de transferência desse controlador é expressa por (3.49)



$$C_{ix} = \frac{k_{ci}(s + \omega_{ci})}{s} \quad (3.49)$$

Para a malha de tensão também utiliza-se a mesma estrutura, os motivos da escolha são os mesmos. O projeto da malha de tensão também é baseado nas técnicas apresentadas em [27]. O projeto completo dos controladores é apresentado no Apêndice B.

### 3.2.3.1 Simulações dos controladores de tensão e de corrente.

Com objetivo de validar o comportamento dinâmico do controle de tensão e de corrente, realizam-se simulações com variações de carga no conversor proposto. O circuito utilizado na simulação é apresentado na Figura 3.11.

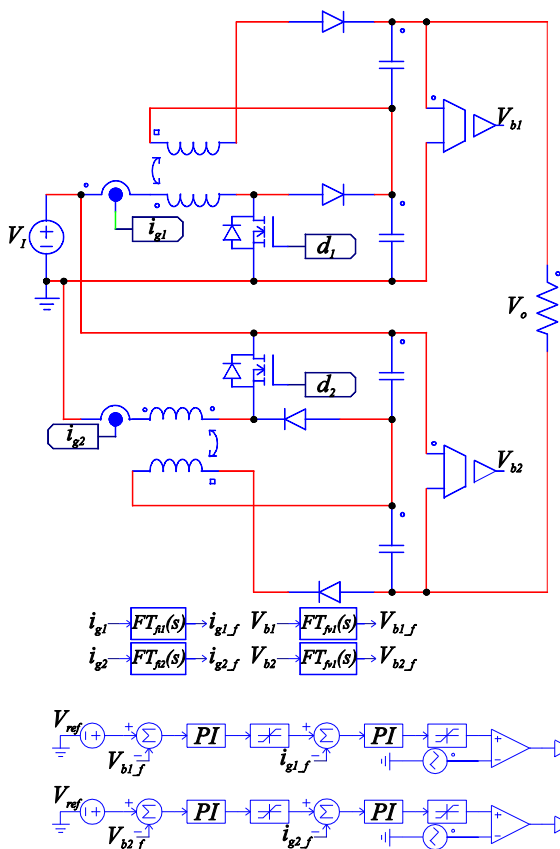


Figura 3.11 - Circuito simulado para validação do controle.

Os parâmetros do circuito simulado são apresentados na Tabela 3-3.

Tabela 3-3 – Parâmetros utilizados na simulação.

|                                       |              |
|---------------------------------------|--------------|
| Tensão de entrada ( $V_I$ )           | 48 V         |
| Tensão do barramento ( $V_{bx}$ )     | 424 V        |
| Potência de saída ( $P_o$ )           | 1 kW         |
| Resistencia de carga ( $R_o$ )        | 640 $\Omega$ |
| Capacitâncias ( $C_{bx}$ e $C_{fx}$ ) | 3 $\mu$ F    |
| Indutância magnetizante ( $L_{mx}$ )  | 220 $\mu$ H  |
| Frequência de chaveamento ( $f_s$ )   | 50 kHz       |

Como apresentado no início do capítulo, a função das malhas de controle nesse conversor é manter a tensão de saída constante, em situações de variações de carga e equilibrar a potência processada por cada conversor através do controle de corrente. O controle de corrente além de equilibrar a potência processada permite limitar a potência de saída do conversor, impedindo o estresse excessivo dos componentes. Essas condições serão apresentadas nos resultados a seguir.

Os parâmetros dos controladores, como frequência de corte em cada malha e margem de fase foram calculados a partir de [27]. Define-se a frequência de corte do controlador de corrente em 5.000 Hz com margem de fase de 60° e a frequência de corte da malha de tensão em 100 Hz com margem de fase de 100°. Esses valores garantem o desacoplamento entre as malhas.

Com objetivo verificar o funcionamento dos controladores com os valores utilizados realizou-se um teste inicial com uma variação de carga de 50 %. O sistema opera inicialmente em regime permanente com potência nominal, então no instante de tempo 60 ms reduz-se a carga pela metade e no instante 100 ms a carga retorna ao valor nominal, dessa forma testa-se o controle para variações positivas e negativas de carga. Os resultados são apresentados na Figura 3.12.

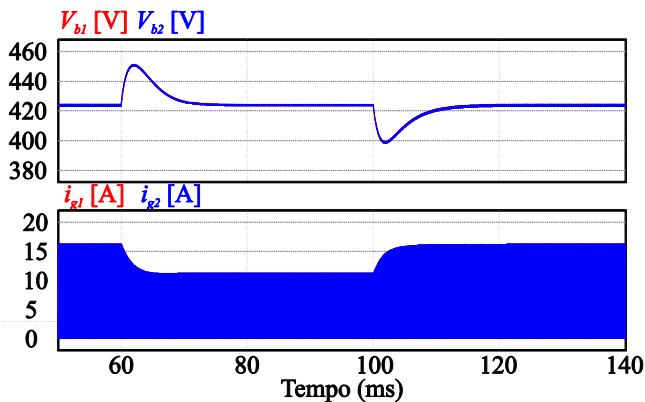


Figura 3.12 – Validação controle, teste degrau de carga.

No instante  $t = 60$  ms o conversor sofre uma alteração instantânea de carga, a resistência varia do valor nominal de  $640 \Omega$  para  $960 \Omega$ , reduzindo a potência processada. A tensão de saída dos dois barramentos ( $V_{b1}$  e  $V_{b2}$ ) atingem o valor máximo de  $450$  V, o que representa um sobressinal de  $6\%$ , o controle responde a essa variação de carga levando a tensão de saída ao valor nominal de  $424$  V em  $20$  ms. No instante  $t = 100$  ms a variação de carga ocorre no sentido contrário, com um aumento da potência processada, nessa condição a tensão dos barramentos atinge valor mínimo de  $400$  V, o que representa um sobressinal de  $6\%$ , o tempo de acomodação foi de aproximadamente  $20$  ms.

No teste é possível também perceber que tanto as tensões quanto as correntes dos dois blocos mantêm valores idênticos durante todo o período, comprovando o funcionamento dos controladores na função de equilibrar as correntes e tensões entre os blocos.

O segundo teste objetiva verificar a capacidade do controle limitar a potência do conversor e mantê-las em equilíbrio para um aumento de carga acima do nominal. A Figura 3.13 apresenta os resultados desse teste. O sistema opera em regime com  $80\%$  da potência nominal, no instante  $t = 60$  ms a carga aumenta para  $110\%$ , o sinal de referência de corrente é então saturado, dessa forma a tensão de saída é reduzida limitando a potência processada pelo conversor a  $100\%$ , independentemente da resistência de carga imposta na saída.

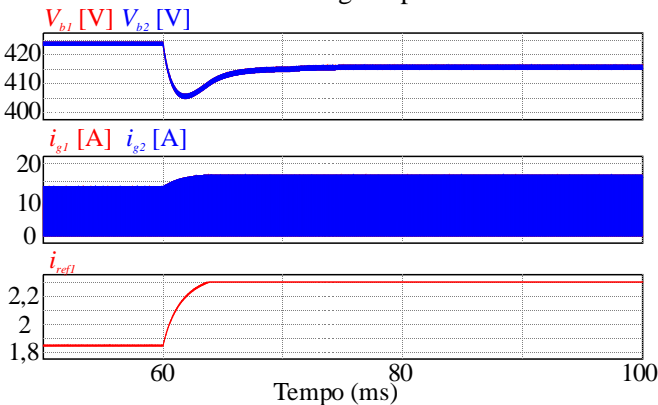


Figura 3.13 – Validação controle, teste de limitação de potência.

### 3.3 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou a modelagem do conversor duplo *Boost-Flyback* de alto ganho. Foram apresentados equacionamento, circuitos equivalentes de grandes sinais, modelos linearizados e circuito equivalente de pequenos sinais para a obtenção das funções de transferências utilizadas no controle do conversor. A validação do modelo também foi apresentada. Por fim uma simulação foi realizada para comprovação das plantas obtidas e dos controladores projetados.



---

# Capítulo 4

---

## 4 PROJETO E DIMENSIONAMENTO

---

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo aborda-se o projeto e dimensionamento do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho estudado nos capítulos anteriores. Também apresenta-se o dimensionamento dos circuitos de condicionamento de sinal e implementação do controle.

### 4.2 PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR DUPLO *BOOST-FLYBACK* DE ALTO GANHO.

As especificações adotadas para o projeto do conversor *Boost-Flyback* são apresentadas na Tabela 4-1.

Tabela 4-1 – Especificações de projeto do conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho.

|   |        |
|---|--------|
| Tensão de entrada ( $V_I$ )   | 48 V   |
| Tensão do barramento ( $V_o$ )  | 800 V  |
| Potência de saída ( $P_o$ )   | 1 kW   |
| Frequência de comutação ( $f_s$ )   | 50 kHz |
| Ondulação percentual de corrente (em relação a corrente média no indutor) | 20 %   |
| Ondulação percentual de tensão (em relação a tensão média no capacitor)   | 3 %    |

Inicia-se o dimensionamento com a definição das tensões de entrada e saída, uma vez definidas o ganho estático pode ser calculado pela equação (4.1).

$$G(d) = \frac{800}{48} = 16,67 \quad (4.1)$$

A razão cíclica de operação  $d_t=0,65$  é arbitrada, pode-se então calcular a relação de espiras dos indutores acoplados, a partir da equação (4.2)

$$n = \frac{G+1-d_t(G+1)-2}{2d_t} = 3,05 \quad (4.2)$$

Assim, os valores médios das tensões nos capacitores  $C_{fx}$  e  $C_{bx}$ , definidos pelas equações (2.5) e (2.6), podem ser calculados pelas equações (4.3) e (4.4), respectivamente.

$$V_{C_{fx}} = \frac{nV_I d_t}{1-d_t} = 283,08 \text{ V} \quad (4.3)$$

$$V_{C_{bx}} = \frac{V_I}{1-d_t} = 140,81 \text{ V} \quad (4.4)$$

A corrente média na saída é calculada pela relação entre a potência e tensão de saída, como apresentado na equação (4.5)

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{800} = 1,25 \text{ A} \quad (4.5)$$

Uma vez definida a corrente de saída, pode-se calcular a resistência da carga para a potência especificada através da equação (4.6).

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{800}{1,25} = 640 \Omega \quad (4.6)$$

Considerando, inicialmente o conversor ideal, ou seja, com rendimento unitário, pode-se assim definir a corrente de entrada pela equação (4.7).



$$I_g = \frac{P_i}{V_i} = \frac{P_o}{V_i} = 20,83 \text{ A} \quad (4.7)$$

Ao considerar que haverá equilíbrio de potência entre os dois blocos *Boost-Flyback* as correntes de entrada de cada bloco são definidas pela equação (4.8).

$$I_{g1} = I_{g2} = \frac{I_g}{2} = 10,41 \text{ A} \quad (4.8)$$

A componente alternada das correntes nos diodos são absorvidas pelos capacitores, dessa forma calcula-se o valor médio da corrente magnetizante do indutor acoplado pela equação (4.9) .

$$I_{Lmx(med)} = \frac{I_{gx} - \frac{I_o}{2}}{d_t} = 14,85 \text{ A} \quad (4.9)$$

Para a ondulação de corrente especificada, os valores de máximo e mínimo da corrente na magnetizante podem ser definidos por (4.10) e (4.11), respectivamente:

$$I_{Lmx(min)} = I_{Lmx(med)} - \frac{\Delta I_{Lmx}}{2} = 13,41 \text{ A} \quad (4.10)$$

$$I_{Lmx(max)} = I_{Lmx(med)} + \frac{\Delta I_{Lmx}}{2} = 16,29 \text{ A} \quad (4.11)$$

#### 4.2.1 Dimensionamento do indutor

A indutância magnetizante dos indutores acoplados ( $L_{mx}$ ) podem ser calculadas para a partir da equação (4.12)

$$L_{mx} = \frac{V_i d_t}{f_s I_{Lmx(med)} \Delta I_{L\%}} = 212,97 \mu\text{H} \quad (4.12)$$

Com intuito de minimizar as perdas nos indutores, realizou-se o projeto com o auxílio do *software ANSYS PExprt* e *ANSYS Maxwell*. O primeiro software é capaz de gerar várias combinações de indutores, transformadores e indutores acoplados. É possível escolher os seguintes parâmetros: fabricante, dimensões do núcleo, fio, número de espiras e tipo material do núcleo. O segundo é capaz de fazer os cálculos de elemento finito do projeto escolhido no *PExprt* aumentando a precisão dos cálculos de perdas no núcleo.

Inicialmente, sem adição de condições iniciais ao programa, ocorreram mais de 2.000 combinações possíveis, definiu-se para o projeto o núcleo E70/33/32 da EPCOS de material N87 devido à boa eficiência, alta permeabilidade e disponibilidade, com intuito de reduzir as perdas causadas por efeito pelicular optou-se pela utilização de fios Litz. Nessas condições o *software* retornou 45 combinações. Como o fator crítico para a escolha do indutor são as perdas, optou-se pelo indutor que apresentou menores perdas. Os parâmetros do indutor escolhido são apresentados na Tabela 4-2.

Tabela 4-2 – Parâmetros teóricos dos indutores.

|  |             |
|--|-------------|
| Número de voltas do enrolamento primário ( $N_1$ )   | 17          |
| Número de voltas do enrolamento secundário ( $N_2$ ) | 53          |
| Relação de espiras ( $N_2/N_1$ )                     | 3,12        |
| Fio do enrolamento primário                          | Litz 982x41 |
| Fio do enrolamento secundário                        | 2xLitz86x41 |
| Indutância magnetizante ( $L_{mx}$ )                 | 206,49 uH   |
| Perdas teóricas no indutor (enrolamentos e núcleo)   | 10,60 W     |
| Perdas % do indutor                                  | 10,47 %     |

Após a fabricação dos indutores, os seus parâmetros com foram medidos com o *Agilent Precision Impedance Analyzer 4294A*, a indutância magnetizante, indutância de dispersão e relação de transformação de cada indutor são apresentados na Tabela 4-3.

Tabela 4-3 – Parâmetros medidos dos indutores.

|                                      |         |
|--------------------------------------|---------|
| Indutância magnetizante ( $L_{m1}$ ) | 220 uH  |
| Indutância de dispersão ( $L_{k1}$ ) | 1,35 uH |
| Relação de espiras ( $N_2/N_1$ )     | 3,05    |
| Indutância magnetizante ( $L_{m2}$ ) | 222 uH  |
| Indutância de dispersão ( $L_{k2}$ ) | 1,70 uH |
| Relação de espiras ( $N_2/N_1$ )     | 3       |

#### 4.2.2 Dimensionamento dos capacitores

A partir das especificações de ondulação de tensão e frequência de comutação, as capacitâncias dos capacitores *Flyback*  $C_{fx}$  e *Boost*  $C_{bx}$  são calculadas a partir das equações (4.13) e (4.14), respectivamente

$$C_{fx} = \frac{I_o d_t}{f_s V_{C_{fx}} \Delta V_{C_{fx}}} = 1,9 \mu\text{F} \quad (4.13)$$

$$C_{bx} = \frac{I_o d_t}{f_s V_{C_{bx}} \Delta V_{C_{bx}}} = 3,9 \mu\text{F} \quad (4.14)$$

Desta forma, baseando-se nas capacitâncias calculadas e nos esforços de corrente e tensão dos capacitores, optou-se pela utilização para ambos os capacitores  $C_{fx}$  e  $C_{bx}$  o capacitor Kemet C4BTHBX4300Z\_F\_, ilustrado na Figura 4.1. Segundo a folha de dados do fabricante, o capacitor escolhido apresenta uma capacitância de 3  $\mu\text{F}$ , capacidade de corrente de 20 A eficazes e suporta uma tensão de até 600 V.



Figura 4.1 – Capacitor KEMET série MKP.

### 4.2.3 Dimensionamento dos diodos $D_{Fx}$ e $D_{Bx}$

Os diodos foram dimensionados levando-se em consideração os valores das correntes médias e eficazes e pico das tensões em cada um deles. Desta forma, optou-se por utilizar o diodo SiC SCS208AM, cujas principais características são tensão máxima de 650 V e corrente máxima de 31 A corrente eficaz de 8 A. Entre as principais características desse componente estão reduzido tempo de recuperação reversa e tempo de comutação ultra rápido.

### 4.2.4 Dimensionamento dos interruptores de potência

O dimensionamento dos interruptores de potência baseia-se nos valores das correntes média e eficaz e da tensão aplicada sobre o mesmo. Portanto, para os esforços calculados anteriormente, adotou-se como interruptor de potência o MOSFET IRFP260n.

### 4.2.5 Controlador

Para o controle de corrente e tensão do conversor utilizou-se uma abordagem de controle digital, a principal vantagem dessa escolha está na possibilidade de modificações nos parâmetros do controlador de forma ágil, o que nessa fase de projeto (protótipo) é de grande valor.

O controlador utilizado é um conversor analógico digital (*digital signal processor DSP*) desenvolvido pela *Texas Instruments* modelo *LAUNCHXL-F28069M*. Este kit é equipado com o microcontrolador *TMS320F28069M*.

## 4.3 CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO DE SINAL

### 4.3.1 Sensor de corrente

Para implementação da malha de controle de corrente, faz-se necessária a leitura da corrente de entrada do conversor. A leitura é realizada com o sensor LA 25-P mostrado na Figura 4.2 e Figura 4.3.

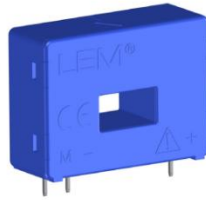


Figura 4.2 - Sensor de corrente LA25-P.

A tensão de alimentação é de  $\pm 15\text{ V}$  e o sensor é capaz de medir correntes até  $25\text{ A}$ . O ganho da corrente de saída em relação a corrente de entrada é de  $1:1.000$ , o que significa que a cada  $1\text{ A}$  que circula pelo interior do sensor ( $I_{ps}$ ) produz  $1\text{ mA}$  no terminal secundário ( $I_{ss}$ ). Esse sensor então é de corrente por corrente.

O resistor  $R_M$  então irá transformar a corrente de saída do sensor em uma tensão, essa tensão será aplicada ao *analog-to-digital converter* (*ADC*) do *DSP*. O resistor  $R_M$  deve ser calculado de forma a garantir que a tensão sobre ele não seja maior que  $3,3\text{ V}$ , protegendo a entrada do *DSP*.

Utilizando uma margem de segurança grande para o cálculo do resistor  $R_M$ , definiu-se que uma tensão de aproximadamente  $2\text{ V}$  na saída do sensor para potência nominal do conversor. Utilizando a corrente calculada em (4.8) foi escolhido o resistor de  $220\ \Omega$ , dessa forma a tensão máxima na entrada do *ADC* em regime permanente é apresentada em (4.15)

$$V_{RMI} = 220 \cdot 10,41 \cdot 10^{-3} = 2,29\text{ V} \quad (4.15)$$

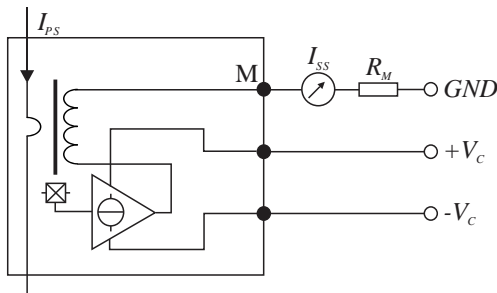


Figura 4.3 - Detalhes sensor de corrente LA25-P.

### 4.3.2 Sensor de tensão

Com o objetivo de implementar a malha de controle da tensão de saída, se faz necessária a leitura da mesma para efetuar a realimentação da malha de controle. Foi utilizado o sensor de tensão LV25-P mostrado na Figura 4.4.



Figura 4.4 - Sensor de tensão - LV25-P.

O esquema do sensor tensão é semelhante ao sensor de corrente e é apresentado na Figura 4.5. O ganho desse sensor é de 2.500:1.000, o que significa que a cada 1 mA que circula pela entrada 2,5 mA circulará pela saída, a corrente máxima na entrada do sensor é de 10 mA.

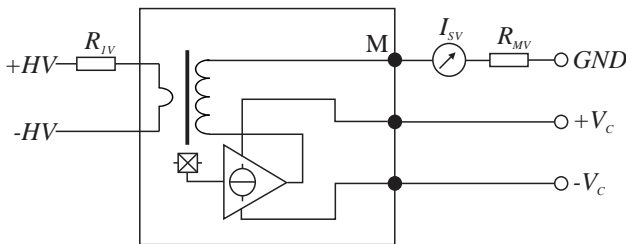


Figura 4.5 – Detalhes do sensor de tensão LV25-P.

As tensões da saída do sensor serão também aplicadas a entradas de conversão analógica digital (ADC) do DSP, deve-se então seguir a mesma recomendação anterior e limitar a tensão aplicada nessas entradas a no máximo 3,3 V. O cálculo é feito seguindo esses passos: Primeiro define-se a corrente de entrada do sensor (5 mA), e calcula-se o resistor



Na saída do filtro é ainda adicionado um circuito de proteção para a porta *ADC* do *DSP*. Ele atua grampeado a tensão sobre a porta do *ADC* em 3,3 V, protegendo essa porta contra variações de tensão. No Apêndice A são apresentados a função de transferência do filtro e seu respectivo diagrama de Bode.

#### 4.3.4 Filtro de medição de tensão

Para a medição de tensão foi implementado um filtro de primeira ordem com objetivo de atenuar ruídos de comutação. A Figura 4.7 apresenta o esquemático do filtro implementado.

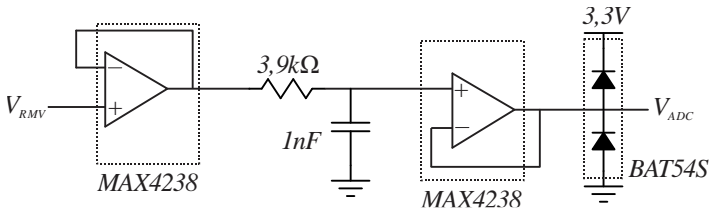


Figura 4.7 - Filtro de primeira ordem implementado.

No Apêndice A são apresentados a função de transferência do filtro e seu respectivo diagrama de Bode.

#### 4.4 DIODO DE GRAMPEAMENTO

Dois diodos foram adicionados ao circuito proposto na Figura 1.13, o protótipo construído é mostrado na Figura 4.8. A adição desses diodos é sugerida por [28], esses diodos têm como objetivo eliminar a sobretensão que ocorre nos diodos do ramo *Flyback* ( $D_{f1}$  e  $D_{f2}$ ) [26], [28] e [29]. Essas sobretensões são características das topologias *Boost-Flyback* e são decorrentes da combinação de indutância de dispersão do secundário do indutor acoplado com a capacitância do diodo. O esforço de tensão desse diodo é igual ao dos diodos  $D_{f1}$  e  $D_{f2}$ . A utilização desses diodos além de eliminar as ondulações de tensão causadas pelas ressonâncias, como explicado anteriormente, permite o uso de diodos com tensão de bloqueio menor e reduz as perdas.



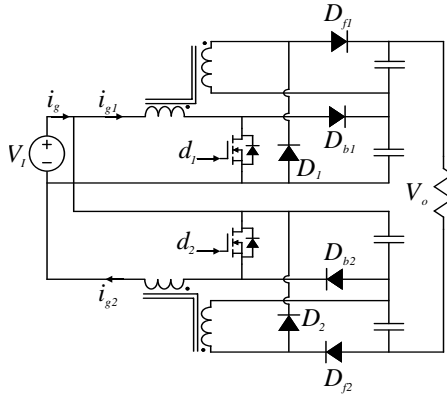


Figura 4.8 - Conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho modificado.

## 4.5 CONTROLE

Os projetos dos controladores de corrente e tensão são realizados utilizando o método da análise em frequência e segue os procedimentos apresentados em [27]. O diagrama de blocos do controle foi apresentado na Figura 3.10, a planta de corrente e tensão nas equações (3.46) e (3.48) e as funções de transferência dos controladores propostos na equação (3.49), além disso são considerados os ganhos relacionados aos sensores de corrente e tensão, filtros de leitura, atrasos do *DSP*, ganho do modulador *PWM* do *DSP*. Os procedimentos e equações são apresentados no Apêndice B.

## 4.6 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou o projeto do conversor proposto, os equacionamentos apresentados nos capítulos anteriores foram utilizados. A partir das especificações do protótipo foram dimensionados diodos, interruptores, capacitores e indutores utilizados na montagem do protótipo. Os circuitos de condicionamento de sinal também foram apresentados e os componentes necessários foram escolhidos. Esse capítulo fornece as informações necessárias que auxiliam e garantem a reprodutibilidade desse estudo.



---

# Capítulo 5

---

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

---

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os principais resultados oriundos dos ensaios experimentais realizados com o protótipo projetado. Os resultados experimentais coletados contemplam o funcionamento completo dos conversores em malha aberta e fechada. Em malha aberta, apresenta-se a comprovação do ganho estático, as formas de onda de tensão sobre os semicondutores, de corrente nos indutores acoplados e na entrada. Em malha fechada apresenta-se as formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada mediante as variações de carga, além do rendimento do conversor.

## 5.2 PROTÓTIPO DESENVOLVIDO

A Figura 5.1 apresenta uma foto do protótipo desenvolvido para o conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho.

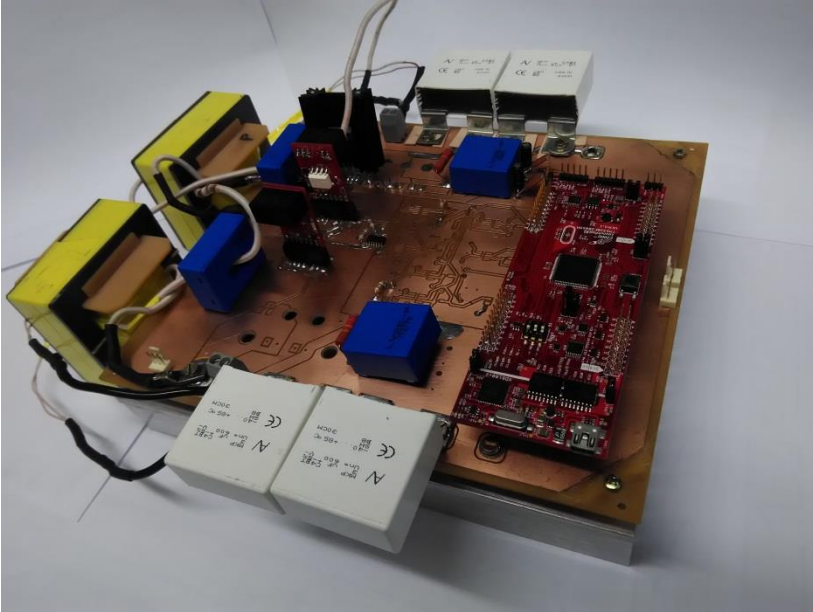


Figura 5.1 - Conversor Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho..

As dimensões do protótipo construído foram de aproximadamente 22 cm de comprimento, 19 cm de largura e 6,7 cm de altura, totalizando um volume de 2.800 cm<sup>3</sup> ou 2,8 L. A densidade de potência calculada foi de 0,357 W/cm<sup>3</sup> ou 357 W/L. Por tratar-se de um protótipo, buscou-se ergonomia e facilidade de manuseio para testes e modificações, dessa forma uma versão final poderia alcançar densidades de potência muito superiores.

### 5.3 RESULTADOS EM MALHA ABERTA

No primeiro teste em malha aberta buscou-se verificar o ganho estático do conversor, operando em regime permanente com tensão de entrada nominal  $V_I = 48 \text{ V}$  e razão cíclica nominal  $D = 0,65$ , o conversor apresentou tensão de saída de  $800 \text{ V}$ , atingiu-se nessa condição o ganho de  $16,67$  vezes. Utilizou-se nesse teste uma carga resistiva de valor aproximado de  $640 \Omega$ .

A Figura 5.2 ilustra as formas de onda adquiridas experimentalmente na condição de teste explicitada no parágrafo anterior, são elas: tensão de entrada  $V_I$  (com valor médio de  $48 \text{ V}$ ), corrente média de entrada  $i_g$  ( $22,42 \text{ A}$ ), tensão de saída  $V_o$  ( $800 \text{ V}$ ) e corrente média de saída  $i_o$  ( $1,28 \text{ A}$ ). Neste ponto de operação o conversor processa aproximadamente  $1076 \text{ W}$ . Esse resultado demonstra a capacidade do conversor de fornecer alto ganho na sua potência nominal.

Uma das vantagens apresentadas pela topologia proposta é a redução da ondulação da corrente de entrada, a entrada em paralelo, com acionamento dos interruptores  $180^\circ$  defasados, faz da corrente de entrada  $i_g$  a soma das correntes de cada bloco conversor ( $i_{g1}$  e  $i_{g2}$ ), dessa forma a ondulação na corrente de entrada é reduzida. Além disso a corrente de entrada ( $i_g$ ) possui ondulação no dobro da frequência de comutação, quando comparado ao *Boost-Flyback* convencional. O resultado apresentado na Figura 5.2.

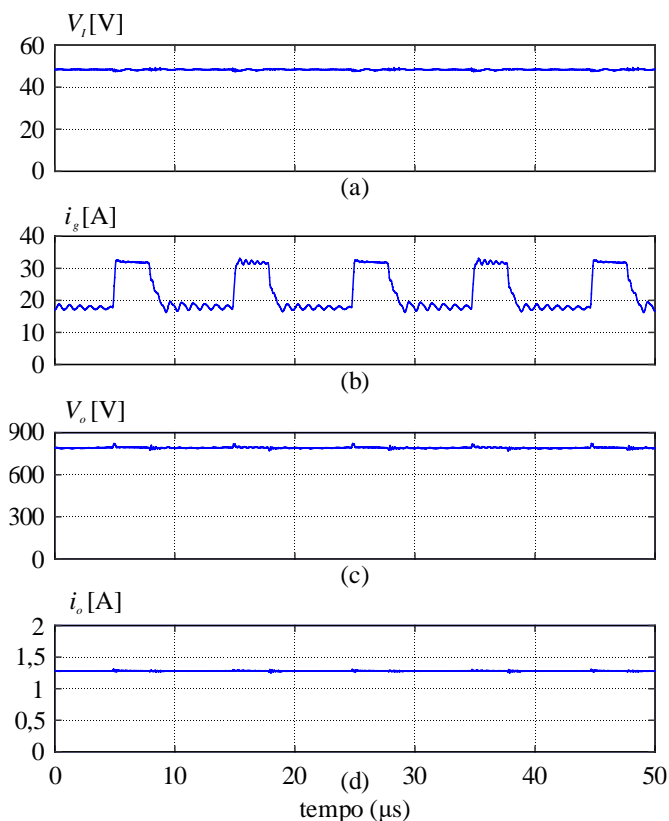


Figura 5.2 - Teste experimental em regime permanente: (a) tensão de entrada, (b) corrente de entrada, (c) tensão de saída e (d) corrente de saída.

Outros resultados obtidos, na mesma condição de teste descrita anteriormente, são apresentados nas Figura 5.3 e Figura 5.4. Na Figura 5.3 são apresentados os seguintes resultados: tensões sobre o interruptor  $S_I$ , diodo *Boost*  $D_{bI}$ , diodo *Flyback*  $D_{fI}$ , diodo  $D_I$ . O interruptor  $S_I$  apresentou picos de tensão de aproximadamente 189 V, esse sobressinal deve-se as ressonâncias causadas por indutâncias e capacitâncias parasitas no circuito (indutância de dispersão do indutor acoplado, indutâncias de trilhas, capacitâncias de entrada e saída do interruptor e capacitância entre trilhas). A tensão sobre o diodo  $D_{bI}$  apresenta um reflexo da ressonância da tensão no interruptor.

A Figura 5.4 apresenta os mesmos resultados da Figura 5.3 porém para os componentes do outro bloco *Boost-Flyback*, o resultados são semelhantes.

Como apresentado no capítulo anterior a adição dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  têm como objetivo eliminar as sobretensões nos diodos  $D_{f1}$  e  $D_{f2}$  respectivamente. Essas sobretensões são comuns a topologia *Boost-Flyback* [10], [25], [26] e [28]. Os resultados adquiridos e apresentados nas Figura 5.3 e Figura 5.4 comprovam essa capacidade, verifica-se que as tensões nos  $D_{f1}$  e  $D_{f2}$  não apresentam nenhum sobressinal.

O valor da tensão sobre os diodos *Boost* ( $V_{Db1}$  e  $V_{Db2}$ ) é de 170 V (mesmo valor da tensão nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$ ) e nos diodos *Flyback* ( $V_{Df1}$  e  $V_{Df2}$ ) e de grampeamento ( $V_{D1}$  e  $V_{D2}$ ) é de aproximadamente 450 V (soma das tensões do  $V_{Cf\bar{x}} + nV_I$ ). As tensões sobre os semicondutores apresentam os mesmos valores da versão *Boost-Flyback* convencional, dessa forma a topologia proposta permite duplicar o ganho, sem aumentar os esforços sobre os componentes.

A comprovação do funcionamento e a utilidade dos diodos de grampeamento  $D_1$  e  $D_2$  são vistos num segundo teste realizado, no qual o diodo  $D_1$  foi desconectado da placa e o conversor testado novamente. A Figura 5.5 apresenta o resultado obtido. Nota-se que há uma sobretensão no diodo  $D_{f1}$ . O teste foi realizado com tensão de entrada reduzida  $V_I = 32$  V para evitar a queima do diodo  $D_{f1}$ , a tensão sobre o componente apresentou picos de aproximadamente 500 V.

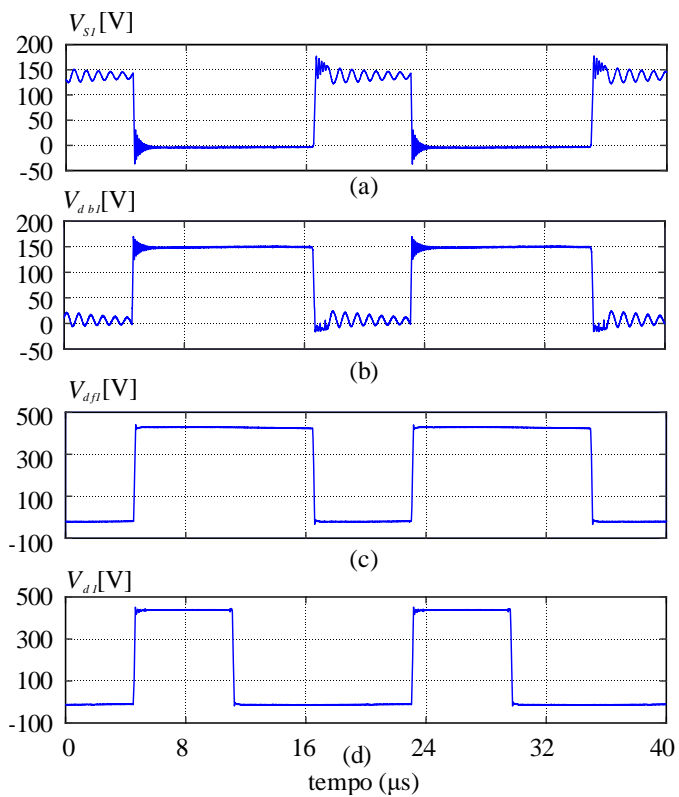


Figura 5.3 – Resultados experimentais para as tensões sobre os componentes: (a) interruptor  $S_I$ , (b) diodo  $D_{bl}$ , diodo  $D_{fl}$ , diodo  $D_I$ .



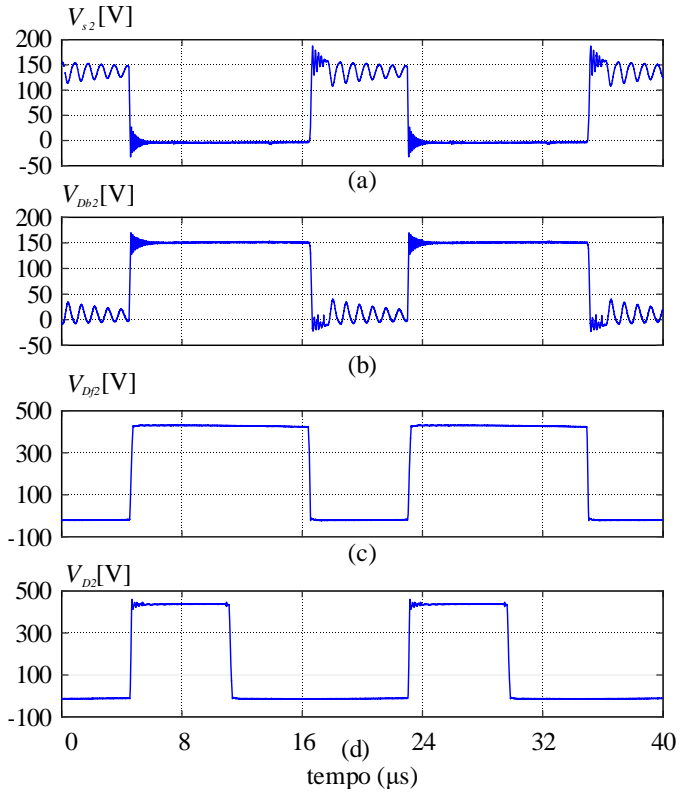


Figura 5.4 – Resultados experimentais para as tensões sobre os componentes: (a) interruptor  $S_2$ , (b) diodo  $D_{b2}$ , diodo  $D_{f2}$ , diodo  $D_2$ .

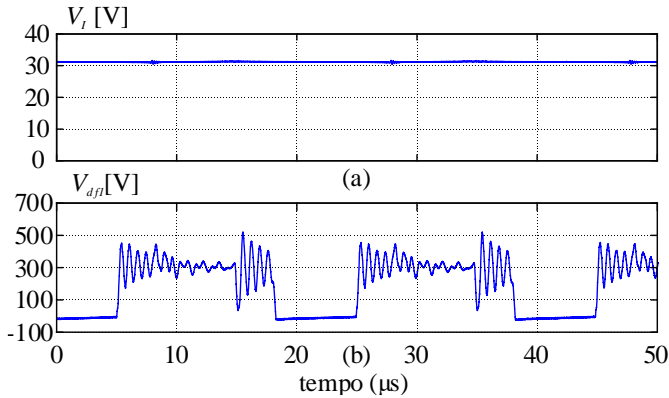


Figura 5.5 – Resultados experimentais para a tensão sobre os componentes: (a) tensão de entrada e (b) tensão sobre o diodo  $D_{fi}$ .

Um terceiro teste com o conversor em potência nominal (e com os diodos auxiliares reconectados), verificou-se as formas de onda das correntes de entrada, a Figura 5.6 apresenta o resultado obtido. A corrente na fonte de entrada ( $i_g$ ) e as correntes de entrada de cada bloco *Boost-Flyback* ( $i_{g1}$ ) e ( $i_{g2}$ ), a defasagem de 180 graus nas correntes  $i_{g1}$  e  $i_{g2}$  permite que a corrente  $i_g$  apresente ondulação no dobro da frequência de comutação dos interruptores, no caso do conversor testado, a frequência da ondulação na corrente  $i_g$  é de 100 kHz. Com os valores médios e eficazes das correntes  $i_{g1}$  e  $i_{g2}$  verificou-se o equilíbrio na divisão dos esforços de corrente de cada bloco, mesmo com o conversor em malha aberta.

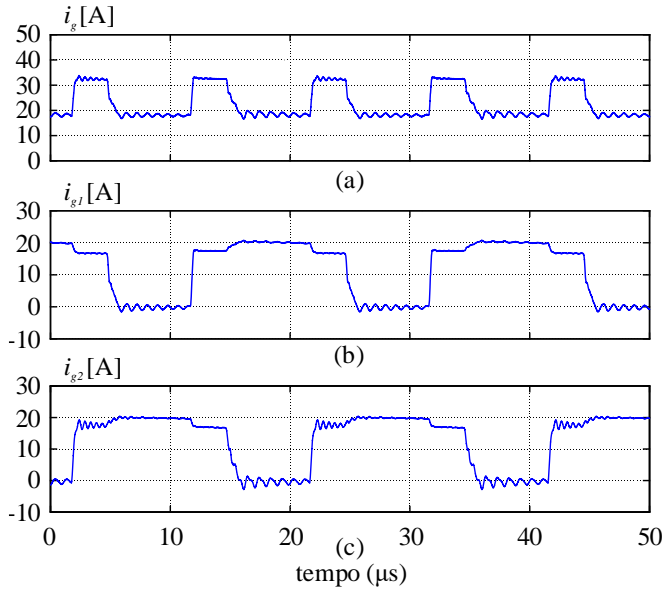


Figura 5.6 - Resultados experimentais para a corrente de entrada, (a) corrente na fonte ( $i_g$ ), (b) e (c) corrente na entrada de cada *Boost-Flyback* ( $i_{g1}$ ) e ( $i_{g2}$ ).

O equilíbrio das correntes de entrada de cada bloco é importante para garantir a transferência de potência entre a fonte e a carga de forma igual nos conversores. A Figura 5.7 apresenta as tensões de saída dos barramentos de cada *Boost-Flyback* ( $V_{b1} = 424$  V e  $V_{b2} = 424$  V) e as correntes média de entrada de cada conversor ( $i_{g1} = 11,13$  A e  $i_{g2} = 11,29$  A).

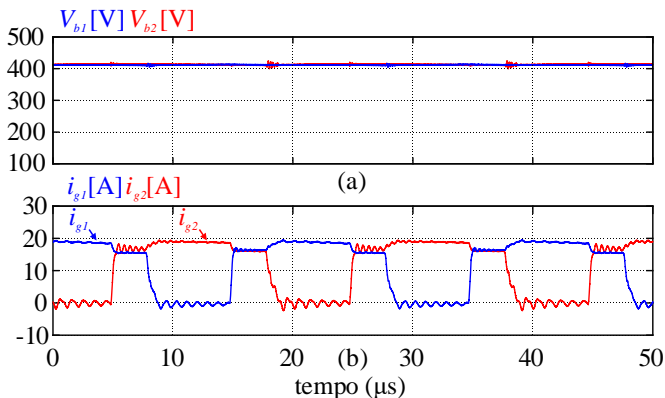


Figura 5.7 – Resultados experimentais para a tensão nos barramentos ( $V_{b1}$  e  $V_{b2}$ ) e correntes de entrada de cada bloco *Boost-Flyback* ( $i_{g1}$  e  $i_{g2}$ ).

A Tabela 5-1 apresenta a comparação dos resultados teóricos, de simulação e experimentais das correntes de entrada.

Tabela 5-1 – Comparação dos resultados.

|               | Resultados<br>teóricos [A] | Resultados de<br>simulação [A] | Resultados<br>experimentais [A] |
|---------------|----------------------------|--------------------------------|---------------------------------|
| $I_{g1}(med)$ | 11,21                      | 11,20                          | 11,13                           |
| $I_{g2}(med)$ | 11,21                      | 11,20                          | 11,29                           |
| $I_g(med)$    | 22,42                      | 22,65                          | 22,42                           |

## 5.4 RESULTADOS EM MALHA FECHADA

A verificação do funcionamento dos controladores de tensão e de corrente foi realizada em testes de variação de carga no conversor (aplicação de uma perturbação). O controle foi testado em duas condições de degrau de carga, um degrau positivo (de 360 W para 560 W) e outro negativo (de 560 W para 360 W).

No primeiro teste realizado o conversor opera em regime permanente quando no instante  $t = 25$  ms a resistência de carga do conversor é reduzida de  $1750 \Omega$  para  $1150 \Omega$ . Nessa condição a potência de saída aumenta de  $360$  W para  $560$  W. Os resultados são apresentados na Figura 5.8 onde se verifica que, a tensão de saída alcança um valor mínimo de  $V_o(\min) = 730$  V, o que representa um sobressinal de  $9,6\%$ . O tempo aproximado de acomodação do sinal foi de  $7$  ms. Nas condições descritas anteriormente o circuito simulado no PSIM teve os seguintes resultados:  $V_o(\min) = 723$  V e tempo de acomodação do sinal de aproximadamente  $5,3$  ms,

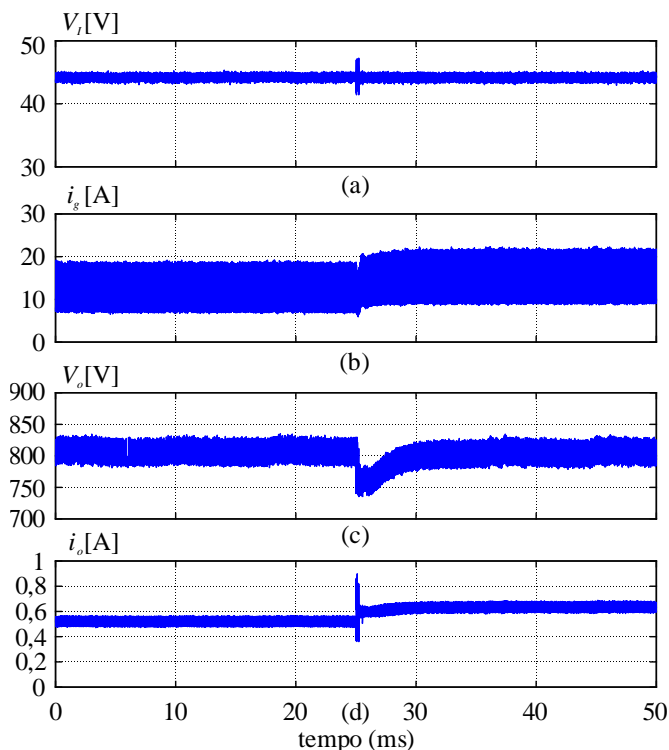


Figura 5.8 - Teste experimental do controlador: degrau de carga, (a) tensão de entrada, (b) corrente de entrada, (c) tensão de saída e (d) corrente de saída.

No segundo teste experimental realizado, semelhante ao anterior. O conversor opera em regime permanente quando no instante  $t = 25$  ms a impedância do conversor é aumentada de  $1150 \Omega$  para  $1750 \Omega$ , nessa condição a potência de saída diminui de  $560$  W para  $360$  W. Os resultados são apresentados na Figura 5.9, a tensão de saída alcança um valor máximo de mínimo de  $870$  V, o que representa um sobressinal de  $8,7\%$ , o tempo de acomodação do sinal foi de  $10$  ms. Nas condições descritas anteriormente o circuito simulado no PSIM teve os seguintes resultados:  $V_o(max) = 886$  V e tempo de acomodação do sinal de aproximadamente  $6$  ms.

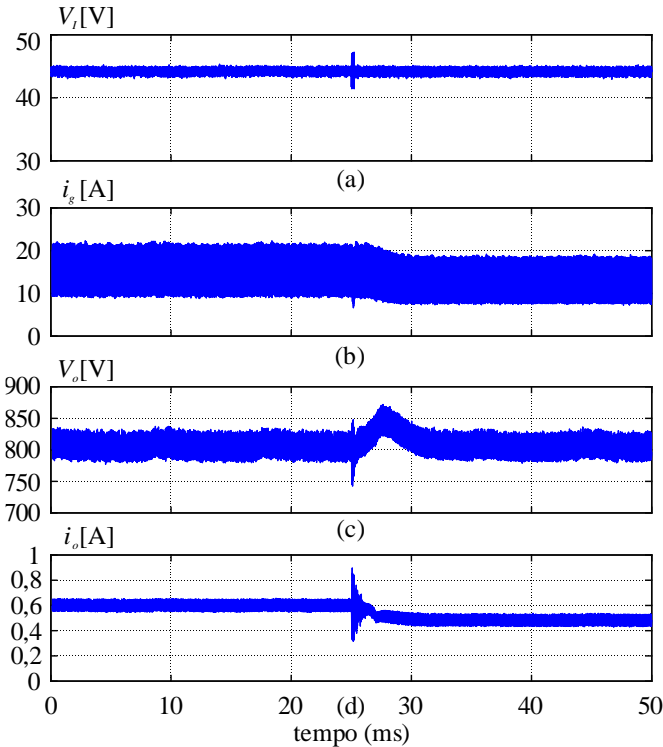


Figura 5.9 – Teste experimental do controlador: degrau de carga, (a) tensão de entrada, (b) corrente de entrada, (c) tensão de saída e (d) corrente de saída.

## 5.5 RENDIMENTO

O rendimento do conversor foi verificado com o auxílio do *Yokogawa Power Analyzer WT3000*, e os resultados são mostrados na Figura 5.10. O conversor apresentou rendimento máximo de 94,6% com 70% da carga nominal e rendimento acima de 94% para 55% da faixa de potência projetada. Em potência nominal o rendimento chegou a 93,9%. Esse rendimento é superior ao apresentado por alguns conversores *Boost-Flyback* convencionais [28] e [29].

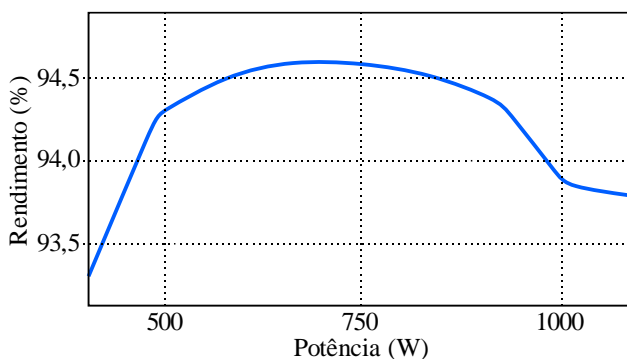


Figura 5.10 - Curva de rendimento.

## 5.6 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos com o conversor proposto. Os resultados obtidos validaram as equações apresentadas nos capítulos anteriores. O conversor foi capaz de fornecer alto ganho (16,67) e o controle atendeu aos requisitos aos quais foi projetado. Além disso o conversor apresentou alto rendimento. Todas as repostas obtidas estavam de acordo com os resultados apresentados nas simulações, validando assim todas as equações apresentadas nos capítulos anteriores. O conversor apresentou resultados que o credenciam como ótima alternativa para aplicações que necessitem de alto ganho.





---

# CONCLUSÃO

---

## 6 CONCLUSÃO

---

Esse trabalho apresentou uma nova proposta de conversor cc-cc de alto ganho com a utilização de técnicas de elevação de ganho estático aplicadas ao conversor *Boost*. A motivação ao tema foi apresentada no capítulo 1, no qual inicialmente discutiu-se a importância e a crescente necessidade de conversores cc-cc de alto ganho, aplicados tanto em sistemas de geração de energias renováveis quanto no acionamento de veículos elétricos.

Na revisão bibliográfica dos conversores cc-cc diversas técnicas para elevação do ganho estático foram apresentadas, o conversor *Boost* pode ser considerado o conversor elevador fundamental do qual diversas variações topológicas derivam. Diversas topologias e técnicas de aumento de ganho de tensão foram apresentadas, suas vantagens e desvantagens citadas e em alguns casos comparadas. Dentre várias técnicas e elevação de ganho e diversas variações topológicas escolheu-se as seguintes: indutor acoplado e *interleaved*. Dessa combinação chegou-se ao conversor proposto nesse trabalho, o Duplo *Boost-Flyback* de alto ganho.

O estudo do conversor proposto baseia-se no princípio de operação em modo de condução contínua. Do conversor proposto foram apresentadas as etapas de operação, cálculo do tempo de cada etapa de operação, cálculo do ganho estático, os esforços de corrente e tensão dos componentes, comparação dos esforços com a versão *Boost-Flyback* e um exemplo de projeto. Algumas variações topológicas possíveis que possibilitam o incremento do ganho estático foram apresentadas. Alguns dos resultados obtidos são significativos para conversores de alto ganho, como por exemplo o baixo esforço de tensão dos interruptores. Baixos esforços de tensão em interruptores permitem a utilização de componentes com tensões de bloqueio inferiores (menor que 600 V). Em geral esses componentes possuem algumas vantagens como: menor preço e menores resistências internas. A resistência interna de um interruptor é

responsável pelas perdas de condução e conversores com altas correntes de entrada (em geral conversores cc-cc de alto ganho possuem essa característica) possuem perdas de condução elevadas. Assim a utilização de interruptores com baixa resistência interna auxilia na redução dessas perdas, elevando o rendimento do conversor.

Com o objetivo de operar o conversor em malha fechada, foi realizada a modelagem do mesmo. Desta forma, obteve-se as funções de transferências da corrente de entrada pela razão cíclica, e também da tensão de saída pela corrente de entrada. Para a obtenção das plantas do conversor duplo *Boost-Flyback* de alto ganho realizou-se a modelagem utilizando técnicas de linearização e perturbação. As funções de transferências foram validadas numericamente e as malhas de controle foram projetadas. Os controladores foram testados via simulação numérica para variações de carga ao degrau, cujos resultados obtidos validaram as malhas de controle adotadas.

Uma vez que toda análise teórica foi desenvolvida e validada, foi desenvolvido um protótipo de 1 kW de potência nominal. Com tensão de entrada de 48 V e tensão de saída de 800 V o conversor forneceu ganho de 16,67 vezes, com densidade de potência de 357 W/L. Salienta-se que o protótipo foi desenvolvido para apresentar facilidade de manuseio nos testes e uma segunda versão a densidade de potência poderia ser elevada.

A redução da ondulação da corrente de entrada do conversor proposta foi verificada nos experimentos, vale ressaltar que a corrente de entrada possui ondulação no dobro da frequência de comutação dos interruptores, o que permite a redução dos componentes necessários para filtragem. Os esforços de tensão sobre os componentes foram verificados e foram compatíveis com os valores teóricos. A comprovação do funcionamento e da utilidade dos diodos de grampeamento ( $D_1$  e  $D_2$ ) foi verificada. O rendimento do conversor alcançou um valor máximo de 94,6% com 70% da carga nominal. Os resultados apresentados pelo conversor o credenciam como ótima alternativa para aplicações de alto ganho.

Para a continuidade da pesquisa desta dissertação, propõe-se alguns trabalhos futuros como: novas técnicas de controle com intuito de reduzir os efeitos das variações da tensão de entrada na saída, uma versão

cc-ca para conexão à rede, uma versão bi-direcional para acionamento de motores elétricos com utilização de regeneração de frenagens.



## REFERÊNCIAS

1. MME – MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA – BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL, 2017. <[WWW.BEN.EPE.GOV.BR](http://www.ben.epe.gov.br)>. ONLINE, ACESSADO EM 21/12/2017.
2. QUN ZHAO AND F. C. LEE, "HIGH-EFFICIENCY, HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTERS," IN IEEE TRANS. ON POWER ELECTRON., VOL. 18, NO. 1, PP. 65-73, JAN 2003 .
3. W. LI AND X. HE, "REVIEW OF NONISOLATED HIGH-STEP-UP DC/DC CONVERTERS IN PHOTOVOLTAIC GRID-CONNECTED APPLICATIONS," IN IEEE TRANS. ON IND. ELECTRON., VOL. 58, NO. 4, PP. 1239-1250, APRIL 2011.
4. RONG-JONG WAI AND ROU-YONG DUAN, "HIGH STEP-UP CONVERTER WITH COUPLED-INDUCTOR," IN IEEE TRANS. ON POWER ELECTRON., VOL. 20, NO. 5, PP. 1025-1035, SEPT. 2005.
5. M. FOROUZESH, Y. P. SIWAKOTI, S. A. GORJI, F. BLAABJERG AND B. LEHMAN, "STEP-UP DC-DC CONVERTERS: A COMPREHENSIVE REVIEW OF VOLTAGE-BOOSTING TECHNIQUES, TOPOLOGIES, AND APPLICATIONS," IN IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 32, NO. 12, PP. 9143-9178, DEC. 2017.
6. G. W. WESTER AND R. D. MIDDLEBROOK, "LOW-FREQUENCY CHARACTERIZATION OF SWITCHED DC-DC CONVERTERS," 1972 IEEE POWER PROCESSING AND ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, ATLANTIC CITY, 1972 ,PP. 9-20.
7. K. C. TSENG, C. A. CHENG AND C. T. CHEN, "HIGH STEP-UP INTERLEAVED BOOST CONVERTER FOR DISTRIBUTED GENERATION USING RENEWABLE AND ALTERNATIVE POWER SOURCES," IN IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, VOL. 5, NO. 2, PP. 713-722, JUNE 2017.
8. CHEN, S. M., LIANG, T. J., YANG, L. S. AND CHEN, J. F., "A CASCADED HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH

- SINGLE SWITCH FOR MICROSOURCE APPLICATIONS," IN IEEE TRANS. ON POWER ELECTRON. VOL. 26, NO. 4, PP. 1146-1153, APRIL 2011.
9. H. SHEN, B. ZHANG AND D. QIU, "HYBRID Z-SOURCE BOOST DC-DC CONVERTERS," IN IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 64, NO. 1, PP. 310-319, JAN.2017.
  10. Z. CHEN, Q. ZHOU AND J. XU, "COUPLED-INDUCTOR BOOST INTEGRATED FLYBACK CONVERTER WITH HIGH-VOLTAGE GAIN AND RIPPLE-FREE INPUT CURRENT," IN IET POWER ELECTRONICS, VOL. 8, NO. 2, PP. 213-220, 2 2015.
  11. L. SCHMITZ, D. C. MARTINS AND R. F. COELHO, "GENERALIZED HIGH STEP-UP DC-DC BOOST-BASED CONVERTER WITH GAIN CELL," IN IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS I: REGULAR PAPERS, VOL. 64, NO. 2, PP. 480-493, FEB. 2017.
  12. Y. P. SIWAKOTI AND F. BLAABJERG, "SINGLE SWITCH NONISOLATED ULTRA-STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH AN INTEGRATED COUPLED INDUCTOR FOR HIGH BOOST APPLICATIONS," IN IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 32, NO. 11, PP. 8544-8558, NOV. 2017.
  13. H. MASHINCHI MAHERI, E. BABAEI, M. SABAH AND S. H. HOSSEINI, "HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH MINIMUM OUTPUT VOLTAGE RIPPLE," IN IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 64, NO. 5, PP. 3568-3575, MAY 2017.
  14. S. SHARIFI, M. JABBARI AND H. FARZANEHFARD, "A NEW FAMILY OF SINGLE-SWITCH ZVS RESONANT CONVERTERS," IN IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 64, NO. 6, PP. 4539-4548, JUNE 2017.
  15. T. NOURI, N. VOSOUGHI, S. H. HOSSEINI AND M. SABAH, "A NOVEL INTERLEAVED NONISOLATED ULTRAHIGH-STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH ZVS PERFORMANCE," IN IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 64, NO. 5, PP. 3650-3661, MAY 2017.

16. M. DALLA VECCHIA, M. A. SALVADOR AND T. B. LAZZARIN, "HYBRID NON-ISOLATED DC-DC CONVERTERS DERIVED FROM A PASSIVE SWITCHED-CAPACITOR CELL," IN IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. PP, NO. 99, PP. 1-1.
17. H. ARDI, A. AJAMI, F. KARDAN AND S. N. AVILAGH, "ANALYSIS AND IMPLEMENTATION OF A NONISOLATED BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER WITH HIGH VOLTAGE GAIN," IN IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 63, NO. 8, PP. 4878-4888, AUG. 2016.
18. LIANG, T. J. AND TSENG, K. C., "ANALYSIS OF INTEGRATED BOOST-FLYBACK STEP-UP CONVERTER," IN IEE PROCEEDINGS - ELECTRIC POWER APPLICATIONS, VOL. 152, NO. 2, PP. 217-225 ,4 MARCH 2005.
19. A. M. S. S. ANDRADE, E. MATTOS, L. SCHUCH, H. L. HEY AND M. L. S. MARTINS, "SYNTHESIS AND COMPARATIVE ANALYSIS OF VERY HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTERS ADOPTING COUPLED INDUCTOR AND VOLTAGE MULTIPLIER CELLS," IN IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. PP, NO. 99, PP. 1-1.
20. MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. POWER ELECTRONICS: CONVERTERS, APPLICATIONS, AND DESIGN. HOBOKEN, NJ: WILEY, 2002. ISBN 978-0-471-22693-2. CITADO NA PÁGINA 57
21. JAMES W. NILSSON, SUSAN A. RIEDEL, CIRCUITOS ELETRICOS, 8. ED., RIO DE JANEIRO-RJ, PEARSON PRENTICE HALL, 2009.
22. ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. A MULTIPLE-WINDING MAGNETICS MODEL HAVING DIRECTLY MEASURABLE PARAMETERS. IN: 29TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1998. PESC 98 RECORD. [S.L.: S.N.], 1998. v. 2, p. 1472-1478 VOL.2. CITADO NA PÁGINA 58
23. JACKSON RODRIGO DHEHER, CONVERSORES BOOST-FLYBACK INTEGRADOS PARA APLICAÇÕES DE ALTA TENSÃO. DISSERTAÇÃO DE MESTRADO, UTFPR 2012.

24. QUN ZHAO AND FRED C. LEE, HIGH PERFORMANCE COUPLED-INDUCTOR DC-DC CONVERTERS.
25. LIANG, T. J. AND TSENG, K. C., "ANALYSIS OF INTEGRATED BOOST-FLYBACK STEP-UP CONVERTER," IN IEE PROCEEDINGS - ELECTRIC POWER APPLICATIONS, VOL. 152, NO. 2, PP. 217-225 ,4 MARCH 2005. DOI: 10.1049/IP-EPA: 20045003.
26. BROCKVELD, S. L. CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO COM DIVISÃO DE ESFORÇOS DE CORRENTE NO ESTÁGIO DE ENTRADA. DISSERTAÇÃO, FLORIANÓPOLIS 2016: UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA.
27. COELHO, R. F. CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA MICROREDE INTERLIGADA À REDE ELÉTRICA PARA ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE CARGAS CC A PARTIR DE FONTES RENOVÁVEIS. TESE, FLORIANÓPOLIS: UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, 2013.
28. G. SPIAZZI, P. MATTAVELLI, J. R. GAZOLI, R. MAGALHAES AND G. FRATTINI, "IMPROVED INTEGRATED BOOST-FLYBACK HIGH STEP-UP CONVERTER," 2010 IEEE INTERN. CONF. ON IND. TECH, VINA DEL MAR, 2010, PP. 1169-1174.
29. K. TATTIWONG AND C. BUNLAKSANANUSORN, "DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN INTEGRATED BOOST-FLYBACK CONVERTER," IECON 2015 - 41ST ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, YOKOHAMA, 2015, PP. 003491-003496.
30. C. JUNG, "POWER UP WITH 800-V SYSTEMS: THE BENEFITS OF UPGRADING VOLTAGE POWER FOR BATTERY-ELECTRIC PASSENGER VEHICLES," IN IEEE ELECTRIFICATION MAGAZINE, VOL. 5, NO. 1, PP. 53-58, MARCH 2017.
31. POMÍLIO, J. A. APOSTILA, TOPOLOGIAS BÁSICAS DE CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS. 2010. DISPONÍVEL EM: <[HTTP://WWW.DSCE.FEE.UNICAMP.BR/~ANTENOR/PDFFILES/CAP1.PDF](http://www.dsce.fee.unicamp.br/~ANTENOR/PDFFILES/CAP1.PDF)>. CITADO NA PÁGINA 44.
32. J. LEYVA-RAMOS, M. G. ORTIZ-LOPEZ, L. H. DIAZ-SALDIERNA AND J. A. MORALES-SALDANA, "SWITCHING



- REGULATOR USING A QUADRATIC BOOST CONVERTER FOR WIDE DC CONVERSION RATIOS," IN IET POWER ELECTRONICS, VOL. 2, NO. 5, PP. 605-613, SEPT. 2009.
33. TSAI-FU WU AND TE-HUNG YU, "UNIFIED APPROACH TO DEVELOPING SINGLE-STAGE POWER CONVERTERS," IN IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, VOL. 34, NO. 1, PP. 211-223, JAN 1998.
  34. R. DE SOUZA SANTOS, T. B. LAZZARIN AND I. BARBI, "A NEW HALF-BRIDGE HYBRID SWITCHED-CAPACITOR INVERTER," 2015 IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC), FORTALEZA, 2015, PP. 1-6.
  35. ZHAO, Q. PERFORMANCE IMPROVEMENT OF POWER CONVERSION BY UTILIZING COUPLED INDUCTORS. TESE, VIRGINIA: VIRGINIA POLYTECHNIC INSTITUTE AND STATE UNIVERSITY, 2003
  36. B. AXELROD, Y. BERKOVICH, S. TAPUCHI AND A. IOINOVICI, "IMPROVED CIRCUIT OF THE SWITCHED COUPLED-INDUCTOR CELL FOR DC-DC CONVERTERS WITH VERY LARGE CONVERSION RATIO," *2009 13TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS*, BARCELONA, 2009, PP. 1-10.
  37. TSENG, K. C.; LIANG, T. J. NOVEL HIGH-EFFICIENCY STEP-UP CONVERTER. IEE PROCEEDINGS - ELECTRIC POWER APPLICATIONS, v. 151, n. 2, p. 182–190, MAR. 2004. ISSN 1350-2352
  38. ARSHADI, S. A.; ADIB, E.; FARZANEHFARD, H. NOVEL GRID-CONNECTED STEP-UP BOOST-FLYBACK INVERTER WITH GROUND LEAKAGE CURRENT ELIMINATION FOR AC-MODULE APPLICATION. IN: POWER ELECTRONICS, DRIVE SYSTEMS AND TECHNOLOGIES CONFERENCE (PEDSTC), 2014 5TH. [S.L.: S.N.], 2014. P. 539–543.
  39. TSENG, K. C.; LIN, J. T.; CHENG, C. A. AN INTEGRATED DERIVED BOOST-FLYBACK CONVERTER FOR FUEL CELL HYBRID ELECTRIC VEHICLES. IN: FUTURE ENERGY

- ELECTRONICS CONFERENCE (IFEEC), 2013 1ST INTERNATIONAL. [S.L.: S.N.], 2013. P. 283–287
40. VIET, D. B. ; LEMBEYE, Y.; FERRIEUX, J. P.; BARBAROUX, J.; AVENAS, Y. NEW HIGH POWER — HIGH RATIO NON ISOLATED DC-DC BOOST CONVERTER FOR FUEL CELL APPLICATIONS. IN IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2006 PAGES: 1 - 7.
  41. KAJANGPAN, K.; NEAMMANEE, B.; HIGH GAIN DOUBLE INTERLEAVE TECHNIQUE WITH MAXIMUM PEAK POWER TRACKING FOR WIND TURBINE CONVERTER, 6TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGY 2009, VOLUME: 01 PAGES: 292 – 295.
  42. S. CHOI; V. G. AGELIDIS; J. YANG; D. COUTELLIER; P. MARABEAS. ANALYSIS, DESIGN AND EXPERIMENTAL RESULTS OF A FLOATING-OUTPUT INTERLEAVED-INPUT BOOST-DERIVED DC-DC HIGH-GAIN TRANSFORMER-LESS CONVERTER. IET POWER ELECTRONICS, 2011, VOLUME: 4, ISSUE: 1 PAGES: 168 – 180.

---

# APÊNDICE A

---

Filtro SallenKey de Segunda Ordem

$$C_{2\_2^\circ} := 20 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{1\_2^\circ} := 5 \cdot 10^{-9}$$

$$R_{2\_2^\circ} := 1 \cdot 10^3$$

$$R_{1\_2^\circ} := 1 \cdot 10^3$$

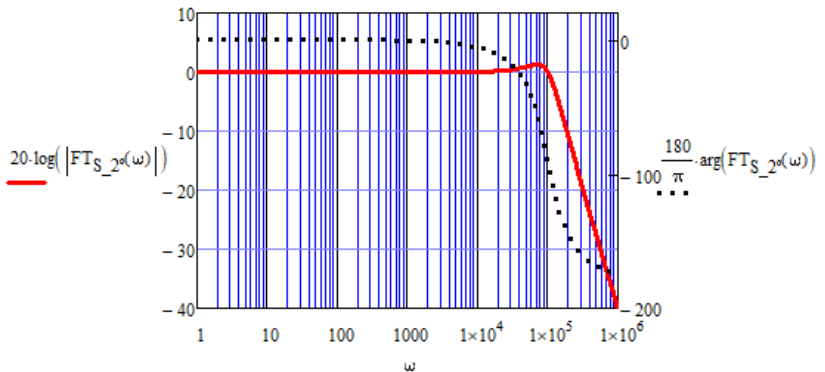
$$Z_{1\_2^\circ} := R_{1\_2^\circ}$$

$$Z_{2\_2^\circ} := R_{2\_2^\circ}$$

$$Z_{3\_2^\circ}(\omega) := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{1\_2^\circ}}$$

$$Z_{4\_2^\circ}(\omega) := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{2\_2^\circ}}$$

$$FTS_{2^\circ}(\omega) := \frac{Z_{3\_2^\circ}(\omega) \cdot Z_{4\_2^\circ}(\omega)}{Z_{1\_2^\circ} Z_{2\_2^\circ} + Z_{4\_2^\circ}(\omega) \cdot (Z_{1\_2^\circ} + Z_{2\_2^\circ}) + Z_{3\_2^\circ}(\omega) \cdot Z_{4\_2^\circ}(\omega)}$$



Filtro SallenKey de Primeira Ordem

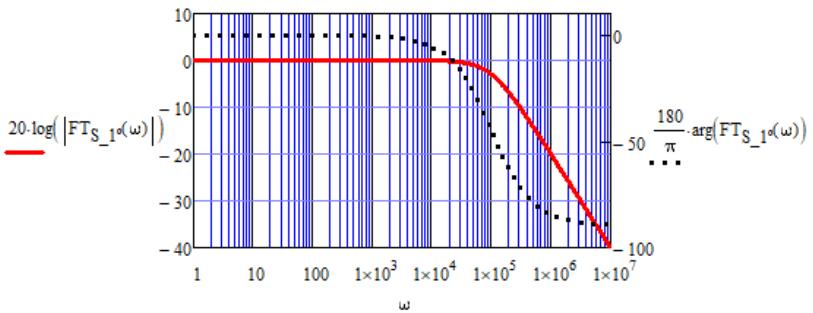
$$C_{1\_1^\circ} := 1 \cdot 10^{-9}$$

$$R_{1\_1^\circ} := 10 \cdot 10^3$$

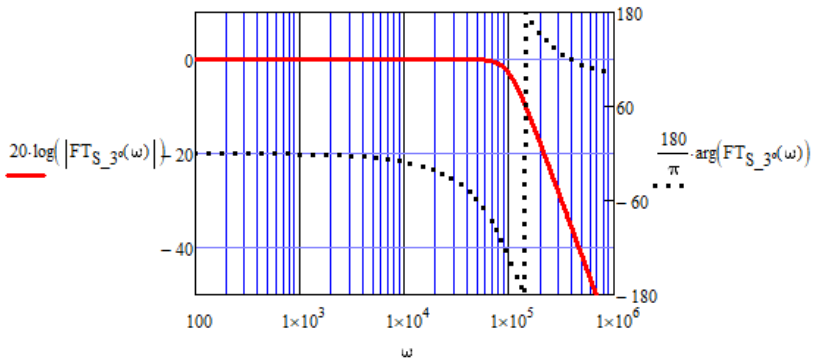
$$Z_{1\_1^\circ} := R_{1\_1^\circ}$$

$$Z_{2\_1^\circ}(\omega) := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{1\_1^\circ}}$$

$$FT_{S\_1^\circ}(\omega) := \frac{Z_{2\_1^\circ}(\omega)}{Z_{2\_1^\circ}(\omega) + Z_{1\_1^\circ}}$$



$$FT_{S\_3^\circ}(\omega) := FT_{S\_2^\circ}(\omega) \cdot FT_{S\_1^\circ}(\omega)$$



Filtro SallenKey de Primeira Ordem

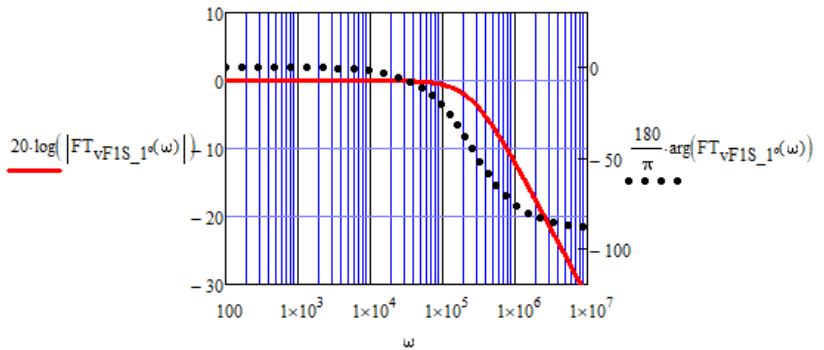
$$C_{v1\_1^\circ} := 1 \cdot 10^{-9}$$

$$R_{v1\_1^\circ} := 3.9 \cdot 10^3$$

$$Z_{v1\_1^\circ} := R_{v1\_1^\circ}$$

$$Z_{v2\_1^\circ}(\omega) := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{v1\_1^\circ}}$$

$$FT_{vFIS\_1^\circ}(\omega) := \frac{Z_{v2\_1^\circ}(\omega)}{Z_{v2\_1^\circ}(\omega) + Z_{v1\_1^\circ}}$$





# APÊNDICE B

Projeto do controlador de corrente por razão cíclica.

$$FT_{i}(\omega) := \frac{z2 \cdot (j \cdot \omega)^2 + z1 \cdot (j \cdot \omega)^1 + z0 \cdot (j \cdot \omega)^0}{p2 \cdot (j \cdot \omega)^2 + p1 \cdot (j \cdot \omega)^1 + p0 \cdot (j \cdot \omega)^0}$$

$$k_{is} := \frac{1}{1000} \quad \text{Relação de espiras do sensor de corrente}$$

$$R_m := 200$$

$$k_i := k_{is} \cdot R_m = 0.2 \quad \text{Ganho do sensor de corrente}$$

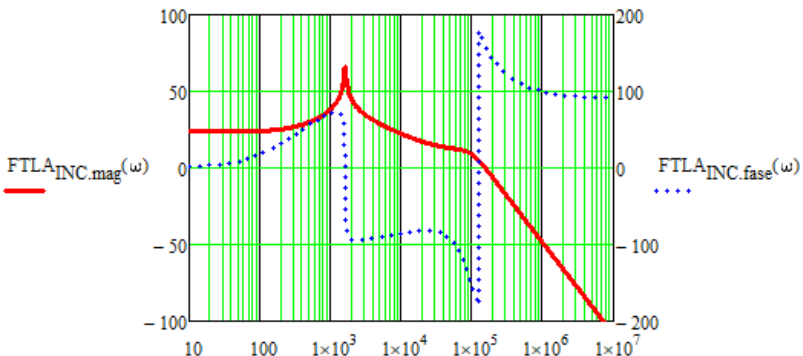
$$k_{ad} := \frac{4095}{3.3} = 1240.909090909 \quad \text{ganho do AD}$$

$$k_{pwm} := \frac{1}{900} \quad \text{Ganho do modulador PWM}$$

$$FTLA_{INC}(\omega) := FT_{i}(\omega) \cdot k_i \cdot k_{pwm} \cdot k_{ad} \cdot FT_{S\_3}(\omega)$$

$$FTLA_{INC.mag}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{INC}(\omega)|)$$

$$FTLA_{INC.fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{INC}(\omega))$$



## Projeto de um controlador PI para controle da corrente de entrada

$$\omega_{ci} := 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{10} = 31415.926535898 \quad f_{ci} := \frac{\omega_{ci}}{2\pi} = 5000$$

$$M_{fi} := 60 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.047197551$$

$$\omega_{zi} := \frac{\omega_{ci}}{\tan\left(M_{fi} - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLA}_{\text{INC}}(\omega_{ci}))\right)} = 23390.06024886$$

$$\tau_i := \frac{1}{\omega_{zi}} = 0.000042753$$

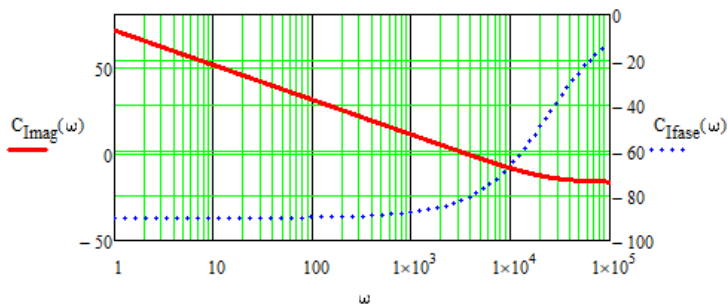
$$k_{ci} := \frac{\omega_{ci}}{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2} \cdot |\text{FTLA}_{\text{INC}}(\omega_{ci})|} = 0.149761838$$

$$C_I(\omega) := k_{ci} \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_{zi})}{j \cdot \omega}$$

$$C_{\text{Imag}}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_I(\omega)|)$$

$$C_{\text{Ifase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_I(\omega))$$

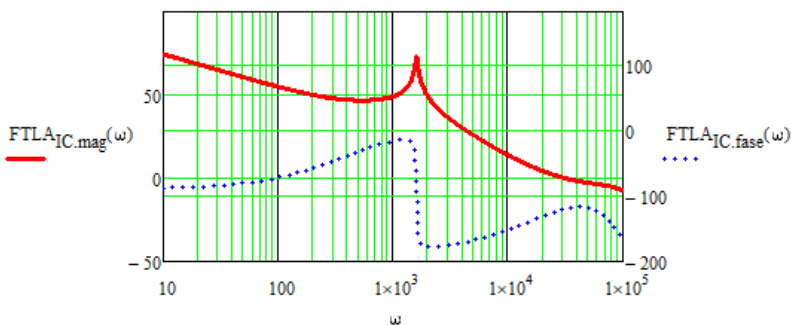




$$FTLA_{IC}(\omega) := FTLA_{INC}(\omega) \cdot C_I(\omega)$$

$$FTLA_{IC.mag}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{IC}(\omega)|)$$

$$FTLA_{IC.fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{IC}(\omega))$$

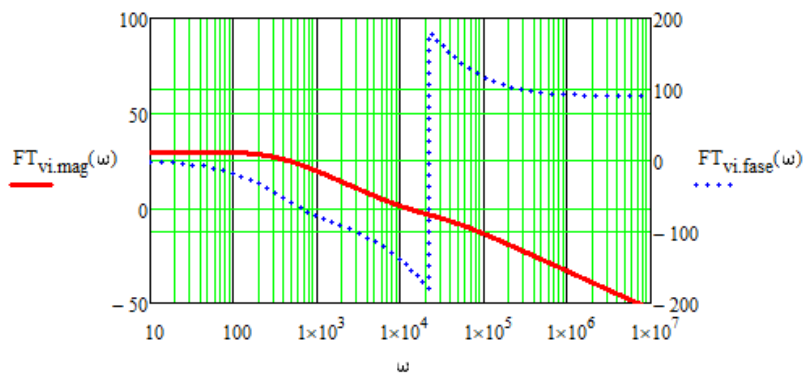


### Projeto do controlador de tensão por corrente

$$FT_{vi}(\omega) := \frac{FT_v(\omega)}{FT_i(\omega)}$$

$$FT_{vi.mag}(\omega) := 20 \cdot \log(|FT_{vi}(\omega)|)$$

$$FT_{vi.fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FT_{vi}(\omega))$$



$$R_{1\_sense} := 82 \cdot 10^3$$

$$I_{p\_sense} := \frac{424}{R_{1\_sense}} = 0.005170732$$

$$I_{s\_sense} := 2.5 \cdot I_{p\_sense} = 0.012926829$$

$$R_{m\_sense} := 150$$

$$V_{s\_ad} := R_{m\_sense} \cdot I_{s\_sense} = 1.93902439$$

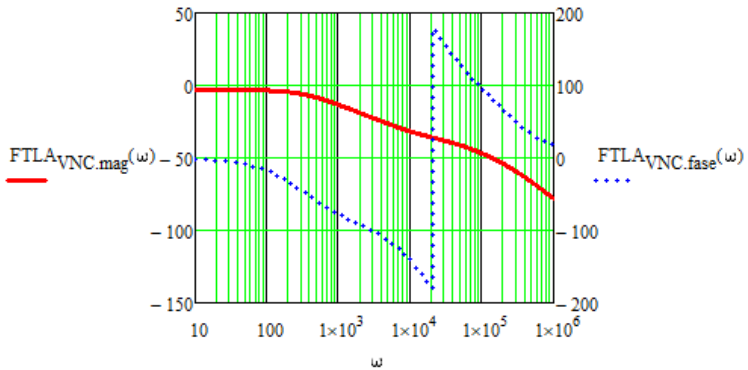
$$k_v := \frac{V_{s\_ad}}{424} = 0.004573171$$

$$FTLA_{VNC}(\omega) := FT_{vi}(\omega) \cdot FT_{vF1S\_1}(\omega) \cdot \frac{k_v \cdot k_{ad}}{k_i \cdot k_{ad}}$$

$$FT_{vF1S\_1}(\omega)$$

$$FTLA_{VNC.mag}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{VNC}(\omega)|)$$

$$FTLA_{VNC.fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{VNC}(\omega))$$



**Projeto de um controlador PI  
para controle da tensão de saída.**

$$\omega_{cv} := 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{500} = 628.318530718$$

$$f_{cv} := \frac{\omega_{cv}}{2\pi} = 100$$

$$M_{fv} := 80 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.396263402$$

$$\omega_{zV} := \frac{\omega_{cV}}{\tan\left(M_{FV} - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLA}_{VNC}(\omega_{cV}))\right)} = 414.474620886$$

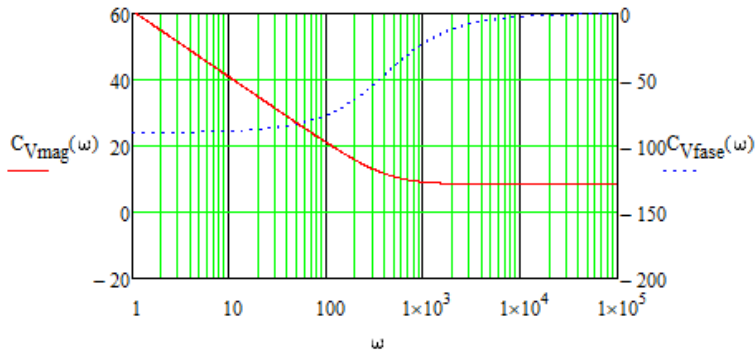
$$\tau_c := \frac{1}{\omega_{zV}} = 0.002412693$$

$$k_{cV} := \frac{\omega_{cV}}{\sqrt{\omega_{cV}^2 + \omega_{zV}^2} \cdot |\text{FTLA}_{VNC}(\omega_{cV})|} = 2.638424013$$

$$C_V(\omega) := k_{cV} \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_{zV})}{j \cdot \omega}$$

$$C_{Vmag}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_V(\omega)|)$$

$$C_{Vfase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_V(\omega))$$



$$\text{FTLA}_{\text{VC}}(\omega) := \text{FTLA}_{\text{VNC}}(\omega) \cdot C_{\text{V}}(\omega)$$

$$\text{FTLA}_{\text{VC.mag}}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_{\text{VC}}(\omega)|)$$

$$\text{FTLA}_{\text{VC.fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_{\text{VC}}(\omega))$$

