

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JEAN CARLOS DA SILVA

**ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST DE TRÊS
NÍVEIS INTERCALADO**

DISSERTAÇÃO

PATO BRANCO

2015

JEAN CARLOS DA SILVA

**ANÁLISE E PROJETO DE UM CONVERTOR BOOST DE TRÊS
NÍVEIS INTERCALADO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Mestre em Engenharia Elétrica” – Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein.

PATO BRANCO

2015

S 586 a Silva, Jean Carlos da
Análise e projeto de um conversor boost de três níveis intercalado. / Jean Carlos da Silva. --- Pato Branco: UTFPR, 2015.
97 f.: il.; 30cm

Orientador: Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein
Dissertação: (Mestrado) Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco, PR, 2015.
Bibliografia: f. 88 – 90.

1. Conversor boost. 2. Boost intercalado. 3. Boost multinível. I. Stein, Carlos Marcelo de Oliveira, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3

Ficha catalográfica elaborada por
Maria Juçara Vieira da Silveira CRB – 9/1359
Biblioteca da UTFPR Campus Pato Branco.

Ficha Catalográfica elaborada por
Maria Juçara Silveira CRB9/1359
Biblioteca da UTFPR Campus Pato Branco



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Pato Branco
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Dissertação n° 040


Análise e Projeto de um Conversor Boost de Três Níveis Intercalado.

por


Jean Carlos da Silva

Dissertação apresentada às oito horas do dia quatro de novembro de dois mil e quinze, como requisito parcial para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Pato Branco. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho APROVADO.

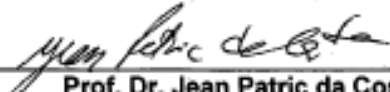
Banca examinadora:



Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein
UTFPR/PB (Orientador)



Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto
UNIPAMPA/RS



Prof. Dr. Jean Patric da Costa
UTFPR/PB

Prof. Dr. Ricardo Vasques de Oliveira
Coordenador do PPGEE

Dedico este trabalho à minha família pela paciência e pelo incentivo, que me possibilitaram realiza-lo.

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos:

Aos professores do PPGEE que me possibilitaram um crescimento significativo nesta que não é a minha área de origem e assim contribuíram para minha formação profissional.

Ao professor Carlos Marcelo de Oliveira Stein que aceitou a minha orientação quando eu já fazia parte do programa de mestrado, mas ainda não tinha orientador definitivo e, pela minha falta conhecimento na área eletrônica, precisou que ter uma dedicação maior que a corriqueira para o desenvolvimento desse trabalho.

Aos colegas de mestrado, pelas inúmeras ajudas durante o desenvolvimento das disciplinas e do projeto. Em especial ao aluno Géremi Gilson Dranka que contribuiu no embasamento teórico e na formatação desse documento.

Ao graduando do curso de Engenharia Elétrica Elias Vicensi, que contribuiu durante as etapas de montagem e teste do conversor desenvolvido.

À UTFPR e à CAPES que forneceram a estrutura adequada para a minha formação durante o curso de pós-graduação.

Aos demais, que ajudaram de alguma forma, para a conclusão deste trabalho.

“Uma máquina pode fazer o trabalho de cinquenta pessoas comuns. Máquina alguma pode fazer o trabalho de um homem incomum” (HUBBARD, Elbert).

RESUMO

SILVA, Jean Carlos da. Análise e Projeto de um Conversor *Boost* de Três Níveis Intercalado. 2015. 85 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2015.

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de um conversor elevador de tensão, com possibilidade de maior ganho que o conversor *boost* convencional, para aplicações em condições similares e de maior potência. Apresentam-se os principais conceitos envolvendo o conversor *boost* e duas de suas variações: o conversor *boost* de três níveis e o conversor *boost* intercalado com duas células conversoras. São detalhadas as formas construtivas, as etapas de funcionamento, o equacionamento e os principais pontos positivos de cada conversor, de modo a se verificar os possíveis empregos na construção de um protótipo que une as suas principais vantagens. Na apresentação deste conversor são abordadas as etapas de funcionamento, o equacionamento que rege o seu projeto, as simulações obtidas através de *software* (PSIM), um comparativo entre os modelos de conversor *boost* estudados e os resultados experimentais obtidos.

Palavras-chave: conversor *boost*; *boost* intercalado; *boost* multinível.

ABSTRACT

SILVA, Jean Carlos da. *Conversor Boost de Três Níveis Intercalado*. 2015. 85 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2015.

This paper presents the development of a boost converter with the possibility of higher gain than the conventional boost converter for applications under similar conditions and increased power. Presents the main concepts involving the boost converter and two variations: the boost converter of three levels and the boost converter interspersed with two converter cells. The breakdown mounting positions, the operating steps, the addressing and the main strengths of each converter in order to check for possible uses in the construction of a prototype joining their main advantages. In the presentation of this converter addresses the operating steps, the equation governing its design, the simulations obtained through software (PSIM), a comparison between the boost converter models studied and the experimental results.

Keywords: *boost* converter; interleaved *boost*; multilevel *boost*.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama de um sistema de conversão de energia.	8
Figura 2. Conversor <i>boost</i>	12
Figura 3. Conversor <i>boost</i> intercalado com duas células conversoras.	13
Figura 4. Conversor <i>boost</i> de três níveis com indutor comum.	14
Figura 5. Circuito <i>boost</i> equivalente para chave fechada.	15
Figura 6. Forma de onda da corrente no indutor do conversor <i>boost</i>	16
Figura 7. Circuito <i>boost</i> equivalente para chave aberta.	16
Figura 8. Forma de onda da tensão no indutor do conversor <i>boost</i>	17
Figura 9. Forma de onda da corrente no capacitor do conversor <i>boost</i>	19
Figura 10. Ganho estático para casos ideal e não ideal em relação à razão cíclica.	21
Figura 11. Eficiência do conversor <i>boost</i> em relação à razão cíclica.	22
Figura 12. Conversor <i>boost</i> intercalado com duas células conversoras.	23
Figura 13. Etapas de funcionamento. (a) 1ª; (b) 2ª; (c) 3ª; (d) 4ª. $0 < D < 0,5$ MCC.	24
Figura 14. Formas de onda para $0 < D < 0,5$ em MCC.	25
Figura 15. Etapas de funcionamento. (a) 1ª; (b) 2ª; (c) 3ª; (d) 4ª. $0,5 < D < 1$ MCC.	25
Figura 16. Formas de onda para $0,5 < D < 1$ em MCC.	26
Figura 17. Mecanismo formador de D_e representado graficamente.	26
Figura 18. Gráfico com a função entre D e D_e	28
Figura 19. Formas de onda para $D=0,75$ em MCC.	29
Figura 20. Comparação entre ganho do <i>boost</i> e do <i>boost</i> intercalado.	33
Figura 21. Comparação entre eficiência do <i>boost</i> e do <i>boost</i> intercalado.	34
Figura 22. Conversor <i>boost</i> de três níveis com uma chave.	35
Figura 23. Conversor <i>boost</i> de três níveis com 2 chaves.	36
Figura 24. Etapas de funcionamento. (a) 1ª; (b) 2ª; (c) 3ª; (d) 4ª. $D=0,75$ em MCC.	37
Figura 25. Formas de onda do <i>boost</i> de dois níveis com $D=0,75$ em MCC.	38
Figura 26. Formas de onda do <i>boost</i> de dois níveis com $D=0,75$ em MCC.	42
Figura 27. Ganhos do <i>boost</i> convencional, do intercalado e do multinível.	44
Figura 28. Comparação entre <i>boost</i> , <i>boost</i> intercalado e <i>boost</i> de dois níveis.	45
Figura 29. Conversor <i>boost</i> multinível intercalado.	46
Figura 30. 1º e 2º Etapas de funcionamento do circuito para $D=0,875$	48
Figura 31. 3º e 4º Etapas de funcionamento do circuito para $D=0,875$	48
Figura 32. 5º e 6º Etapas de funcionamento do circuito para $D=0,875$	49

Figura 33. 5° e 6° Etapas de funcionamento do circuito para $D=0,875$	50
Figura 34. Etapas de operação e formas de onda com razão cíclica 0,75 em MCC.	52
Figura 35. Primeiras 6 etapas considerando i_b para $D=0,875$	54
Figura 36. 6 últimas etapas considerando i_b para $D=0,875$	55
Figura 37. Primeiras 4 etapas considerando i_b para $D=0,75$	56
Figura 38. 4 últimas etapas considerando i_b para $D=0,875$	57
Figura 39. Formas de onda com razão cíclica efetiva 0,50 em MCC.....	60
Figura 40. Comparação entre os ganhos do conversor proposto e dos demais.	65
Figura 41. Comparação entre as eficiências do conversor proposto e dos demais.	66
Figura 42. Formas de onda das correntes nos indutores e na entrada.....	71
Figura 43. Formas de onda das tensões nos capacitores e na saída.....	71
Figura 44. Valores dos indutores dos conversores estudados, em mH.....	73
Figura 45. Correntes nos indutores dos conversores estudados, em A.....	73
Figura 46. Oscilações nas correntes dos indutores, em A.....	73
Figura 47. Valores dos capacitores dos conversores estudados, em μF	74
Figura 48. Tensão nos capacitores dos conversores estudados, em V.....	74
Figura 49. Variações nas tensões dos capacitores, em V.....	74
Figura 50. Disposição dos componentes do circuito e bancada de testes.....	77
Figura 51. Resultados experimentais de i_{D1} , V_{S4} , V_o e i_i , com $D=0,875$	78
Figura 52. Resultados experimentais de i_i , i_{S1} , i_{L1} e i_{D1} , com $D=0,875$	78
Figura 53. Resultados experimentais para i_{L1} e i_{L3} , e V_{C1} e V_{C2}	79
Figura 54. Resultados experimentais após alteração na razão cíclica.....	80
Figura 55. Resultados do PSIM analisando as resistências e perdas.....	81
Figura 56. Formas de onda para i_{L3} , i_i , V_o e V_{C1}	81
Figura 57. Circuito com resistências e perdas desenvolvido no PSIM.....	82
Figura 58. Rendimento obtido conforme o aumento da tensão de entrada.....	83
Figura 59. Primeiro resultado obtido no Yokogawa.....	83
Figura 60. Rendimentos obtidos conforme a variação de potência.....	84
Figura 61. Resultados para 480Ω de carga.....	84
Figura 62. Formas de onda com razão cíclica efetiva 0,50 em MCC.....	92
Figura 63. Comparação entre os ganhos do conversor proposto e dos demais.	96
Figura 64. Comparação entre as eficiências do conversor proposto e dos demais.	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Valores referentes às perdas do conversor convencional.	21
Tabela 2. Valores referentes às perdas do conversor intercalado.	33
Tabela 3. Valores referentes às perdas do conversor multinível.	44
Tabela 4. Etapas equivalentes considerando D igual a 0,75.	51
Tabela 5. Etapas equivalentes considerando D igual a 0,75.	58
Tabela 6. Valores referentes às perdas do conversor proposto.	64
Tabela 7. Valores das grandezas iniciais nos conversores estudados.	67
Tabela 8. Valores das grandezas projetadas para as simulações nos conversores.	70
Tabela 9. Acionamento dos conversores estudados.	70
Tabela 10. Comparativo das grandezas dos conversores.	72
Tabela 11. Lista de componentes para montagem.	76

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
MCC	<i>Modo de Condução Contínua</i>
MCD	<i>Modo de Condução Descontínua</i>
PSIM	<i>Programa de Simulação Especialmente Projetado para Eletrônica</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte de Alimentação Ininterrupta)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz do Valor Médio Quadrático)

LISTA DE SÍMBOLOS

Δi_i	Varição de corrente na entrada [Ampères (A)]
Δi_C	Varição de corrente no capacitor [Ampères (A)]
Δi_L	Varição de corrente no indutor [Ampères (A)]
Δt	Varição de tempo [Segundos (s)]
ΔV_C	Varição de tensão no capacitor [Volts (V)]
ΔV_L	Varição de tensão no indutor [Volts (V)]
ΔV_o	Varição de tensão na saída [Volts (V)]
η	Eficiência energética [Adimensional]
C_1	Capacitor 1 [Faraday (F)]
C	Capacitor [Faraday (F)]
D_1	Diodo 1
D_e	Razão cíclica efetiva [Adimensional]
D	Razão cíclica [Adimensional]
f_e	Frequência de comutação efetiva [Hertz (Hz)]
f_s	Frequência de comutação na chave [Hertz (Hz)]
i_D	Corrente no diodo [Ampères (A)]
i_i	Corrente na entrada [Ampères (A)]
i_{L1}	Corrente no indutor 1 [Ampères (A)]
i_L	Corrente no indutor [Ampères (A)]
i_{L1max}	Corrente máxima no indutor 1 [Ampères (A)]
i_{L1min}	Corrente mínima no indutor [Ampères (A)]

i_o	Corrente na saída [Ampères (A)]
K	Razão entre a razão cíclica e razão cíclica efetiva [Adimensional]
L_1	Indutor 1 [Henry (H)]
L_{1min}	Indutor 1 mínimo [Henry (H)]
L	Indutor ou indutância [Henry (H)]
M	Ganho estático [Adimensional]
N_F	Número de células conversoras
P_i	Potência na entrada [Watts (W)]
P_o	Potência na saída [Watts (W)]
P_{perda}	Potência total dissipada no circuito [Watts (W)]
P_{rL}	Potência absorvida na resistência do indutor [Watts (W)]
r_{eq}	Resistência equivalente dos componentes do circuito [Ohms (Ω)]
R_o	Resistência na carga [Ohms (Ω)]
r_{C1}	Resistência no capacitor 1 [Ohms (Ω)]
r_C	Resistência no capacitor [Ohms (Ω)]
r_d	Resistência no diodo [Ohms (Ω)]
r_{L1}	Resistência no indutor 1 [Ohms (Ω)]
r_L	Resistência no indutor [Ohms (Ω)]
r_S	Resistência na chave [Ohms (Ω)]
RES	Resistência em série equivalente [Ohms (Ω)]
S_1	Chave 1
V_{C1max}	Tensão máxima no capacitor 1 [Volts (V)]

V_{C1min}	Tensão mínima no capacitor 1 [Volts (V)]
V_{C1}	Tensão no capacitor 1 [Volts (V)]
V_C	Tensão no capacitor [Volts (V)]
V_d	Queda de tensão no diodo e (ou) chave [Volts (V)]
V_{eq}	Resistência equivalente dos componentes do circuito [Ohms (Ω)]
V_i	Tensão na entrada [Volts (V)]
V_L	Tensão no indutor [Volts (V)]
V_o	Tensão de saída [Volts (V)]
T	Período [Segundos (s)]
t_{off}	Tempo em que a chave fica aberta [Segundos (s)]
t_{on}	Tempo em que a chave fica fechada [Segundos (s)]

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	7
1.1 CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO.....	8
1.2 MOTIVAÇÃO.....	9
1.4 OBJETIVOS.....	10
1.4.1 Objetivos Específicos.....	10
1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	10
2. CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO.....	12
2.1 INTRODUÇÃO.....	12
2.2 CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR BOOST.....	15
2.2.1 Relações de Tensão e Corrente.....	15
2.2.2 Variação de Tensão na Saída.....	18
2.2.3 Resistência dos Componentes.....	19
2.3 CONVERSOR BOOST INTERCALADO.....	22
2.3.1 Etapas de Funcionamento.....	22
2.3.2 Equacionamento.....	27
2.3.3 Eficiência.....	31
2.3.4 Aspectos da Corrente e da Tensão.....	34
2.4 CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL.....	35
2.4.1 Topologias do <i>Boost</i> de Três Níveis.....	35
2.4.2 Etapas de Operação.....	36
2.4.3 Equacionamento.....	39
2.4.4 Eficiência.....	42
2.5 CONCLUSÃO.....	45
3. CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL INTERCALADO.....	46
3.1 INTRODUÇÃO.....	46
3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	47

3.2.1 Cenário com a Razão Cíclica Maior que 0,75 nas Chaves	47
3.2.2 Cenário com a Razão Cíclica de 0,75 nas Chaves	50
3.2.3 Corrente Circulante	53
3.3 EQUACIONAMENTO	58
3.4 EFICIÊNCIA.....	63
3.5 CONCLUSÃO	66
4. COMPARATIVO ENTRE OS CONVERSORES ESTUDADOS	67
4.1 INTRODUÇÃO.....	67
4.2 EXEMPLO DE PROJETO.....	67
4.3 COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS.....	72
4.4 CONCLUSÃO	75
5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	76
5.1 INTRODUÇÃO.....	76
5.2 MONTAGEM DO CIRCUITO CONVERSOR	76
5.3 FREQUÊNCIA EFETIVA DO CONVERSOR.....	77
5.4 DESBALANCEAMENTO NAS CÉLULAS CONVERSoras	79
5.5 GANHO ESTÁTICO.....	80
5.6 RENDIMENTO.....	82
5.7 CONCLUSÃO	85
6. CONCLUSÕES.....	86
6.1 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO.....	86
6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	87
6.3 PUBLICAÇÕES	87
7. REFERÊNCIAS	88
APÊNDICE A.....	91

1. INTRODUÇÃO

Um fator determinante para o desenvolvimento de uma nação é a disponibilidade de energia. Em uma perspectiva mais pontual, a transformação dessa energia é crucial para que seja válida tal afirmação. Confirmando essas duas constatações, a energia elétrica tem uma participação cada vez maior no desenvolvimento da sociedade atual, estando presente não somente na cadeia produtiva, mas também, no âmbito da saúde, da segurança e do conforto da população (MOHAN, 2012).

O crescimento econômico também é um desafio contínuo para o país, dependendo do aumento da geração de energia e implicando em novas pesquisas dentro da área elétrica. O aumento no desempenho das cargas para diminuir a demanda de energia elétrica é outro fator considerável. Isso significa que o uso otimizado das fontes de energia elétrica e das tecnologias disponíveis visando o aumento da eficiência energética dos processos existentes podem contribuir significativamente na redução do consumo de energia elétrica (BARBALHO ET AL, 1987).

A Eletrônica de Potência, através da difusão dos equipamentos eletrônicos, teve um avanço significativo nos últimos anos. No cenário nacional, está, de forma consolidada, inserida nos setores industrial, comercial e residencial do país. Por outro lado, o seu uso em grande escala, nas mais diversas áreas de aplicação, requer o desenvolvimento de pesquisas para obter a máxima eficiência dos dispositivos (RASHID, 1999).

Como consequência desta condição evolutiva, vários tipos de conversores eletrônicos têm sido desenvolvidos e empregados em equipamentos que necessitam a transformação de tensão. Na geração de energia renovável, através da utilização de geradores eólicos e fotovoltaicos, por exemplo, o emprego dos conversores CC-CC elevadores de tensão é essencial (SEYEZHAI ET AL, 2011).

Existem diversas pesquisas voltadas para as conversões da energia fornecida ao consumidor, mas a análise da conversão na geração de energia se torna imprescindível. O conversor *boost* (elevador de tensão), e suas variações, é comumente empregado para a conversão em sistemas de geração de energia, possibilitando o aumento e o controle da tensão de saída (HOLMES ET AL, 2003).

1.1 CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO

O conversor *boost* faz parte de uma classe de conversores denominada conversores CC-CC de modo chaveado ou *choppers*. Estes conversores são circuitos eletrônicos que convertem um valor de tensão CC para níveis mais elevados de tensão CC fornecendo uma tensão de saída regulada (HART, 2010).

O desenvolvimento dos conversores CC-CC significou um avanço importante na eletrônica e propiciou a ampliação do uso de seus aparelhos. As fontes chaveadas possuem aplicações típicas, que incluem controle de motores, chaveamento de alimentadores de potência (UPS) e equipamentos operados por bateria (AHMED, 2000).

O *boost* é um conversor chaveado que funciona pela comutação periódica de uma chave eletrônica. A regulação de sua tensão é normalmente realizada utilizando a técnica conhecida por modulação em largura de pulso (PWM) a uma frequência fixa. O conversor *boost* também é conhecido como conversor elevador de tensão pelo fato da tensão de saída ser maior do que a tensão de entrada. Esta topologia é frequentemente utilizada em sistemas de conversão de energia, como mostrado na Figura 1. Nesses casos, normalmente o conversor *boost* é alocado na saída dos painéis fotovoltaicos e possui como funções principais: o controle da tensão de saída, da corrente de entrada e da potência máxima do circuito. Além disso, pode propiciar a extração da máxima potência de geração (YARAMASU ET AL, 2011).

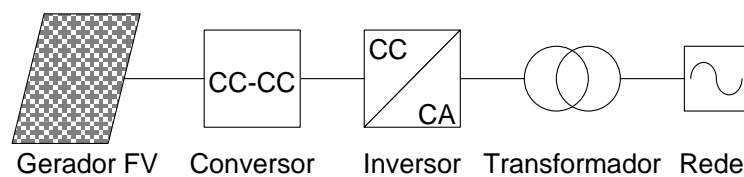


Figura 1. Diagrama de um sistema de conversão de energia.

Para sistemas de energia da ordem de centenas de *watts*, o conversor *boost* é frequentemente utilizado com sucesso. Entretanto, em sistemas com níveis de potência mais elevados, como da ordem de centenas de kW, os arranjos de corrente e de tensão podem atingir valores além do alcance que um dispositivo semicondutor discreto convencional pode suportar (WU ET AL, 2011). O aumento do número de componentes no circuito, com ligações em série ou em paralelo pode solucionar este problema. No entanto, devem ser tomadas medidas adicionais para a

divisão equitativa da corrente e da tensão entre os dispositivos em paralelo ou em série.

Devido às limitações do conversor *boost* em algumas aplicações, ocasionando inviabilidade técnica, foram empreendidas na área da eletrônica, novas pesquisas que resultaram em outros projetos de circuito, para a obtenção de melhores resultados. Assim, o uso da combinação de conversores em série, tornando o conversor multinível, ou em paralelo, tornando o conversor intercalado, resultou na obtenção de melhores resultados (MELESHIN ET AL, 2008). Nesse contexto, esta dissertação aborda o estudo de um conversor intercalado com células multiníveis.

1.2 MOTIVAÇÃO

O uso eficiente e racional da energia elétrica é um dos desafios, e objetos de estudo da Eletrônica de Potência. Uma das alternativas para atender esses requisitos, é o projeto de equipamentos que possibilitem maior eficiência. Considerando as novas possibilidades construtivas desta área, o emprego dos conversores CC-CC convencionais, enfrenta algumas limitações. Em algumas aplicações, onde é necessário manter oscilações (*ripples*) na corrente de entrada e na tensão de saída em níveis baixos, o uso do conversor *boost* convencional representa a utilização de componentes de filtro com valores muito altos, o que torna o processo pouco interessante. Outro fator que torna importante e gratificante um estudo, é o fato de que, a partir de um determinado nível de tensão, os valores dos componentes dos conversores convencionais passam a ser muito altos. Então, apreciando o emprego de novas tendências tecnológicas, se torna importante averiguar a utilização dos conversores multiníveis, de conversores intercalados e até da junção de um conversor *boost* multinível com um conversor intercalado com as características interessantes de ambos. Este foco de trabalho se torna mais desafiador quando se cogita o desenvolvimento do projeto de um conversor com duas células de três níveis intercaladas, considerando o que cada uma das técnicas tem de interessante.

1.4 OBJETIVOS

Analisar a operação de um conversor *boost* de três níveis intercalado e verificar a sua utilização em sistemas, onde é necessário um ganho elevado de tensão.

1.4.1 Objetivos Específicos

Para a obtenção do objetivo principal pretende-se:

- a) Desenvolver uma revisão bibliográfica sobre os conversores *boost* intercalado e *boost* multinível;
- b) Analisar as operações dos conversores *boost* intercalado e *boost* multinível e verificar as suas características;
- c) Estudar a operação do conversor *boost* de três níveis intercalado, expondo suas etapas de funcionamento, seu equacionamento e propondo um projeto;
- d) Realizar a montagem do protótipo e os testes experimentais com o conversor proposto.

1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O texto da dissertação está organizado de forma a facilitar o entendimento da estratégia para a avaliação do conversor proposto. Além do Capítulo 1, que apresenta as introduções ao tema, os capítulos são organizados da seguinte maneira:

No Capítulo 2 são apresentadas as principais características dos conversores *boost* convencional e *boost* intercalado e *boost* multinível, as abordagens envolvendo as suas modelagens matemáticas e algumas não idealidades;

No capítulo 3 são apresentadas as etapas de operação, formas de onda, modelagem matemática, não idealidades e resultados das simulações do conversor *boost* de três níveis intercalado;

No capítulo 4 é apresentado um comparativo entre os conversores *boost* estudados, com base nas oscilações da corrente de entrada e da tensão de saída;

No capítulo 5 são apresentados os resultados práticos obtidos, considerando fatores relevantes como a frequência efetiva, o desbalanceamento entre células e o ganho de tensão, para o conversor proposto;

No capítulo 6 são expostas as conclusões do trabalho e indicadas as suas contribuições. São apresentadas algumas considerações para trabalhos futuros com base no tema abordado e nos resultados obtidos com a plataforma de estudos.

2. CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO

2.1 INTRODUÇÃO

O conversor *boost*, Figura 2, regula a tensão de saída para um nível superior à de entrada. A fonte de tensão de entrada, V_i , está em série com um indutor (L) que age como uma fonte de corrente. A chave S_1 em paralelo com a fonte de corrente e com a saída, é desligada periodicamente, fornecendo energia do indutor e da fonte para aumentar a tensão de saída V_o (CZARKOWSKI ET AL, 2001).

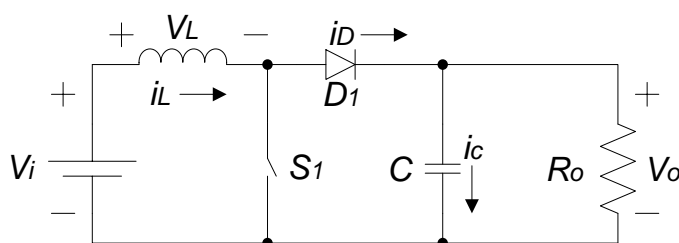


Figura 2. Conversor *boost*.

Fonte: Adaptada de Hart (2010 p. 211-220).

Esse conversor possui dois modos distintos de operação que são definidos em função da corrente que circula pelo indutor (i_L), durante as etapas de funcionamento ou período de chaveamento. No modo de condução contínua (MCC), a corrente do indutor é sempre maior que zero. No modo de condução descontínua (MCD), a corrente do indutor retorna a zero (AHMED, 2000).

O estudo deste conversor, desenvolvido a seguir, aborda as relações existentes entre a tensão, a corrente e as suas oscilações (*ripples*) no MCC. São considerados para essa abordagem, o estado com a chave aberta e com a chave fechada. Em seu estudo é também abordada a condição real de trabalho através da análise de não idealidades do indutor, do capacitor e dos semicondutores (diodo e chave).

A compreensão do funcionamento do *boost* convencional é premissa para o estudo dos conversores combinados. Após a abordagem ao conversor *boost* convencional é desenvolvida a abordagem dos conversores *boost* combinados.

A combinação de conversores *boost* com componentes dispostos em paralelo (conversor *boost* intercalado), e em série (conversor *boost* multinível),

propiciou a obtenção de melhores equipamentos para fins específicos. Um dos empregos propícios é em sistemas onde a corrente e a tensão podem atingir valores superiores aos níveis suportados pelos componentes de um conversor *boost* convencional (CHAO, 2008).

Em uma combinação tratada como multifase, o conversor *boost* intercalado, Figura 3, é utilizado para reduzir os valores dos componentes do filtro. O circuito é equivalente a uma combinação em paralelo de duas configurações de chaves (S_1 e S_2), diodos (D_1 e D_2) e indutores (L_1 e L_2) conectados com um capacitor C_1 e uma carga R_o comum às chaves que funcionam defasadas em 180° , produzindo correntes também defasadas em 180° (HART, 2010).

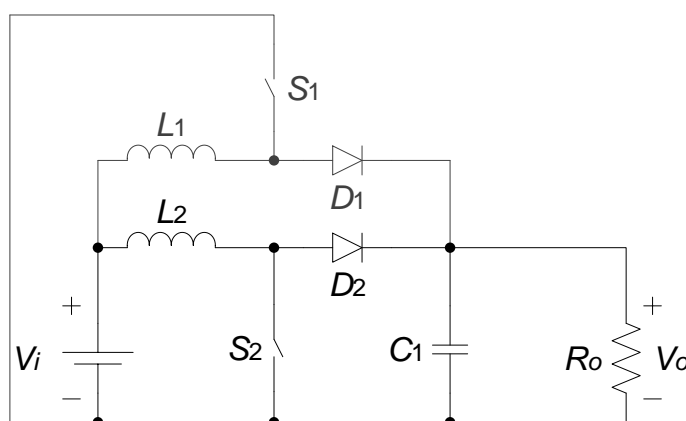


Figura 3. Conversor *boost* intercalado com duas células conversoras.

Fonte: Adaptada de Lee (2000 p. 787-795).

Uma das principais vantagens de um conversor intercalado sobre um conversor convencional é a sua frequência efetiva. Considerando chaves comutando com a mesma frequência em ambos os conversores, a frequência efetiva na entrada e na saída de um conversor *boost* intercalado com duas células conversoras é o dobro da frequência do conversor *boost* convencional. O aumento da frequência efetiva no conversor intercalado oferece vantagens sobre o conversor convencional: menores oscilações de corrente na entrada e de tensão na saída, melhor resposta dinâmica e possibilidade de trabalho com maior potência (RODRIGUES ET AL, 2006).

O conversor *boost* multinível é formado por combinações de conversores *boost* convencionais, onde o nível é equivalente ao número de células conversoras ligadas originalmente em série, como mostra a Figura 4. O uso do conversor *boost* multinível é uma forma alternativa para se atingir valores mais elevados de tensão através do emprego de dois ou mais capacitores com tensão nominal inferior à tensão total suportada pela carga (SOTO ET AL, 1996). A utilização do conversor em questão

tem como vantagens a obtenção de menores perdas por condução e um valor de tensão inferior aplicado sobre os componentes.

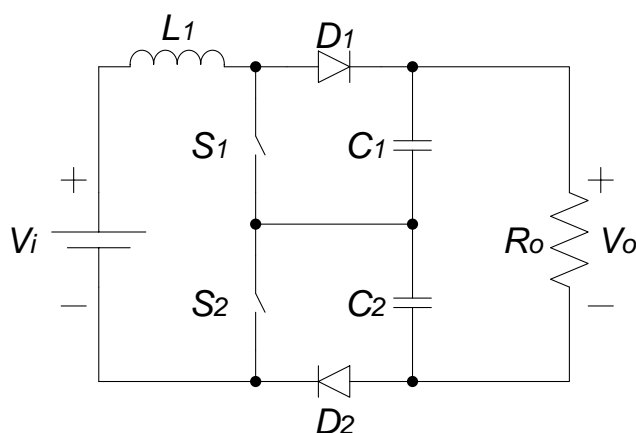


Figura 4. Conversor *boost* de três níveis com indutor comum.

Fonte: Adaptada de Zhang (1995 p. 434-439).

As principais concepções do conversor *boost* com três níveis estão voltadas para a alimentação por painéis fotovoltaicos ou por células de combustível, onde a tensão CC de entrada necessita ser aumentada e controlada. Uma das principais funções deste conversor, nestas aplicações em baixa potência, é equilibrar a tensão CC através do *link* de capacitores. Entretanto, seu uso não se limita somente à baixa potência, podendo ter arranjos construtivos que possibilitem o emprego em potências da ordem de quilowatts (CARO ET AL, 2008).

Este conversor apresenta algumas características muito interessantes, como o alto ganho de tensão para razão cíclica não muito alta e o equilíbrio de tensão no filtro de saída. Este equilíbrio pode ser definido como a tendência à igualdade nas tensões em cada capacitor, pois mesmo durante condições transitórias, as tensões nos capacitores tendem a ser semelhantes. Isto, considerando que a tensão total na saída, durante condições de estado estacionário ou transiente, é definida como a soma das tensões nos capacitores de saída (MALDONADO ET AL, 2010).

O uso do conversor *boost* de três níveis constituiu um avanço expressivo com relação aos conversores convencionais. Este conversor tem como principal vantagem a redução do valor de tensão que as chaves, os diodos e os capacitores devem suportar, em relação ao conversor *boost* convencional. Além disso, a tensão sobre os capacitores do seu barramento é estável e possui valor médio constante em regime permanente (THOUNTHONG, 2011).

2.2 CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR BOOST

2.2.1 Relações de Tensão e Corrente

Nesta seção é apresentada a análise do conversor *boost*. Nesta análise é considerado que:

- O conversor está em regime permanente;
- O indutor está funcionando em modo de condução contínua;
- Os componentes do circuito conversor são ideais.

A análise é realizada com base nos valores da corrente e da tensão no indutor para a chave fechada, Figura 5, e depois para a chave aberta.

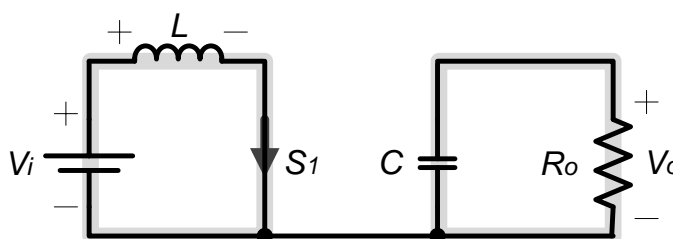


Figura 5. Circuito *boost* equivalente para chave fechada.

Análise para a chave fechada - Com a chave S_1 fechada, o diodo D_1 fica polarizado reversamente e tem-se o circuito equivalente representado na Figura 5. Assim a tensão sobre o indutor é dada por (1):

$$V_L = V_i = L \frac{di_L}{dt}. \quad (1)$$

A tensão aplicada sobre o indutor é constante. Assim, a corrente cresce linearmente durante o tempo em que a chave permanece fechada (t_{on}), conforme mostrado na Figura 6. A variação na corrente do indutor é calculada por (2), onde D é a razão cíclica, definida como a razão entre o tempo de condução da chave (t_{on}) e o período (T):

$$(\Delta i_L)_{fechada} = \frac{V_i D T}{L} = \frac{V_i D}{L f_s}. \quad (2)$$

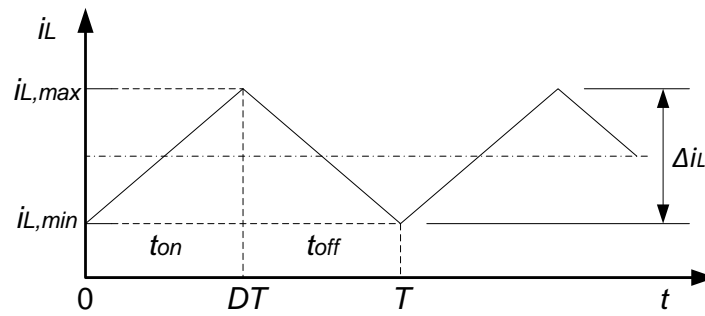


Figura 6. Forma de onda da corrente no indutor do conversor *boost*.

Análise para a chave aberta – Com a chave S_1 aberta, tem-se o circuito equivalente representado na Figura 7. O diodo D_1 está polarizado diretamente e conduz a corrente do indutor (AHMED, 2000). Assim a tensão sobre o indutor é (3):

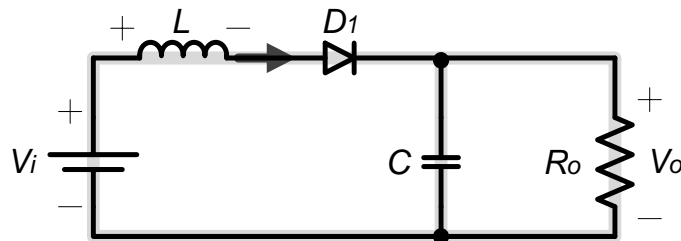


Figura 7. Circuito *boost* equivalente para chave aberta.

$$V_L = V_i - V_o . \quad (3)$$

Considerando que a tensão de saída V_o é constante, a tensão aplicada sobre o indutor também é constante, e assim a corrente varia linearmente. Como a tensão de saída é maior que a tensão de entrada, a corrente decresce durante o tempo em que a chave está aberta (t_{off}), conforme mostrado na Figura 6. Esta variação na corrente do indutor é calculada por (4):

$$(\Delta i_L)_{aberta} = \frac{(V_i - V_o)(1 - D)}{L f_s} \quad (4)$$

Na operação em regime permanente, a variação líquida na corrente do indutor é zero. De (2) e (4) obtém-se (5):

$$\frac{V_i D T}{L} + \frac{(V_i - V_o)(1 - D) T}{L} = 0. \quad (5)$$

A Figura 8 mostra a forma de onda da tensão no indutor do conversor *boost* convencional:

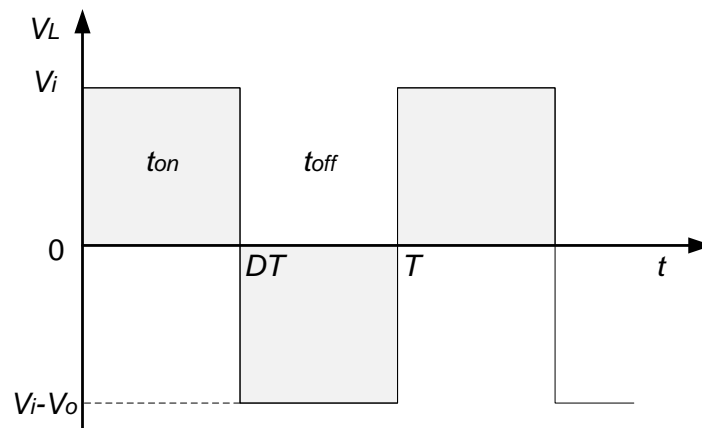


Figura 8. Forma de onda da tensão no indutor do conversor *boost*.

Considerando (5) e resolvendo para a tensão de saída V_o , obtém-se (6).

$$V_o = \frac{V_i}{1 - D}. \quad (6)$$

A razão entre a tensão de entrada e a tensão de saída é denominada ganho estático (M) do conversor, (7). O ganho estático mensura o aumento ou a redução da tensão de entrada em um conversor (RASHID, 2001). Assim,

$$M = \frac{V_o}{V_i}, \quad (7)$$

$$M = \frac{1}{1 - D}. \quad (8)$$

Com o aumento da razão cíclica, o denominador de (8) torna-se menor, resultando em uma tensão de saída maior. Se a chave ficar sempre aberta, a tensão na saída será igual a tensão de entrada. Assim, o conversor *boost* produz uma tensão na saída que é maior ou igual à tensão de entrada.

Quando a razão cíclica se aproxima de 1, a tensão na saída tende ao infinito conforme (6). Contudo, esta equação é baseada em componentes ideais. A utilização de componentes reais, com perdas, altera essa relação.

Considerando o rendimento de 100%, a potência média fornecida pela fonte é igual à potência média absorvida pela carga. Assim a corrente média no indutor pode ser determinada por (9):

$$i_L = \frac{V_i}{(1 - D)^2 R_o} = \frac{V_o^2}{V_i R_o} = \frac{V_o i_o}{V_i}. \quad (9)$$

As correntes máxima e mínima no indutor são determinadas pelo uso do valor médio e da variação da corrente. Da Figura 6 obtém-se (10) e (11):

$$i_{Lmax} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_i}{(1-D)^2 R_o} + \frac{V_i DT}{2L}; \quad (10)$$

$$i_{Lmin} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_i}{(1-D)^2 R_o} - \frac{V_i DT}{2L}. \quad (11)$$

O equacionamento do ganho estático, (8), foi desenvolvido com a suposição de que o modo é de condução contínua no indutor, significando que a corrente é sempre positiva. A condição necessária para um modo de condução contínua no indutor é que i_{Lmin} seja maior que zero. Logo, o limite entre os modos contínuo e descontínuo no indutor é determinado por (12):

$$i_{Lmin} = 0 = \frac{V_i}{(1-D)^2 R_o} - \frac{V_i DT}{2L} \quad (12)$$

ou por (13),

$$i_{Lmin} = \frac{V_i D}{2L f_s}. \quad (13)$$

A combinação mínima da indutância e da frequência de chaveamento para o modo de condução contínua em um conversor *boost* é, portanto:

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R_o}{2f_s}. \quad (14)$$

Um conversor *boost* projetado para funcionar no modo de condução contínua terá um indutor com valor maior que L_{min} .

Como uma perspectiva de projeto, é útil expressar L em termos de um Δi_L desejado, conforme (15):

$$L = \frac{V_i D}{\Delta i_L f_s}. \quad (15)$$

2.2.2 Variação de Tensão na Saída

As equações supracitadas foram desenvolvidas considerando a tensão na saída constante, implicando numa capacitância infinita. Na prática, uma capacitância finita resultará numa variação ou oscilação (*ripple*) na tensão de saída.

A oscilação de tensão na saída pode ser calculada pela forma de onda da corrente no capacitor, Figura 9.

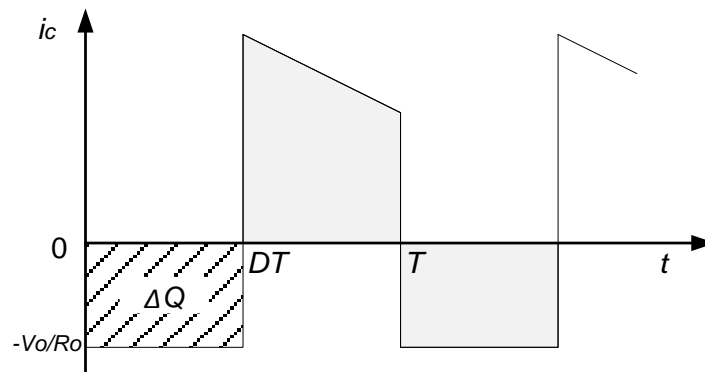


Figura 9. Forma de onda da corrente no capacitor do conversor *boost*.

A carga do capacitor pode ser calculada por (16):

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_o}{R_o} \right) DT = C \Delta V_o. \quad (16)$$

Uma expressão para a oscilação de tensão é então, (17):

$$\Delta V_o = \frac{V_o D}{R_o C f_s} \quad (17)$$

ou (18):

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R_o C f_s}. \quad (18)$$

Alternativamente, expressando a capacitância em termos da variação de tensão na saída produz-se (19):

$$C = \frac{V_o D}{R_o \Delta V_o f_s}. \quad (19)$$

A resistência equivalente em série (RES) do capacitor pode contribuir de forma significativa para a variação na tensão na saída. Considerando o valor da corrente máxima no indutor, que é aproximadamente o mesmo da oscilação de corrente no capacitor, a oscilação de tensão na saída devido à RES é dada por (20):

$$\Delta V_{o(RES)} = \Delta i_c r_C = I_{Lmax} r_C. \quad (20)$$

2.2.3 Resistência dos Componentes

Os componentes do conversor devem ser projetados para ter baixos valores de resistência, minimizando assim as perdas e maximizando a sua eficiência. As resistências dos indutores, das chaves, diodos e dos capacitores afetam o

funcionamento do conversor *boost*, em especial quando operam utilizando um valor elevado de razão cíclica.

Para avaliar o efeito das resistências do indutor, da chave, do diodo e do capacitor na tensão de saída, supõe-se que as suas correntes sejam aproximadamente constantes. A corrente da fonte é a mesma para o indutor, para a chave em t_{on} e para o diodo em t_{off} . Para o equacionamento da resistência do capacitor também é tomada a corrente do indutor como base.

Na avaliação da tensão de saída, são consideradas ainda, as tensões que causam perdas durante o período:

$$i_L^2[r_L + r_S D + r_d(1 - D) + r_C(D - D^2)] + i_L[V_S D + V_d(1 - D)] \rightarrow i_L^2[r_{eq}] + i_L[V_{eq}] \quad (21)$$

onde r_L é a resistência do indutor, r_S é a resistência da chave, r_d é a resistência do diodo e r_C é a resistência do capacitor; V_S é a queda de tensão na chave, V_d é a queda de tensão no diodo; r_{eq} é a simplificação das resistências dos componentes (indutor, chave, diodo e capacitor) e V_{eq} é a simplificação das quedas tensão.

Conforme (22), a potência fornecida pela fonte deve ser a mesma potência absorvida pela carga e pela resistência dos componentes.

$$P_i = P_o + P_{r_{comp}} \rightarrow V_i I_L = V_o I_D + i_L^2(r_{eq}) + i_L(V_{eq}), \quad (22)$$

onde $P_{r_{comp}}$ são as quedas e as resistências em série dos componentes. A corrente média no diodo é a mesma corrente média na carga.

A corrente no diodo é igual à corrente no indutor quando a chave está desligada e é zero quando a chave está ligada. Logo, considerando a corrente média no diodo, obtém-se (23):

$$V_i I_L = V_o I_L(1 - D) + i_L^2 r_{eq} + i_L V_{eq}. \quad (23)$$

Resolvendo para V_o , se tem (24):

$$M = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \left(\frac{1}{1 + [x/(1 - D)] + \{r_{eq}/[R_o(1 - D)^2]\}} \right). \quad (24)$$

onde x é a razão entre V_{eq} e V_o :

$$x = V_{eq}/V_o. \quad (25)$$

O ganho estático em (24) é similar ao ganho estático em (8), porém considerando r_{comp} . E neste novo aspecto, a Figura 10 mostra o ganho estático (M), em relação à razão cíclica (D), para os casos ideal e não ideal. A Tabela 1, que

contempla valores projetados nos capítulos subsequentes, expõe os valores das resistências e quedas de tensão dos componentes:

Tabela 1. Valores referentes às perdas do conversor convencional.

COMPONENTE	RESISTÊNCIA (Ω)	QUEDA DE TENSÃO (V)
Indutor	1,505m Ω	-
Chave	200m Ω	2,5V
Diodo	100m Ω	2V
Capacitor	1,495m Ω	-

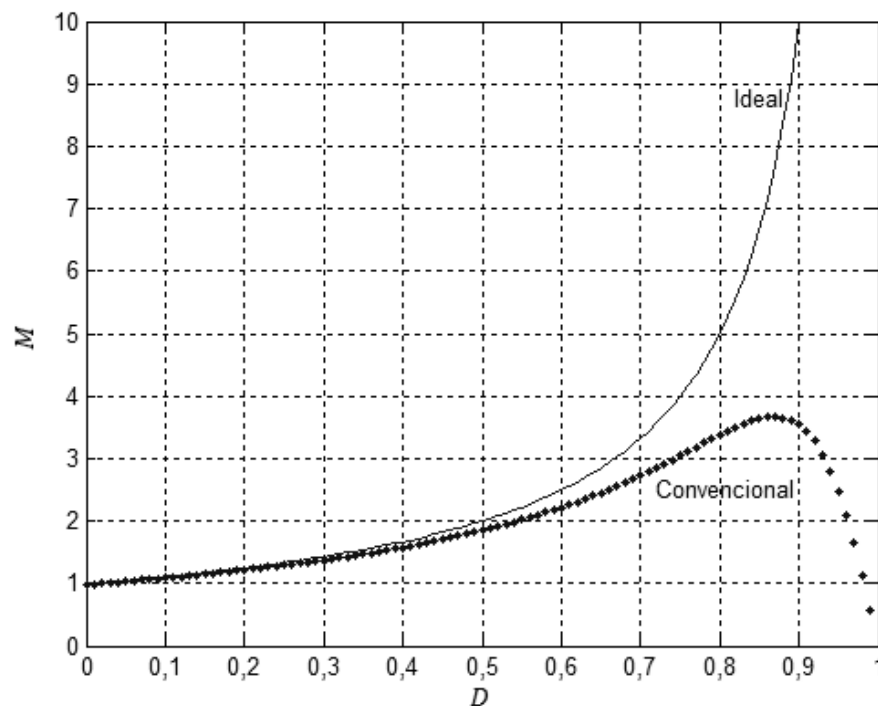


Figura 10. Ganho estático para casos ideal e não ideal em relação à razão cíclica.

Conforme se percebe na Figura 10, quando consideradas as resistências e queda de tensão dos componentes, o ganho estático do conversor decai após ultrapassar razões cíclicas próximas da ordem de 85%.

A resistência dos componentes também afeta a eficiência do conversor, já que a eficiência é a razão da potência de saída pela potência de saída mais as quedas. Para o conversor *boost* a eficiência pode ser representada por (26):

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{perda}} = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + i_L^2 r_{eq} + i_L V_{eq}} \quad (26)$$

Substituindo i_L , devido à sua relação com V_o/R_o , obtém-se (27):

$$\eta = \frac{1}{1 + [x/(1-D)] + \{r_{eq}/[R_o(1-D)^2]\}} \quad (27)$$

Com o aumento da razão cíclica, o rendimento do conversor *boost* diminui, conforme indicado na Figura 11.

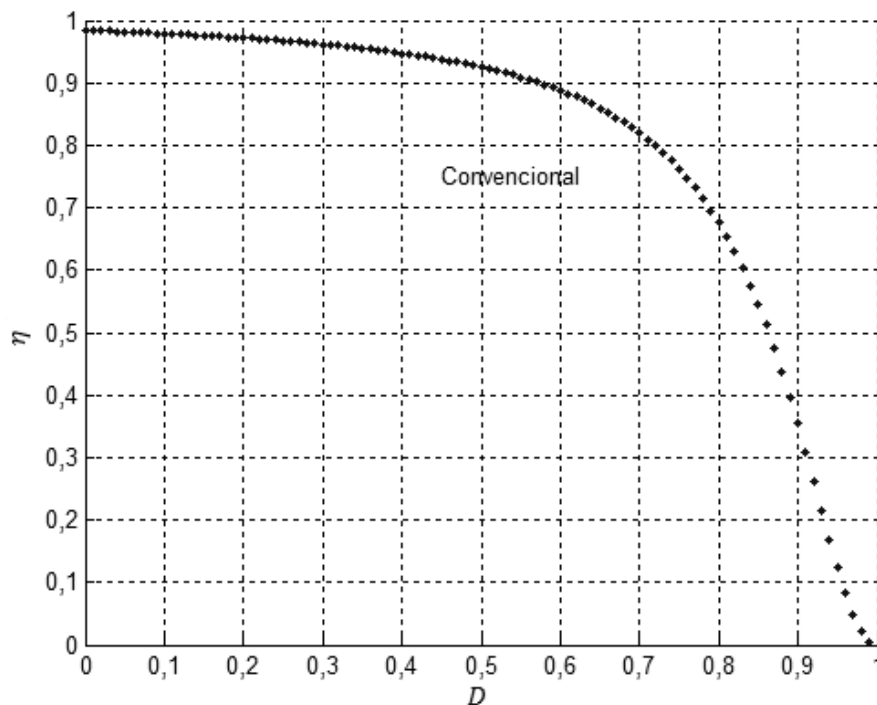


Figura 11. Eficiência do conversor *boost* em relação à razão cíclica.

2.3 CONVERSOR BOOST INTERCALADO

2.3.1 Etapas de Funcionamento

A topologia de um conversor *boost* intercalado fundamental apresenta duas células conversoras em paralelo no circuito, conforme a Figura 12. A primeira célula é composta pelo indutor L_1 , pela chave S_1 e pelo diodo D_1 , enquanto que a segunda célula é composta por L_2 , S_2 , e D_2 , respectivamente. Estas duas células são essencialmente ligadas em paralelo e operam num modo intercalado, sendo que partilham o mesmo capacitor C_1 na saída do filtro. Supõe-se que os parâmetros das duas células são idênticos (WU ET AL, 2011).

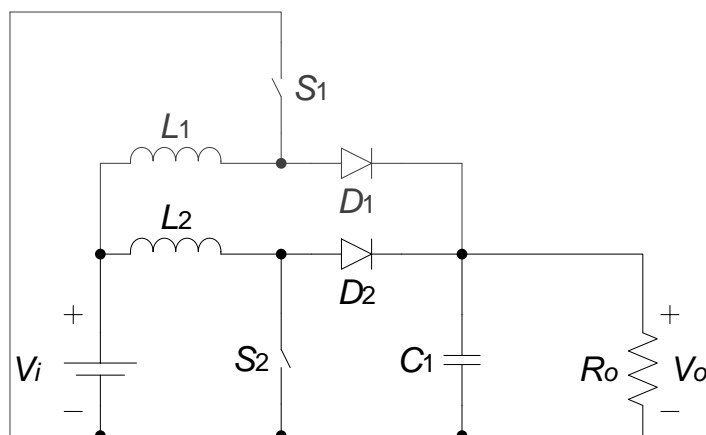


Figura 12. Conversor *boost* intercalado com duas células conversoras.

Com esta concepção e este arranjo, as tensões V_{S1} e V_{S2} para S_1 e S_2 são idênticas, mas deslocadas em 180° , ou seja $360^\circ/N_F$, onde N_F é o número de fases existentes ou células atuantes no período de conversão. O funcionamento e as formas de onda em cada célula são os mesmos que no conversor *boost* convencional. Contudo, a corrente na entrada i_i e conseqüentemente, a potência de entrada P_i , divide-se entre os indutores paralelos tornando-se i_{L1} e i_{L2} e P_{L1} e P_{L2} (NEWLIN ET AL, 2013).

O funcionamento de um conversor *boost* intercalado varia de acordo com a corrente no indutor e com a razão cíclica. Para a operação no modo de condução contínua, duas formas de funcionamento serão apresentadas a seguir. Estes dois exemplos possuirão uma defasagem de 180° no acionamento das chaves, o que não é exclusivo destas formas de operação, mas é ideal para diminuir a variação de corrente de entrada e possibilita um melhor entendimento do funcionamento.

Caso 1: $0 < D < 0,5$. Esta forma de funcionamento é similar à do conversor convencional, com as correntes dos indutores não retornando à zero, conforme apresentado na Figura 13.

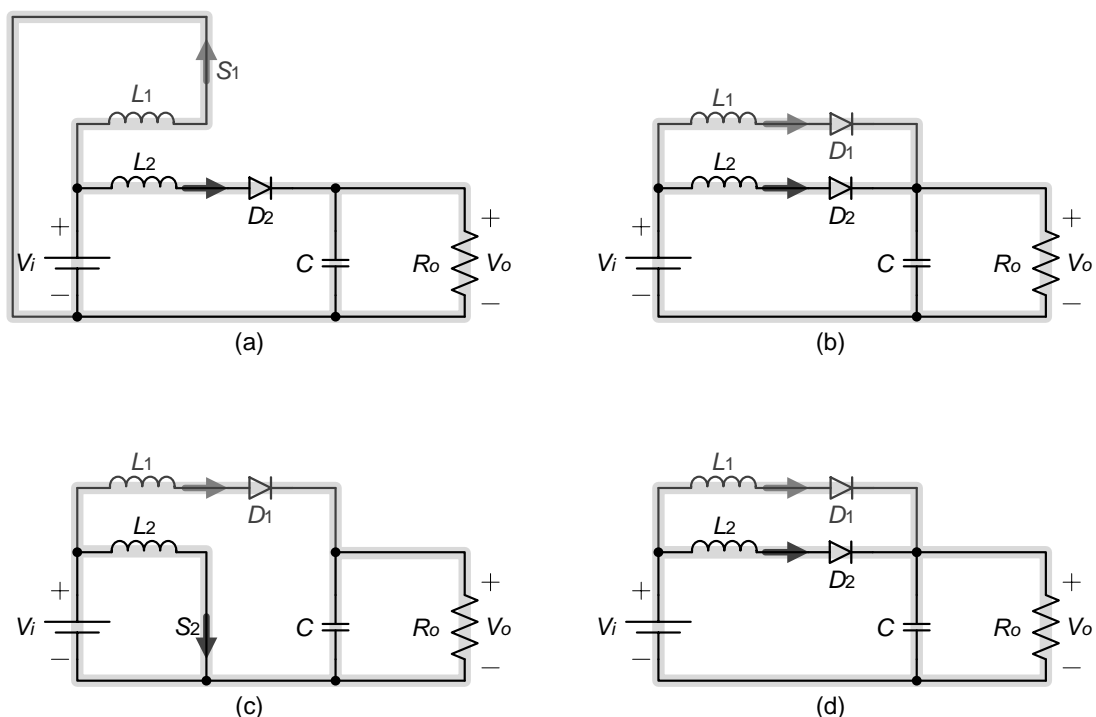


Figura 13. Etapas de funcionamento. (a) 1ª; (b) 2ª; (c) 3ª; (d) 4ª. $0 < D < 0,5$ MCC.

1ª Etapa – Nesta etapa, t_0-t_1 , a chave S_1 está fechada e a chave S_2 aberta, conforme indicado na Figura 13 (a).

2ª Etapa – Na segunda etapa, t_1-t_2 , a chave S_1 abre e a energia contida no indutor L_1 é transferida para a carga através do diodo D_1 , Figura 13 (b). As correntes nos indutores decrescem, conforme mostra a Figura 14.

3ª Etapa – Nesta etapa, t_2-t_3 , a chave S_2 fecha e o diodo D_1 continua a conduzir, conforme mostra a Figura 13 (c).

4ª Etapa – Na quarta etapa, t_3-t_0 , a chave S_2 abre e novamente, os indutores L_1 e L_2 transferem energia para a carga, Figura 13 (d).

As formas de onda resultantes do Caso 1 são mostradas na Figura 14, considerando uma razão cíclica de 25% em cada uma das chaves. Nesta figura pode-se verificar que a frequência da corrente de entrada é o dobro da frequência das correntes nos indutores. Assim, a frequência efetiva (f_e) do conversor é o dobro da frequência de chaveamento (f_s) em cada célula conversora. Além disso, a oscilação na corrente de entrada, resultante do somatório das correntes no filtro indutivo, é menor que a oscilação de corrente nos indutores do barramento.

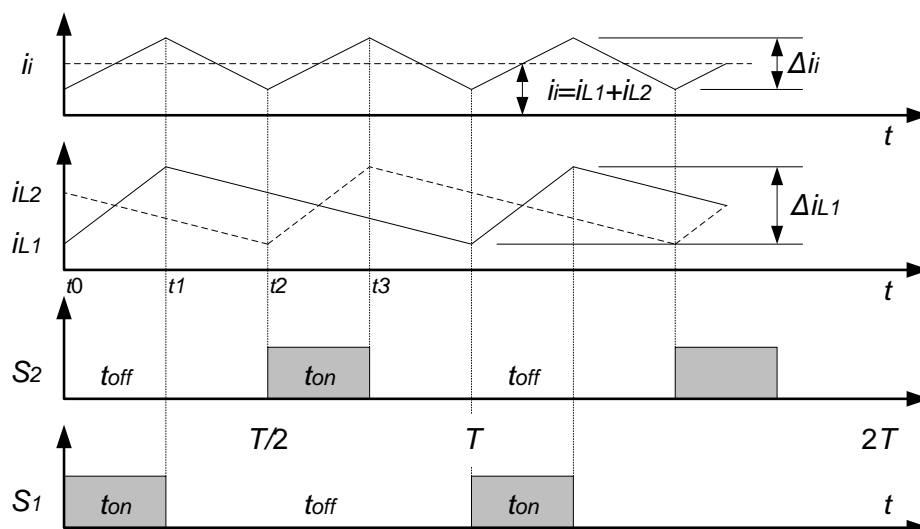


Figura 14. Formas de onda para $0 < D < 0,5$ em MCC.

Caso 2: $0,5 < D < 1$. O funcionamento para esse caso é exposto na Figura 15.

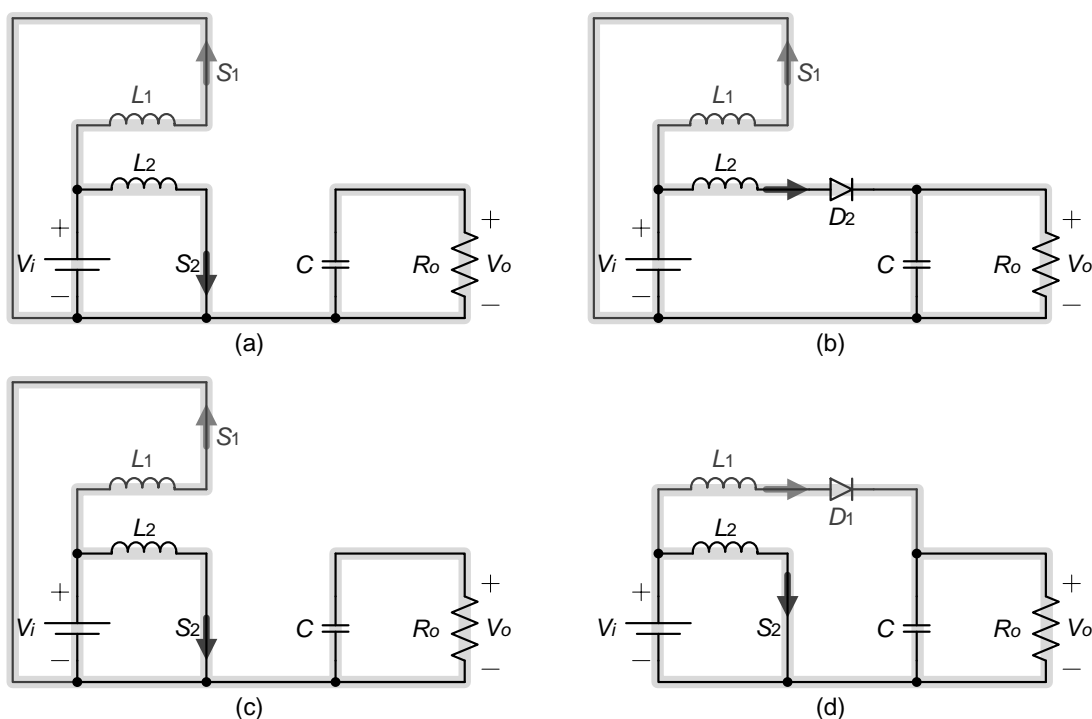


Figura 15. Etapas de funcionamento. (a) 1ª; (b) 2ª; (c) 3ª; (d) 4ª. $0,5 < D < 1$ MCC.

1ª Etapa – Nesta etapa, t_0-t_1 , as duas chaves se encontram fechadas e as correntes nos indutores L_1 e L_2 crescem, como mostra a Figura 15 (a).

2ª Etapa – Na segunda etapa, t_1-t_2 , a chave S_2 abre e o diodo D_2 passa a conduzir. A chave S_1 permanece fechada, Figura 15 (b).

3ª Etapa – Conforme mostra a Figura 15 (c), nesta etapa, t_2-t_3 , a chave S_2 fecha, a corrente no indutor L_2 volta a crescer enquanto a chave S_1 ainda se encontra fechada.

4ª Etapa – Na quarta etapa, t_3-t_0 , a chave S_1 abre, o indutor L_1 descarrega através do diodo D_1 e o indutor L_2 continua sendo energizado, conforme visualizado na Figura 15 (d).

As formas de onda resultantes do Caso 2 são mostradas na Figura 16, com uma razão cíclica de 75% em cada uma das chaves:

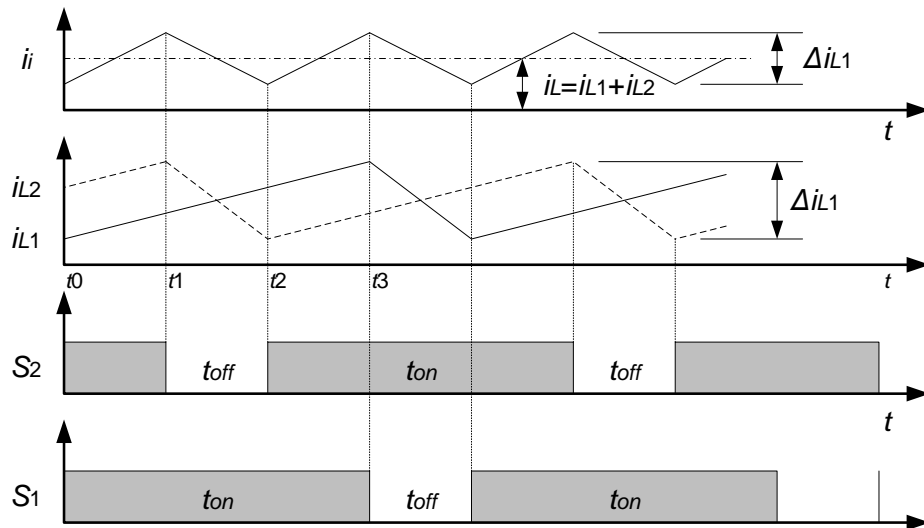


Figura 16. Formas de onda para $0,5 < D < 1$ em MCC.

Pode-se perceber que a frequência efetiva (f_e) nesse caso é o dobro da frequência de chaveamento (f_s) e a oscilação de corrente na entrada é novamente menor. Contudo, a partir de uma razão cíclica de 50%, nas chaves, o conversor intercalado deixa de funcionar como um *boost* convencional e a soma dos tempos em que cada chave fica aberta (t_{off}), resulta em uma razão cíclica efetiva (D_e) diferente no conversor. Para uma razão cíclica de 75%, nas chaves, como mostra a Figura 17, a razão cíclica efetiva do conversor é de 50%.

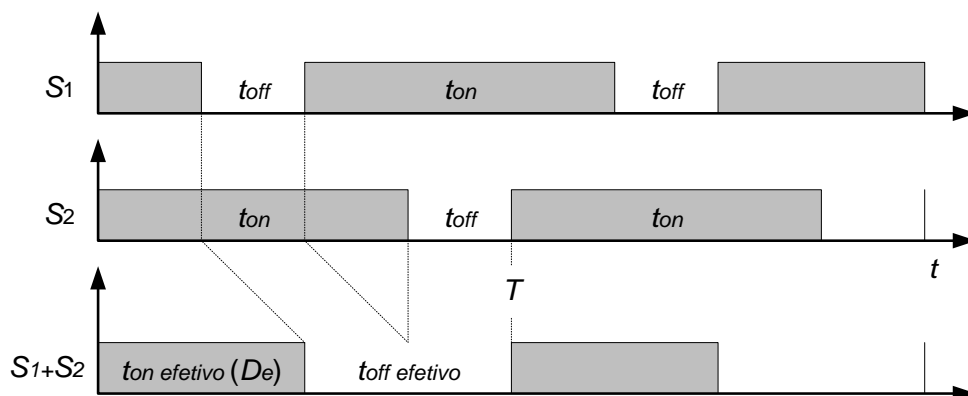


Figura 17. Mecanismo formador de D_e representado graficamente.

Após a avaliação das etapas de operação propostas, serão analisadas a seguir as principais equações e grandezas utilizadas para o projeto de um conversor *boost* intercalado. Este último modo de operação será tomado como base para o desenvolvimento seguinte.

2.3.2 Equacionamento

Nesta seção, é apresentada a análise do conversor *boost* intercalado. Nesta análise é considerado que:

- a) O conversor está em regime permanente;
- b) O conversor está funcionando em modo de condução contínua (MCC);
- c) A razão cíclica é de $0,5 < D < 1$;
- d) Os acionamentos das chaves estão defasados em 180° ;

Considerando os dois tempos (t_{off}) com chave aberta, para razões cíclicas maiores que 50%, a razão cíclica efetiva (D_e) é equacionada, (28), da seguinte forma:

$$D_e = 1 - 2(1 - D) = 2D - 1. \quad (28)$$

E a razão cíclica (29):

$$1 + D_e = 2D \rightarrow D = \frac{1 + D_e}{2}. \quad (29)$$

Esta relação entre a razão cíclica (nas chaves) e a razão cíclica efetiva (no conversor) é expressa na Figura 18:

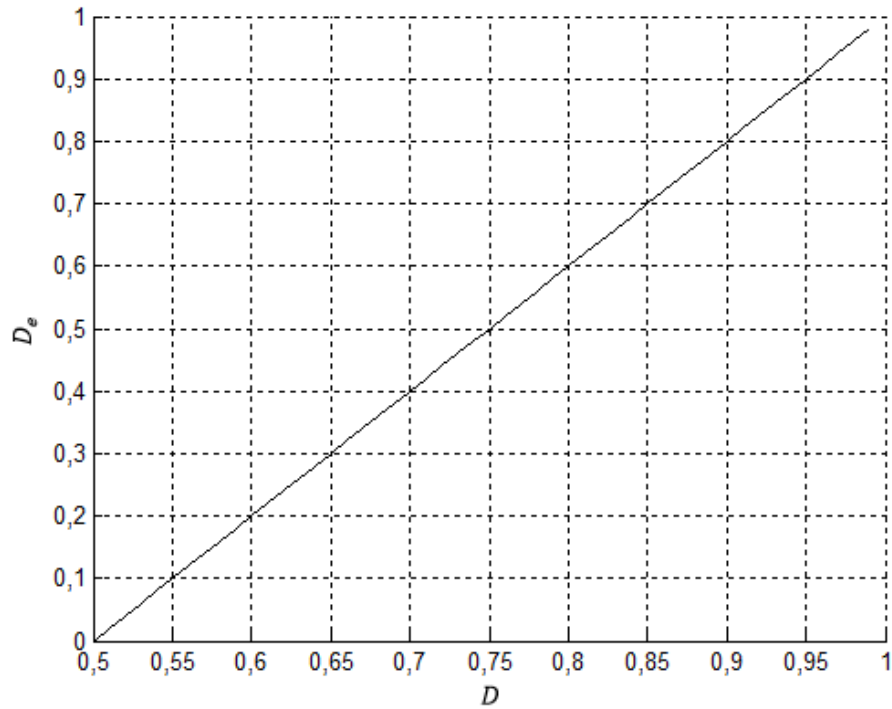


Figura 18. Gráfico com a função entre D e D_e .

Com a chave S_1 fechada e diodo D_1 polarizado reversamente, nas 1ª, 2ª e 3ª etapas (t_2-t_1), tempo em que o indutor L_1 é carregado, a lei das tensões de Kirchhoff na malha de entrada é pela dada por (30):

$$V_{L1} = V_i = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(t_3 - t_0)} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{DT}. \quad (30)$$

A taxa de oscilação é uma constante e a corrente aumenta linearmente. A variação de corrente no indutor (Δi_{L1}) é calculada por (31):

$$\begin{aligned} (\Delta i_{L1})_{fechada} &= V_i \frac{DT}{L_1} = \frac{V_i D}{L_1 f_s}, \\ (\Delta i_{L1})_{fechada} &= \frac{V_i (1 + D_e)}{L_1 f_e}. \end{aligned} \quad (31)$$

Com a chave S_1 aberta, na 2ª etapa (t_1-t_2), o diodo D_1 fica polarizado diretamente e fornece caminho para a corrente do indutor L_1 . A tensão no indutor quando a chave é aberta é dada por (32):

$$V_{L1} = V_i - V_o = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(t_2 - t_1)} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(1 - D)T}. \quad (32)$$

A oscilação de corrente no indutor neste período é calculada por (33):

$$(\Delta i_{L1})_{aberta} = \frac{(V_i - V_o)(1 - D)}{L_1 f_s}, \quad (33)$$

$$(\Delta i_{L1})_{aberta} = \frac{(V_i - V_o)D_e}{L_1 f_e}.$$

Como a oscilação líquida na corrente do indutor é zero, a soma das oscilações, com a chave fechada (31) e com a chave aberta (33), como mostra a Figura 19, resulta em (34),

$$\frac{V_i D}{L f_s} + \frac{(V_i - V_o)(1 - D)}{L f_s} = 0. \quad (34)$$

Resolvendo para a tensão de saída, V_o , têm-se (35):

$$V_i(D + 1 - D) - V_o(1 - D) = 0,$$

$$V_o = \frac{V_i}{(1 - D)} = \frac{N_F V_i}{(1 - D_e)} \rightarrow M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 - D)}. \quad (35)$$

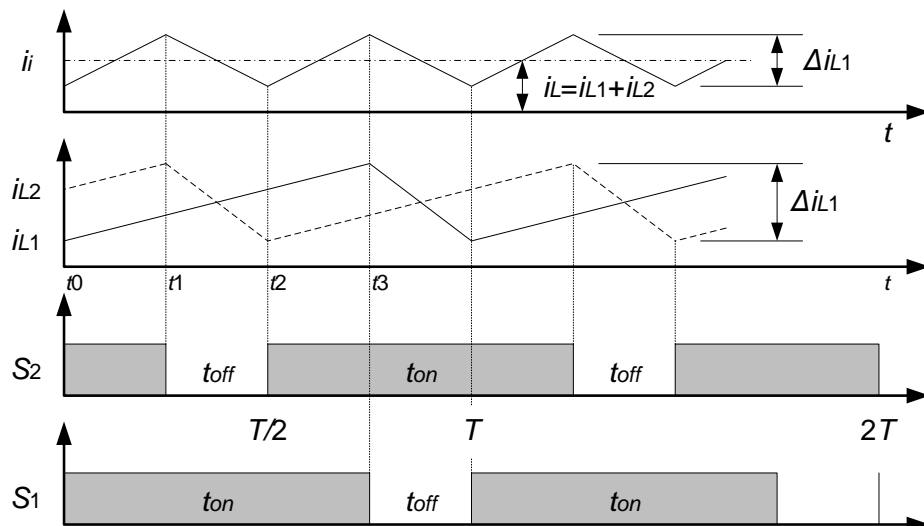


Figura 19. Formas de onda para $D=0,75$ em MCC.

A relação entre a variação da corrente de entrada e a variação da corrente do indutor (WANG, 2013), é expressa por (36):

$$K = \frac{\Delta i_i}{\Delta i_{L1}} = \frac{D_e}{D}. \quad (36)$$

Considerando o rendimento ideal (100%), a corrente média no indutor (i_{L1}) é determinada considerando-se que a potência média na entrada do circuito (P_i) é a mesma que a potência média absorvida pela carga (P_o). A potência na saída é dada por (37):

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = V_o I_o \quad (37)$$

e a potência de entrada é $V_i i_i = V_i (i_i N_F)$. Equacionando as potências de entrada e de saída obtém-se (38):

$$V_i (i_{L1} N_F) = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{\left[\frac{V_i}{(1-D)} \right]^2}{R_o} = \frac{V_i^2}{(1-D)^2 R_o}. \quad (38)$$

Fazendo algumas substituições e simplificando, a corrente dos indutores pode ser expressa como (39):

$$i_{L1} = \frac{V_i}{N_F (1-D)^2 R_o} = \frac{V_o^2}{N_F V_i R_o} = \frac{V_o i_o}{N_F V_i} = \frac{i_o}{(1-D_e)}. \quad (39)$$

As maiores correntes suportadas pelas chaves e pelos diodos possuem o mesmo valor dos picos de corrente suportados pelos indutores. Por exemplo: A corrente máxima no indutor L_1 , i_{L1max} , ocorre no final da 1ª etapa (t_1), quando a chave S_1 abre e o diodo D_1 passa a conduzir.

As correntes máxima e mínima nos indutores são determinadas por (40) e por (41):

$$i_{L1max} = i_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{V_i}{N_F (1-D)^2 R_o} + \frac{V_i D}{2 L_1 f_s}, \quad (40)$$

$$i_{L1min} = i_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{V_i}{N_F (1-D)^2 R_o} - \frac{V_i D}{2 L_1 f_s}. \quad (41)$$

A condição necessária para um modo de condução contínua nos indutores é que as suas correntes mínimas sejam positivas. Logo, o limite entre os modos de condução contínua e descontínua no indutor é determinado por (42):

$$i_{L1min} = 0 = \frac{V_i}{N_F (1-D)^2 R_o} - \frac{V_i D}{2 L_1 f_s} \quad (42)$$

A combinação mínima da indutância e da frequência efetiva para o modo de condução contínua no conversor proposto é portanto (43):

$$L_{min} = \frac{N_F D (1-D)^2 R_o}{2 f_s}. \quad (43)$$

A oscilação de tensão no capacitor pode ser calculada tomando como base o equacionamento da corrente no capacitor. Com a chave S_1 aberta e diodo D_1 polarizado diretamente, na 2ª etapa (t_1-t_2), período em que o capacitor C_1 é carregado, a malha de corrente na saída é dada por (44):

$$i_{C1} = i_{L1} - i_o = (i_i/2) - i_o = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(t_2 - t_1)} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(1 - D_e)(T/2)}. \quad (44)$$

A taxa de oscilação é uma constante e a tensão aumenta linearmente. A variação de tensão no capacitor (ΔV_{C1}) é (45):

$$(\Delta V_{C1})_{aberta} = \frac{[(i_i/2) - i_o](1 - D_e)}{C_1 f_e}. \quad (45)$$

Com a chave S_1 fechada novamente, nas 3ª, 4ª e 1ª etapas ($t_2 - t_1$), o diodo D_1 fica polarizado reversamente e deixa de fornecer caminho para a corrente do indutor L_1 . A corrente no capacitor é dada por (46):

$$i_{C1} = -i_o = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(t_1 - t_2)} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{D_e(T/2)}. \quad (46)$$

A oscilação de tensão no capacitor com a chave fechada é (47):

$$(\Delta V_{C1})_{fechada} = \frac{-i_o D_e}{C_1 f_e} = \frac{-V_o D_e}{R_o C_1 f_e}. \quad (47)$$

As tensões máxima e mínima no capacitor são determinadas por (48) e por (49):

$$V_{C1max} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = V_o + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{V_i i_i}{i_o} + \frac{i_o D_e}{C_1 f_e}, \quad (48)$$

$$V_{C1min} = V_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{V_i i_i}{i_o} - \frac{i_o D_e}{C_1 f_e}. \quad (49)$$

2.3.3 Eficiência

Assim como no conversor *boost* convencional, as resistências dos componentes afetam no funcionamento do conversor *boost* intercalado (GU ET AL, 2013). Com isso, supondo-se que as correntes nos componentes sejam aproximadamente constantes, analisa-se o efeito das resistências dos componentes na tensão de saída.

Na avaliação da tensão de saída, assim como no caso anterior, são consideradas as resistências dos indutores, das chaves, dos diodos, do capacitor e, as tensões que causam perdas durante o período (50):

$$i_{L1}^2 N_F [r_{L1} + r_{S1} D + r_{d1} (1 - D) + r_c (-4 + 10D - 6D^2)] + i_{L1} N_F [V_{S1} D + V_{d1} (1 - D)] \rightarrow i_L^2 N_F [r_{eq}] + i_L N_F [V_{eq}] \quad (50)$$

Novamente, a potência fornecida pela fonte deve ser a soma da potência absorvida pela carga com a potência ocasionada pelas perdas nos componentes do conversor, (51):

$$P_i = P_o + P_{r_{comp}} \rightarrow V_i i_{L1} N_F = V_o i_o + i_{L1}^2 N_F (r_{eq}) + i_{L1} N_F (V_{eq}), \quad (51)$$

Comparada à corrente no indutor, a corrente na carga é (52):

$$i_o = i_{L1} N_F (1 - D). \quad (52)$$

Substituindo i_o em (51) e acrescentando em (50), N_F é anulado e se têm (53):

$$V_i i_{L1} N_F = V_o i_{L1} N_F (1 - D) + i_L^2 N_F r_{eq} + i_{L1} N_F V_{eq} \quad (53)$$

que resulta em (54):

$$V_i = V_o (1 - D) + i_{L1} r_{eq} + V_{eq}. \quad (54)$$

Em termos da tensão na saída V_o , por (52) a corrente no indutor 1 i_{L1} é dada por (55):

$$i_{L1} = \frac{i_o}{N_F (1 - D)} = \frac{V_o}{R_o N_F (1 - D)}. \quad (55)$$

Substituindo i_{L1} em (54), têm-se (56):

$$V_i = V_o (1 - D) + V_{eq} + \frac{V_o r_{eq}}{R_o N_F (1 - D)}. \quad (56)$$

Resolvendo para V_o e para M , se têm (57):

$$M = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \left(\frac{1}{1 + [x/(1 - D)] + r_{eq}/[R_o N_F (1 - D)^2]} \right). \quad (57)$$

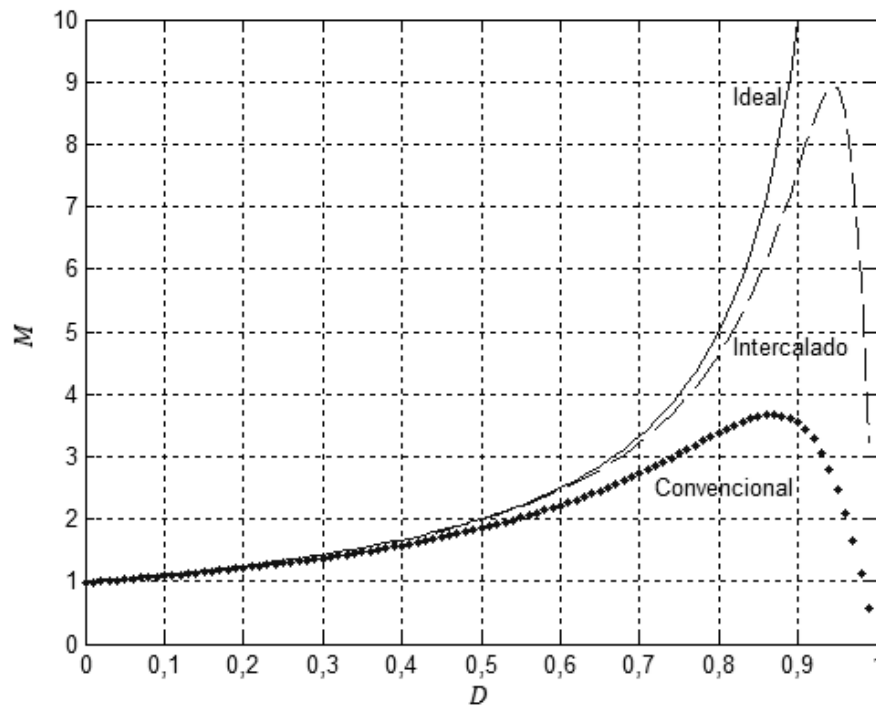
onde x é a relação entre V_{eq} e V_o (58):

$$x = V_{eq}/V_o. \quad (58)$$

A Figura 20 mostra o ganho estático do conversor *boost* intercalado, com duas células conversoras, comparando-o ao do conversor *boost* convencional. A Tabela 2, que também contempla valores projetados nos capítulos subsequentes, expõe os valores das resistências e quedas de tensão dos componentes do *boost* intercalado:

Tabela 2. Valores referentes às perdas do conversor intercalado.

COMPONENTE	RESISTÊNCIA (Ω)	QUEDA DE TENSÃO (V)
Indutor	490m Ω	-
Chave	100m Ω	2V
Diodo	50m Ω	1,3V
Capacitor	320m Ω	-

Figura 20. Comparação entre ganho do *boost* e do *boost* intercalado.

As resistências dos indutores também afetam a eficiência do conversor, conforme (59):

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{perda}} = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + i_{L1}^2 N_F (r_{eq}) + i_{L1} N_F (V_{eq})} \quad (59)$$

Usando a Equação (55), se têm (60):

$$\eta = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + [V_o/R_o N_F (1-D)] V_{eq} N_F + [V_o/R_o N_F (1-D)]^2 r_{eq} N_F} \quad (60)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + [x/(1-D)] + r_{eq}/[R_o N_F (1-D)^2]}$$

A Figura 21 mostra a eficiência do conversor *boost* intercalado, com duas células conversoras, comparada à eficiência do conversor *boost* convencional. Através desta comparação, pode-se perceber que *boost* intercalado possui melhor eficiência e a possibilidade de trabalho com razões cíclicas maiores.

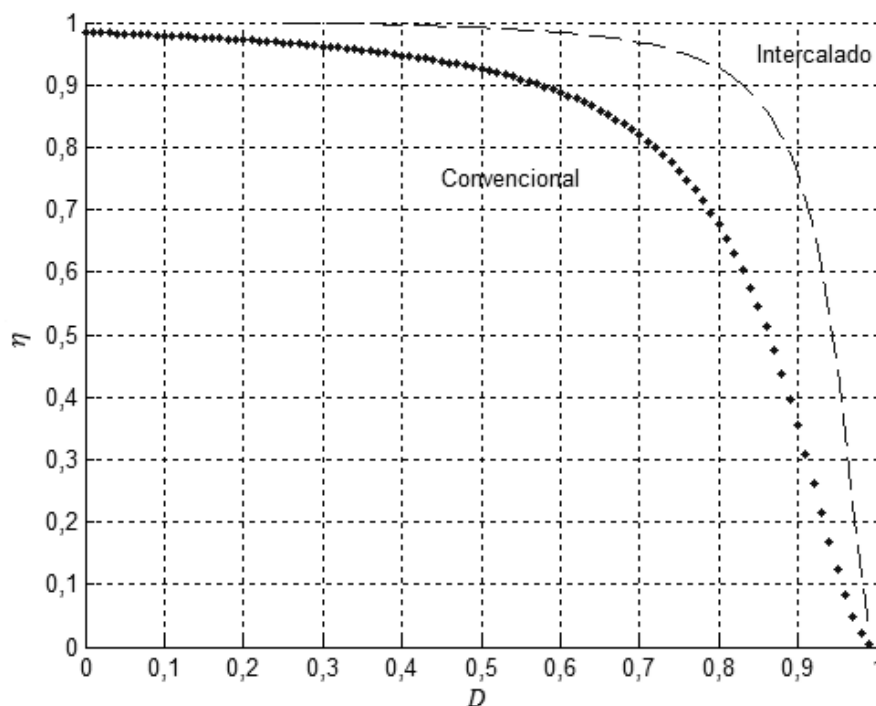


Figura 21. Comparação entre eficiência do *boost* e do *boost* intercalado.

2.3.4 Aspectos da Corrente e da Tensão

Conforme abordado anteriormente, as reduções nas oscilações da corrente de entrada e da tensão de saída são fatores consideráveis e suas análises, no trato com o conversor *boost* intercalado se tornam importantes. Nesse contexto, serão expostas, considerações sobre a corrente de entrada e a tensão de saída:

- A corrente média na entrada é duas vezes maior que a corrente média em um indutor e, portanto, cada célula trabalha com a metade da potência total da carga;
- A oscilação na corrente de entrada é menor do que nas células conversoras, devido à utilização da técnica de chaves intercaladas e isto possibilita a redução do volume dos filtros indutivos na entrada;
- Devido à menor oscilação de tensão na saída, o capacitor utilizado pode ser menor que o capacitor do conversor *boost* convencional;
- A frequência efetiva do conversor, considerando as frequências de entrada e de saída, é o dobro da frequência nas células conversoras.

2.4 CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL

2.4.1 Topologias do *Boost* de Três Níveis

A abordagem do conversor *boost* de três níveis requer uma diferenciação sobre as suas duas principais topologias apresentadas pela literatura. Na sequência será abordada a concepção que melhor se enquadrar à intenção de projeto. Estas duas variações topológicas, que são mostradas a seguir, diferenciam-se pelas formas de acionamento.

Caso 1: Conversor *boost* de três níveis com uma chave. Este conversor, apresentado na Figura 22, combina o conversor *boost* convencional e a função de um capacitor conectado para fornecer uma saída aos outros capacitores em série com a mesma tensão equilibrada (MOUSA ET AL, 2010).

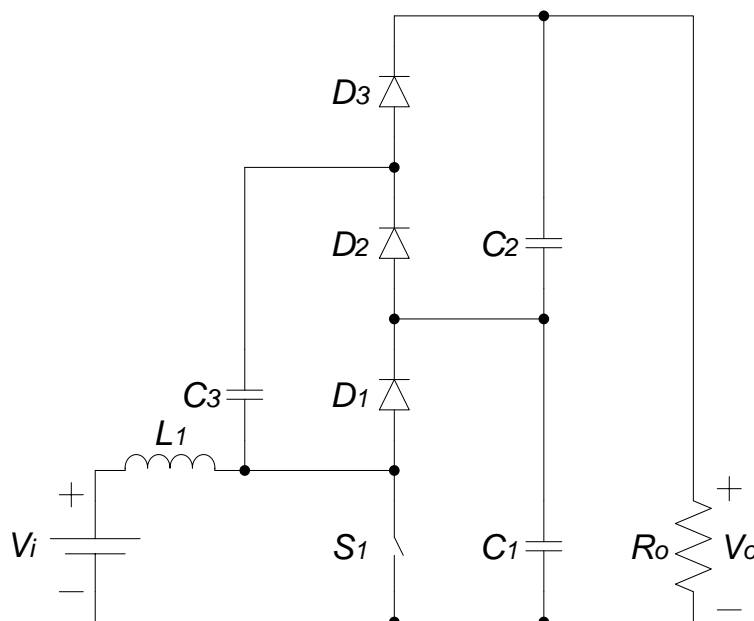


Figura 22. Conversor *boost* de três níveis com uma chave.

Fonte: Adaptada da literatura (MALDONADO ET AL, 2010).

Caso 2: Conversor *boost* de três níveis com duas chaves. Neste conversor, Figura 23, a fase de carregamento do indutor ocorre duas vezes por período, o que permite que o indutor de entrada seja menor do que no conversor de nível único (ZHANG ET AL, 1995). O estágio de saída é também dividido e os elementos de chaveamento, possuem a metade do valor da tensão nominal do conversor convencional, o que reduz as perdas.

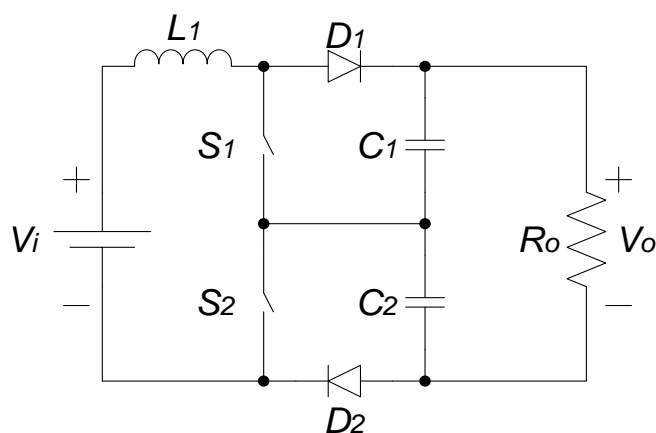


Figura 23. Conversor *boost* de três níveis com 2 chaves.

Fonte: Adaptada da literatura (BARAZARTE ET AL, 2013).

O conversor *boost* de três níveis com uma chave, possibilita um alto ganho de tensão na saída (V_o). Entretanto, apresenta uma oscilação muito grande quando comparado com o conversor *boost* de três níveis com duas chaves. Com base nisto, a topologia com duas chaves será adotada como base para o projeto final.

2.4.2 Etapas de Operação

Definida a topologia, são apresentadas na Figura 24, as etapas de operação, desse conversor. Os componentes são considerados ideais, a razão cíclica é de 0,75 e o conversor opera em modo de condução contínua (MCC):

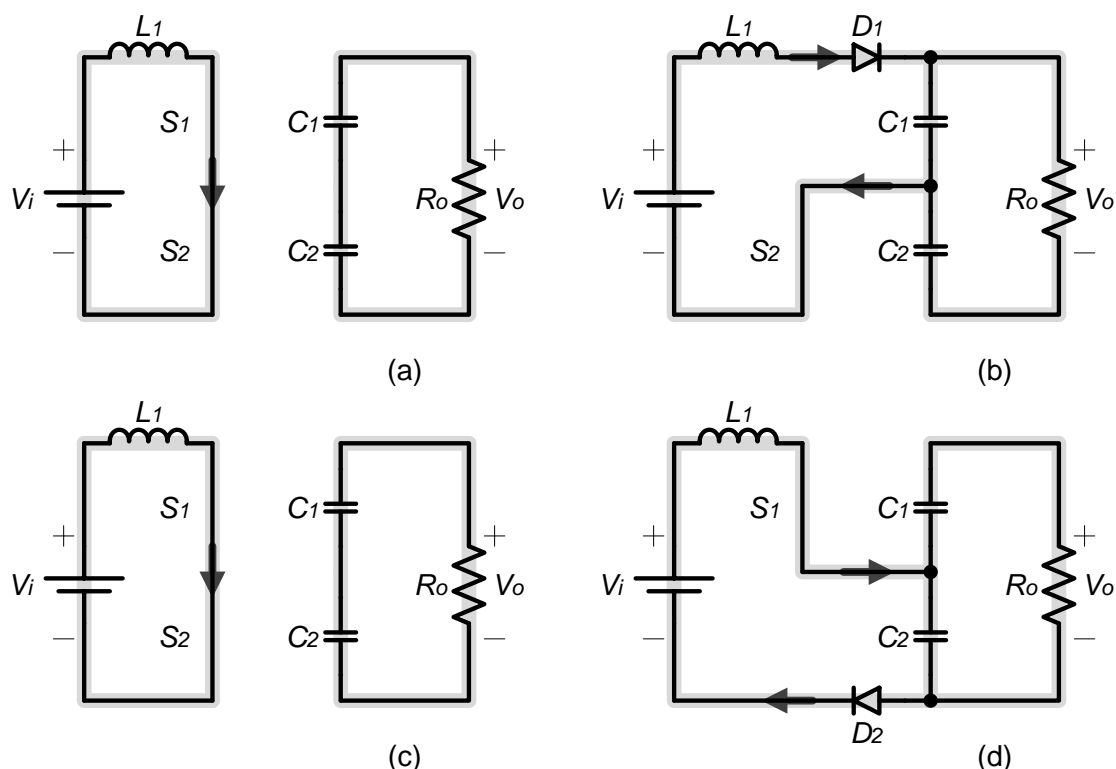


Figura 24. Etapas de funcionamento. (a) 1ª; (b) 2ª; (c) 3ª; (d) 4ª. $D=0,75$ em MCC.

1ª Etapa – Na primeira etapa (t_0-t_1), mostrada na Figura 24 (a), as chaves S_1 e S_2 se encontram fechadas e assim como no conversor convencional, a fonte V_i carrega o indutor L_1 .

2ª Etapa – Na segunda etapa, Figura 24 (b), corresponde ao instante em que a chave S_1 abre, a chave S_2 continua fechada e D_1 passa a conduzir. Nesta etapa, t_1-t_2 , a energia do indutor L_1 é transferida para a saída do circuito (C_1 e R_0).

3ª Etapa – Na terceira etapa (t_2-t_3), Figura 24 (c), as chaves S_1 e S_2 ficam fechadas novamente e assim como na 1ª etapa, o indutor L_1 é carregado.

4ª Etapa – Na quarta etapa, Figura 24 (d), a chave S_1 fica fechada, a chave S_2 abre e o diodo D_2 passa a conduzir. Durante esta etapa, t_3-t_0 , a energia é transferida para o capacitor C_2 e a carga R_0 pelo do indutor L_1 .

Na Figura 25 são apresentadas as principais formas de onda para o conversor *boost* de dois níveis intercalado operando com razão cíclica de 0,75:

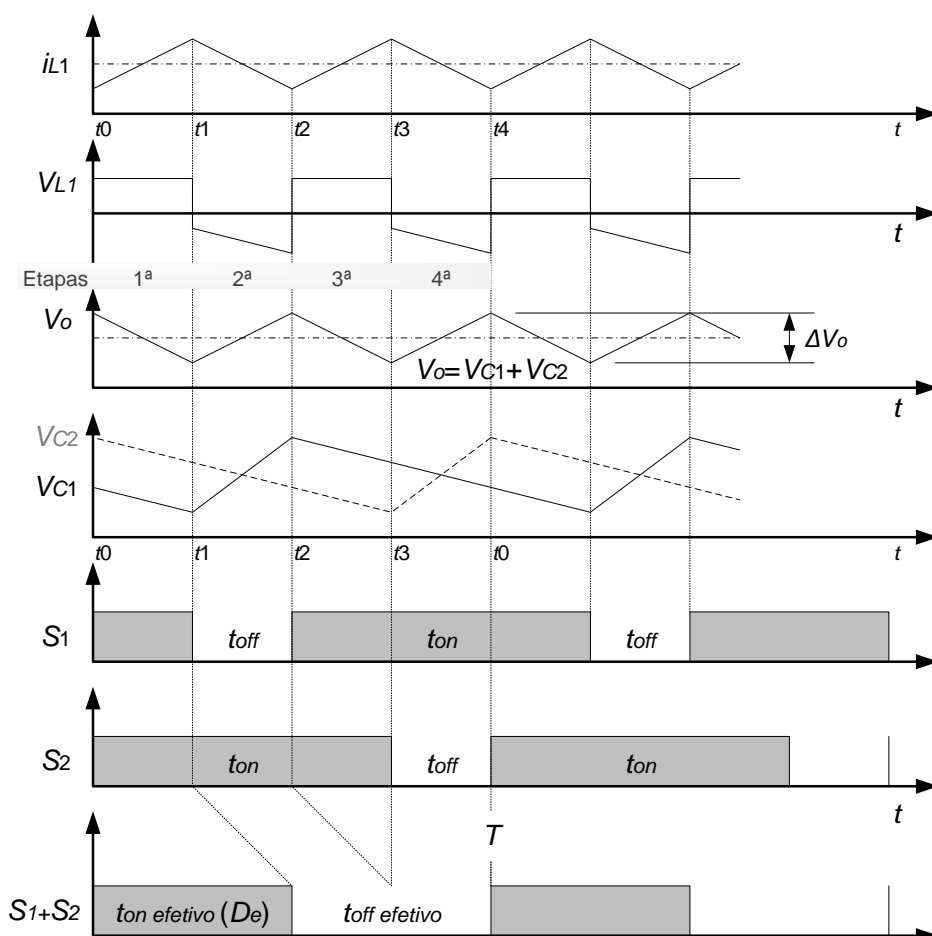


Figura 25. Formas de onda do *boost* de dois níveis com $D=0,75$ em MCC.

Percebe-se na Figura 25, que a frequência efetiva (f_e) neste conversor é o dobro da frequência de chaveamento (f_s). A oscilação na tensão de saída, resultante do somatório das tensões no filtro capacitivo, é menor que a oscilação de tensão nos capacitores do barramento. Assim como no conversor *boost* com duas células intercaladas a soma dos tempos em que cada chave fica aberta (t_{off}), resulta em uma razão cíclica efetiva (D_e), no conversor, diferente da razão cíclica nas chaves. Novamente, para uma razão cíclica de 75%, nas chaves, Figura 25, a razão cíclica efetiva do conversor é de 50%.

2.4.3 Equacionamento

Considerando as etapas de operação e as formas de onda apresentadas, desenvolve-se nesta subseção o equacionamento do conversor *boost* de dois níveis. A análise supõe o seguinte:

- O conversor está em regime permanente;
- O conversor está funcionando em modo de condução contínua (MCC);
- A razão cíclica é de $0,5 < D < 1$;
- Os acionamentos das chaves estão defasados em 180° .

Assim como no conversor *boost* intercalado, a análise será realizada considerando os valores de tensão no indutor e das correntes nos capacitores para a chave fechada e para a chave aberta:

Com as chaves S_1 e S_2 fechadas e diodo D_1 polarizado reversamente, na 1ª etapa (t_0 - t_1), tempo em que o indutor L_1 é carregado, a lei da tensão de Kirchhoff na malha de entrada é dada por (61):

$$V_{L1} = V_i = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(t_1 - t_0)} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{D_e(T/2)}. \quad (61)$$

A taxa de oscilação é uma constante e a corrente aumenta linearmente, conforme ilustrado na Figura 25. A oscilação de corrente no indutor (Δi_{L1}) é calculada por (62),

$$(\Delta i_{L1})_{fechada} = \frac{V_i D_e}{L_1 f_e}. \quad (62)$$

Com a chave S_1 aberta, na 2ª etapa (t_1 - t_2), o diodo D_1 fica polarizado diretamente e fornece caminho para a corrente do indutor L_1 . A tensão no indutor quando a chave é aberta é (63):

$$V_{L1} = V_i - (V_o/2) = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(t_2 - t_1)} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(1 - D_e)(T/2)}. \quad (63)$$

A oscilação de corrente no indutor neste período é dada por (64):

$$(\Delta i_{L1})_{aberta} = \frac{[(V_o/2) - V_i](1 - D_e)}{L_1 f_e}. \quad (64)$$

Para funcionamento em regime permanente, a oscilação líquida na corrente do indutor é zero. Usando (62) e (64), se têm (65):

$$(\Delta i_{L1})_{fechada} + (\Delta i_{L1})_{aberta} = 0 \rightarrow V_i D_e + [(V_o/2) - V_i](1 - D_e) = 0. \quad (65)$$

Simplificando para a tensão de saída, V_o tem-se (66):

$$V_o = \frac{2V_i}{(1 - D_e)} = \frac{V_i}{(1 - D)} \rightarrow M = \frac{2}{(1 - D_e)} \quad (66)$$

Considerando o rendimento ideal (100%), a corrente média no indutor (i_{L1}) é determinada considerando-se que a potência média na entrada do circuito (P_i) é a mesma que a potência média absorvida pela carga (P_o). A potência na saída é dada por (67):

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = V_o i_o, \quad (67)$$

e a potência de entrada é $V_i i_i = V_i i_{L1}$. Equacionando as potências de entrada e de saída obtém-se (68):

$$V_i i_{L1} = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{\left[\frac{2V_i}{(1 - D_e)} \right]^2}{R_o} = \frac{4V_i^2}{(1 - D_e)^2 R_o}. \quad (68)$$

Fazendo algumas substituições e simplificando, a corrente dos indutores pode ser expressa através da (69):

$$i_{L1} = \frac{4V_i}{(1 - D_e)^2 R_o} = \frac{V_o^2}{V_i R_o} = \frac{V_o i_o}{V_i} = \frac{i_o}{(1 - D)}. \quad (69)$$

As maiores correntes suportadas pelas chaves e pelos diodos possuem o mesmo valor dos picos de corrente suportados pelos indutores. Exemplo: A corrente máxima no indutor L_1 , i_{L1max} , ocorre no final da 1ª etapa (t_1), quando a chave S_1 abre e o diodo D_1 passa a conduzir.

As correntes máxima e mínima nos indutores são determinadas pelo uso do valor médio e da oscilação na corrente, conforme (70) e (71):

$$i_{L1max} = i_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{4V_i}{(1 - D_e)^2 R_o} + \frac{V_i D_e}{2L_1 f_e} \quad (70)$$

$$i_{L1min} = i_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{4V_i}{(1 - D_e)^2 R_o} - \frac{V_i D_e}{2L_1 f_e}. \quad (71)$$

A condição necessária para um modo de condução contínua no indutor é que i_{L1min} seja positiva. Logo, o limite entre os modos contínuo e descontínuo no indutor é determinado por (72):

$$L_{1min} = \frac{4V_i}{(1 - D_e)^2 R_o} = \frac{V_i D_e}{2L_1 f_e}. \quad (72)$$

A combinação mínima da indutância e da frequência efetiva para o modo de condução contínua no conversor *boost* de dois níveis é, portanto (73):

$$L_{1min} = \frac{D_e(1 - D_e)^2 R_o}{8f_e}. \quad (73)$$

Na prática, assim como no projeto do indutor do conversor *boost* intercalado, o dimensionamento dos indutores e capacitores do conversor *boost* multinível pode sofrer alterações por conta da experiência do projetista e devido à indisponibilidade de um componente específico no mercado.

As tensões nos capacitores podem ser calculadas tomando como base o equacionamento das correntes nos capacitores. Com a chave S_1 aberta e diodo D_1 polarizado diretamente, na 2ª etapa (t_1 - t_2), período em que o capacitor C_1 é carregado, a malha de corrente na saída é dada por (74):

$$i_{C1} = i_i - i_o = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(t_2 - t_1)} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(1 - D)T}. \quad (74)$$

A taxa de oscilação é uma constante e a tensão cresce linearmente, como mostrado na Figura 26. A oscilação de tensão no capacitor (ΔV_{C1}) é, (75):

$$\begin{aligned} (\Delta V_{C1})_{aberta} &= \frac{(i_i - i_o)(1 - D)}{C_1 f_s}, \\ (\Delta V_{C1})_{aberta} &= \frac{(i_i - i_o)D_e}{C_1 f_e}. \end{aligned} \quad (75)$$

Com a chave S_1 fechada novamente, Figura 26, durante a 3ª, 4ª e 1ª etapa (t_2 - t_1), o diodo D_1 fica polarizado reversamente e deixa de fornecer caminho para a corrente do indutor L_1 . A corrente no capacitor é dada por (76):

$$i_{C1} = -i_o = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(t_1 - t_2)} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{DT}. \quad (76)$$

A oscilação de tensão no capacitor neste período é (77):

$$\begin{aligned} (\Delta V_{C1})_{fechada} &= \frac{-i_o D}{C_1 f_s}, \\ (\Delta V_{C1})_{fechada} &= \frac{-i_o(1 + D_e)}{C_1 f_e} = \frac{-V_o(1 + D_e)}{R_o C_1 f_e}. \end{aligned} \quad (77)$$

Utilizando algumas substituições e simplificações, a tensão dos capacitores é expressa como (78):

$$V_{C1} = \frac{V_i i_i}{2i_o} = \frac{V_i}{(1 - D_e)}. \quad (78)$$

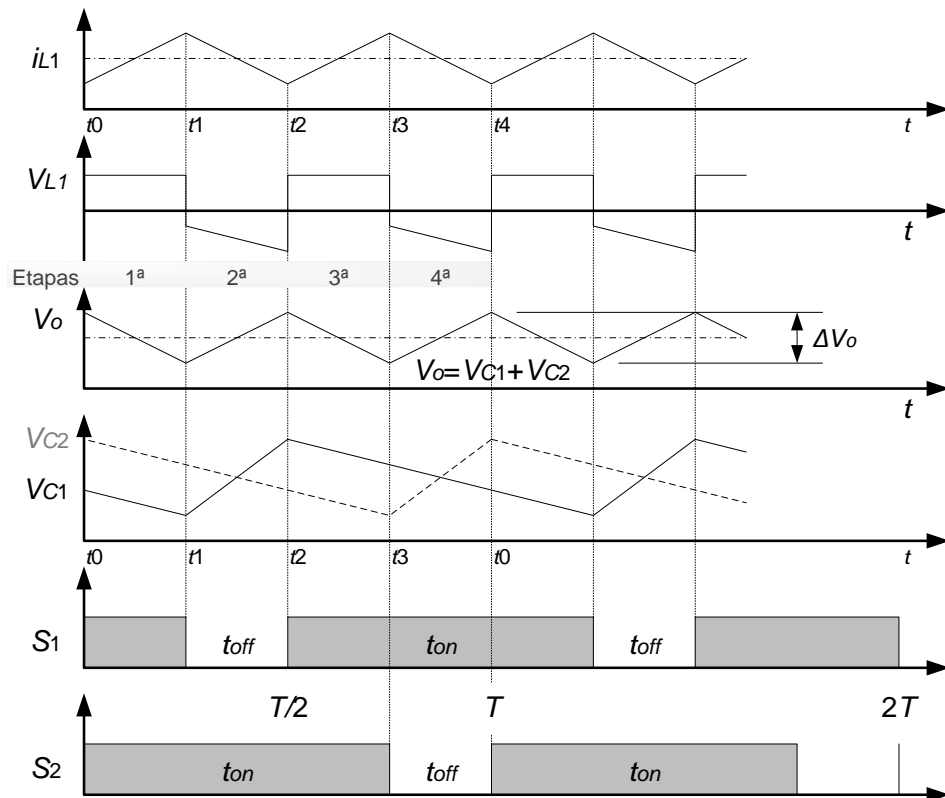


Figura 26. Formas de onda do *boost* de dois níveis com $D=0,75$ em MCC.

As tensões máxima (79) e mínima (80) nos capacitores são determinadas da seguinte forma:

$$V_{C1max} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{V_i}{(1 - D_e)} + \frac{-i_o(1 + D_e)}{2C_1f_e}, \quad (79)$$

$$V_{C1min} = V_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{V_i}{(1 - D_e)} - \frac{-i_o(1 + D_e)}{2C_1f_e}. \quad (80)$$

No *boost* de três níveis, a relação entre a variação da tensão de saída e a variação da tensão do capacitor (KIM, 2014), é expressa por (81):

$$K = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{C1}} = \frac{D_e}{D}. \quad (81)$$

2.4.4 Eficiência

Novamente, supondo-se que as correntes nos componentes sejam aproximadamente constantes, é averiguado o efeito das resistências dos componentes na tensão de saída, partindo de (82).

$$i_{L1}^2 2[r_{L1} + r_{S1}D + r_{d1}(1 - D) + r_{C1}(D - D^2)] + i_{L1} 2[V_{S1}D + V_{d1}(1 - D)] \quad (82)$$

$$\rightarrow i_{L1}^2 2[r_{eq}] + i_L 2[V_{eq}]$$

Assim como nos conversores *boost* apresentados anteriormente, a potência fornecida pela fonte deve ser a soma da potência absorvida pela carga com a potência ocasionada pelas perdas nos componentes, conforme (83):

$$P_i = P_o + P_{r_{comp}} \rightarrow V_i I_L = V_o I_o + i_L^2 2(r_{eq}) + i_L 2(V_{eq}), \quad (83)$$

Semelhante ao conversor *boost* convencional, a corrente na carga é igual a corrente média no diodo, (84):

$$i_o = i_{L1}(1 - D). \quad (84)$$

Substituindo i_o em (83), se tem (85):

$$V_i I_L = V_o I_L(1 - D) + i_L^2 2r_{eq} + i_L 2V_{eq}. \quad (85)$$

que fica sendo (86):

$$V_i = V_o(1 - D) + i_{L1} 2r_{eq} + 2V_{eq}. \quad (86)$$

Em termos de V_o por (84), i_{L1} é (87):

$$i_{L1} = \frac{i_o}{(1 - D)} = \frac{V_o/R_o}{(1 - D)}. \quad (87)$$

Substituindo i_{L1} em (86), têm-se (88):

$$V_i = V_o(1 - D) + 2V_{eq} + \frac{V_o 2r_{eq}}{R_o(1 - D)}. \quad (88)$$

Resolvendo para V_o , se têm (89):

$$M = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \left(\frac{1}{1 + [x/(1 - D)] + \{2r_{eq}/[R_o(1 - D)^2]\}} \right). \quad (89)$$

onde x é a relação entre V_{eq} e V_o , (90):

$$x = 2V_{eq}/V_o. \quad (90)$$

A Figura 27 mostra o ganho estático do conversor *boost* convencional, do conversor *boost* intercalado e do *boost* multinível. A Tabela 3, expõe os valores das resistências e quedas de tensão dos componentes do *boost* multinível:

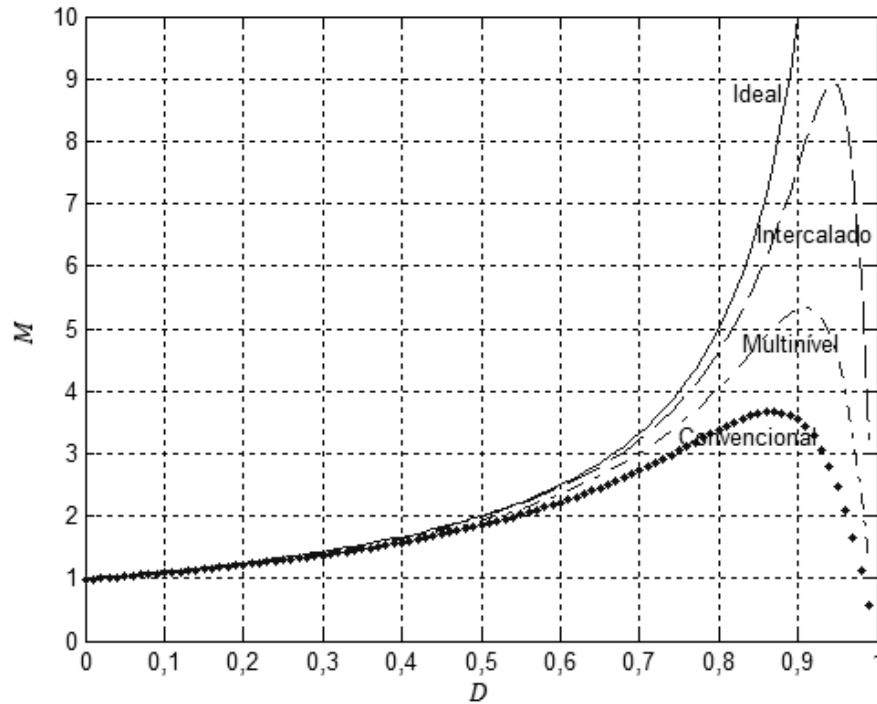


Figura 27. Ganhos do *boost* convencional, do intercalado e do multinível.

Tabela 3. Valores referentes às perdas do conversor multinível.

COMPONENTE	RESISTÊNCIA (Ω)	QUEDA DE TENSÃO (V)
Indutor	310m Ω	-
Chave	100m Ω	2V
Diodo	50m Ω	1,3V
Capacitor	495m Ω	-

A resistência do indutor também afeta a eficiência do conversor. A eficiência, para o conversor *boost* multinível é (91):

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{perda}} = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + i_L^2 2r_{eq} + i_L 2V_{eq}} \quad (91)$$

Usando da corrente do indutor para I_L , se têm (92):

$$\eta = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + [V_o/R_o/(1-D)]2V_{eq} + [V_o/R_o/(1-D)]^2 2r_{eq}} \quad (92)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + [x/(1-D)] + \{2r_{eq}/[R_o(1-D)^2]\}}$$

A Figura 28 mostra a eficiência do *boost* de três níveis comparada à eficiência do *boost* convencional e do *boost* intercalado com duas células conversoras.

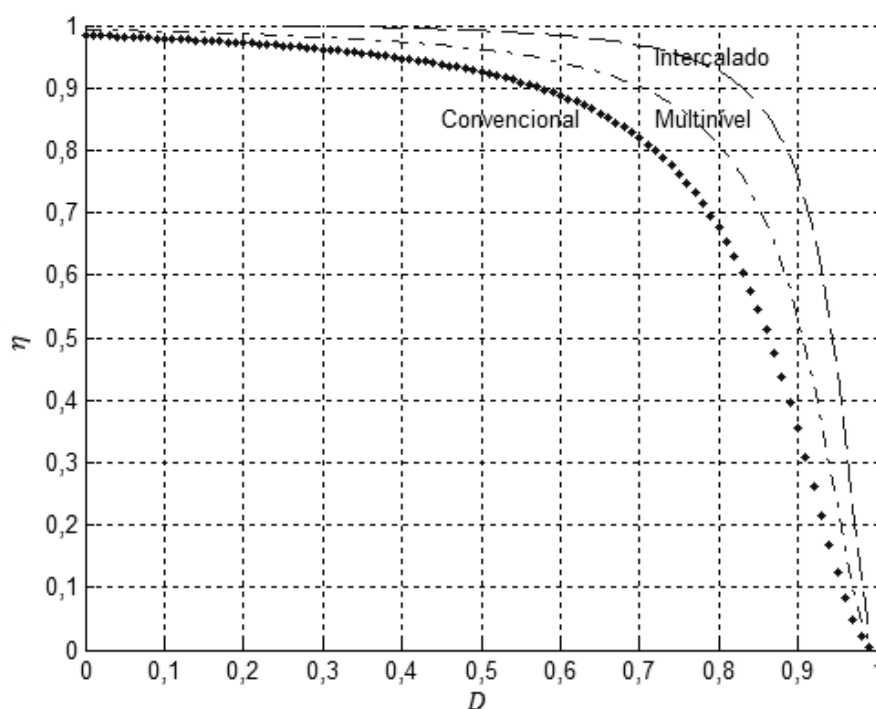


Figura 28. Comparação entre *boost*, *boost* intercalado e *boost* de dois níveis.

2.5 CONCLUSÃO

Foram estudados neste capítulo os conversores *boost* convencional, *boost* intercalado e *boost* multinível, através da análise dos seus aspectos. Esta abordagem focou nas relações de tensão e de corrente e nas suas oscilações. Foram ressaltadas as características interessantes em ambos os casos, a começar pelo conversor *boost* convencional. O conversor *boost* intercalado possui como atrativo, maior frequência efetiva na entrada e na saída, menor oscilação na corrente de entrada, além de dividir a potência total entre suas células conversoras. O conversor *boost* multinível atinge maior ganho estático através do emprego de componentes com tensão nominal inferior à tensão total suportada pelo conversor, também possui maior frequência e menor oscilação na tensão de saída. As curvas, de ganho e de eficiência, geradas para os conversores analisados evidenciam melhores resultados com o *boost* intercalado e com o *boost* multinível. No próximo capítulo será abordada a união dos dois conversores, intercalado e multinível, em uma topologia, com o objetivo de se obter um conversor que reúna as vantagens de cada modelo.

3. CONVERSOR BOOST MULTINÍVEL INTERCALADO

3.1 INTRODUÇÃO

Os estudos desenvolvidos visaram caracterizar os aspectos positivos presentes nos conversores elevadores de tensão e obtidos através de combinação (RUAN, 2003). Estes aspectos foram alcançados devido a uma busca por melhores conceitos de conversores *boost*. O objetivo dessa dissertação é dar continuidade a esta busca através da união das propriedades positivas nos conversores *boost* intercalado e *boost* multinível. O conversor *boost* com duas células de três níveis conectadas em paralelo à carga, mostrado na Figura 29, objetiva ter menor potência aplicada sobre os seus componentes e menores oscilações na corrente de entrada, e na tensão de saída. A avaliação desse conversor visa à utilização em funções similares a aquelas nas quais se têm o emprego do conversor *boost* intercalado, do conversor *boost* multinível ou mesmo do conversor *boost* convencional.

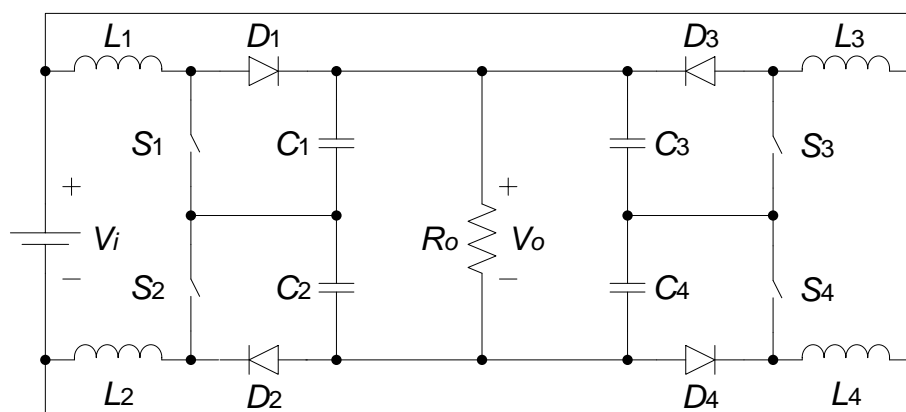


Figura 29. Conversor *boost* multinível intercalado.

Essa topologia visa, além das menores oscilações e menores potências aplicadas às células, a redução dos valores dos componentes de filtro, maior frequência no conversor, menor perda em condução, menor tensão aplicada sobre os componentes e ganho de tensão sem utilizar alta razão cíclica.

Os objetivos propostos serão verificados gradativamente através do desenvolvimento teórico e através da apresentação dos resultados. Inicialmente serão abordadas as etapas de operação, o equacionamento e a eficiência do conversor *boost* de três níveis intercalado. Estes trabalhos são desenvolvidos com o intuito de

comprovar a união das características importantes presentes nos conversores combinados estudados e a possibilidade de uso do conversor proposto em funções equivalentes.

3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A análise das etapas de operação do conversor *boost* multinível intercalado é fundamental, pois torna evidente a união das vantagens dos conversores *boost* de duas células intercaladas e do conversor *boost* de três níveis. Além das etapas de operação, serão apresentados os diagramas temporais característicos.

3.2.1 Cenário com a Razão Cíclica Maior que 0,75 nas Chaves

A seguir são apresentadas as etapas de operação para o conversor operando com razão cíclica nas chaves maior que 0,75. Nesta análise são considerados componentes ideais:

1ª Etapa – As quatro chaves estão fechadas, Figura 30 (a). Nessa etapa (t_0-t_1), todas as formas de onda das tensões nos capacitores se encontram decaindo, enquanto as das correntes em todos indutores estão crescendo, Figura 30 (c).

2ª Etapa – A chave S_2 abre e o diodo D_2 entra em condução, conforme mostra a Figura 30 (b). A corrente dos indutores L_1 e L_2 transfere energia para o capacitor C_2 . A tensão V_{C2} tem crescimento acentuado, as tensões V_{C3} e V_{C4} crescem com menor intensidade e a tensão V_{C1} continua decrescendo. Nesta etapa (t_1-t_2) a corrente i_{L2} decresce com maior intensidade, i_{L3} e i_{L1} também decrescem e i_{L4} , continua crescendo, Figura 30 (c).

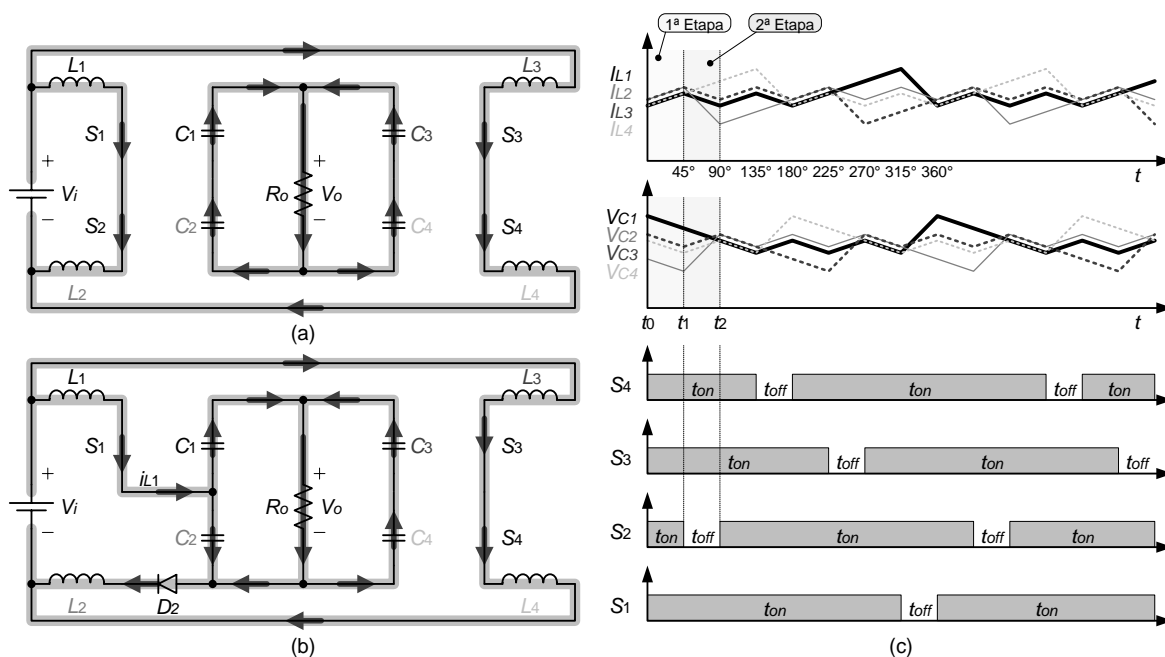


Figura 30. 1ª e 2ª Etapas de funcionamento do circuito para $D=0,875$.

3ª Etapa – A chave S_2 fecha e as quatro chaves ficam fechadas novamente, conforme mostra a Figura 31 (a). Neste intervalo de tempo (t_2-t_3), as formas de onda das tensões nos capacitores decrescem e as formas de onda das correntes nos indutores crescem, Figura 31 (c).

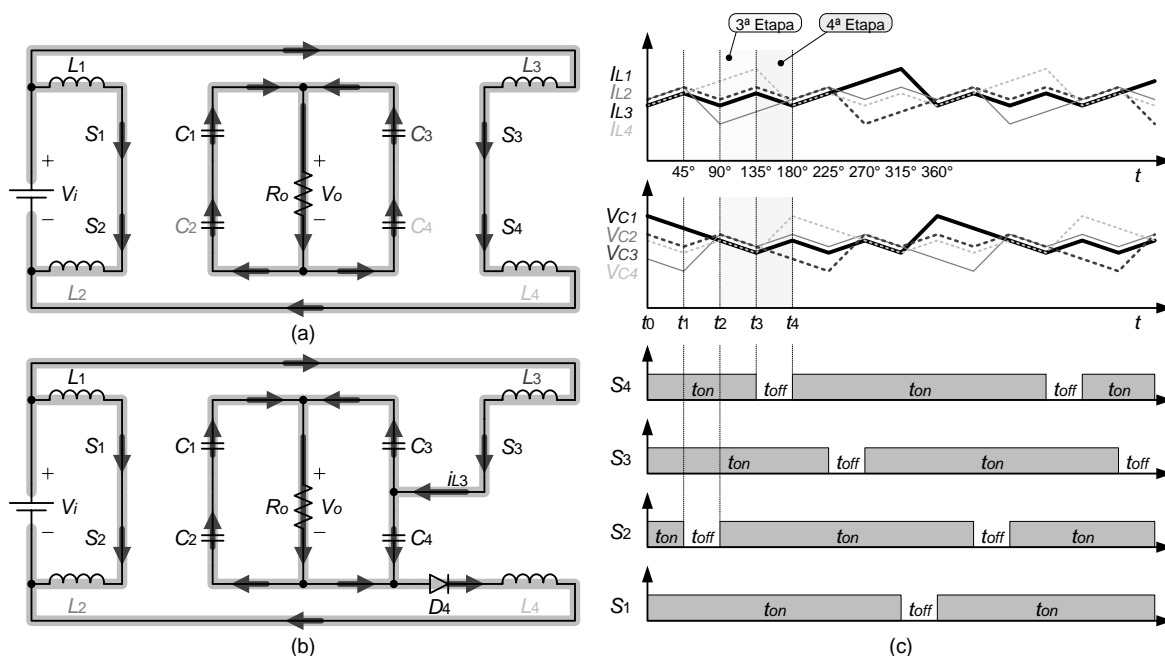


Figura 31. 3ª e 4ª Etapas de funcionamento do circuito para $D=0,875$.

4ª Etapa – A chave S_4 abre e o diodo D_4 entra em condução, conforme a Figura 31 (b). As correntes dos indutores L_3 e L_4 carregam C_4 . Nesta etapa (t_3-t_4) a tensão no capacitor C_4 passa a crescer, Figura 31 (c). As tensões em C_1 e C_2 crescem

com menor intensidade e a tensão em C_3 decresce. A forma de onda da corrente i_{L4} decresce e i_{L2} cresce, enquanto i_{L1} e i_{L3} decrescem com menor intensidade.

5ª Etapa – Neste intervalo de tempo (t_4 - t_5), Figura 32 (a), todas as formas de onda das tensões nos capacitores se encontram decrescendo, conforme mostra a Figura 32 (c), enquanto as das correntes em todos indutores estão crescendo.

6ª Etapa – A chave S_3 abre e o diodo D_3 entra em condução, Figura 32 (b). Nesta etapa (t_5 - t_6), a tensão em C_3 cresce com maior intensidade, as tensões em C_1 e C_2 também crescem e a tensão em C_4 continua decrescendo. i_{L3} decresce, i_{L2} e i_{L4} decrescem com menor intensidade e i_{L1} cresce, Figura 32 (c).

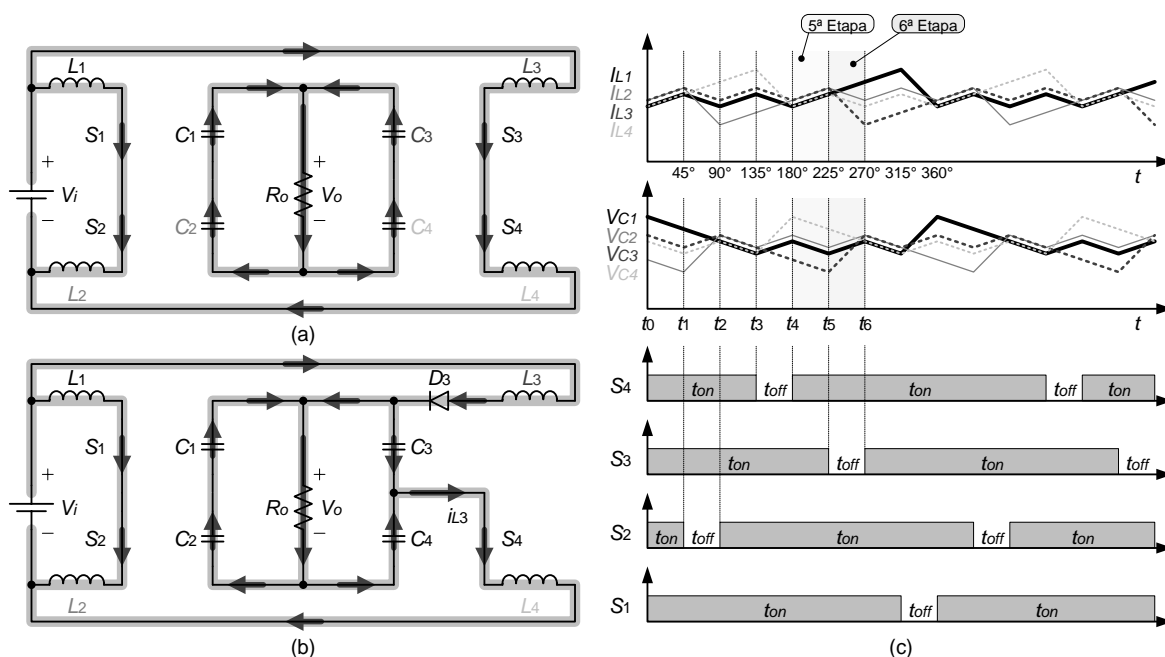


Figura 32. 5ª e 6ª Etapas de funcionamento do circuito para $D=0,875$.

7ª Etapa – A chave S_3 fecha e as quatro chaves ficam fechadas novamente Figura 33 (a). Neste intervalo de tempo (t_7 - t_8), as formas de onda das tensões nos capacitores decrescem e as formas de onda das correntes nos indutores voltam a crescer, conforme mostra a Figura 33 (c).

8ª Etapa – A chave S_1 abre. O diodo D_1 entra em condução, conforme a Figura 33 (b). A corrente dos indutores L_1 e L_2 e carrega C_1 . Nesta etapa (t_7 - t_8), as tensões em C_3 e C_4 crescem, a tensão em C_1 cresce com maior intensidade e a tensão no capacitor C_2 decresce, como mostrado na Figura 33 (c). A corrente i_{L1} decresce com maior intensidade, i_{L4} cresce e i_{L3} e i_{L2} decrescem.

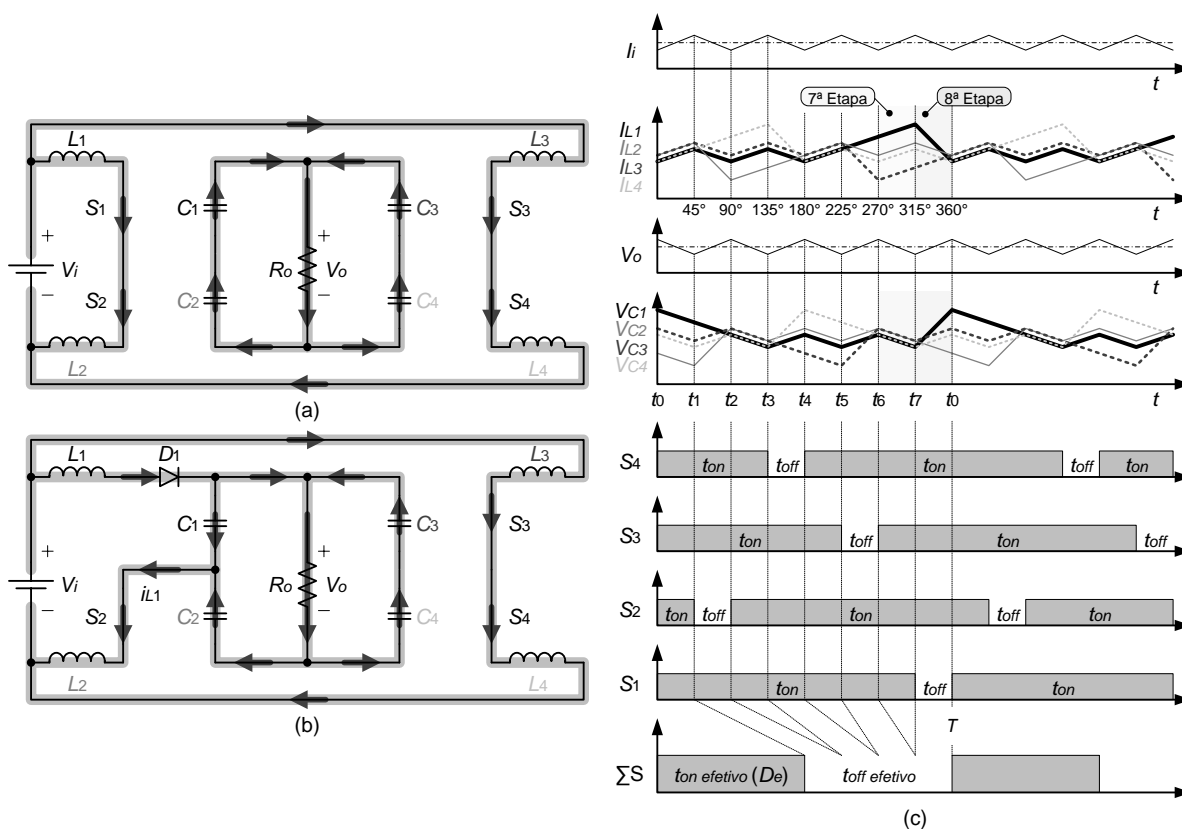


Figura 33. 5ª e 6ª Etapas de funcionamento do circuito para $D=0,875$.

Um fator relevante é considerar que este conversor possui dois modos distintos de operação, dependendo da razão cíclica nas chaves, D . Com razão cíclica maior de 0,75 o conversor possui oito etapas de operação e com razão cíclica de 0,75, possui quatro etapas.

3.2.2 Cenário com a Razão Cíclica de 0,75 nas Chaves

Com a razão cíclica de 0,75 este conversor apresenta quatro etapas e as etapas 1, 3, 5 e 7 apresentadas na subseção 3.2.1 não ocorrem. A Tabela 4 mostra a comparação entre esses dois casos e deixa clara esta condição:

Tabela 4. Etapas equivalentes considerando D igual a 0,75.

$D > 0,75$	$D = 0,75$
1ª Etapa	
2ª Etapa	1ª Etapa
3ª Etapa	
4ª Etapa	2ª Etapa
5ª Etapa	
6ª Etapa	3ª Etapa
7ª Etapa	
8ª Etapa	4ª Etapa

As etapas, nas razões cíclicas apresentadas, são equivalentes, contudo as formas de onda ficam diferentes. Dessa forma, na Figura 34, são apresentadas respectivamente as etapas de operação e as principais formas de onda teóricas para o conversor *boost* de três níveis intercalado operando com razão cíclica de 0,75 (nas chaves).

1ª Etapa – A chave S_2 fica aberta e o diodo D_2 conduz, como mostra a Figura 34 (a). A corrente dos indutores L_1 e L_2 transfere energia para o capacitor C_2 . A tensão V_{C2} cresce, as tensões V_{C3} e V_{C4} se encontram estáveis e a tensão V_{C1} decresce. Nesta etapa (t_0-t_1) a corrente i_{L2} decresce, i_{L3} e i_{L1} se encontram estáveis e i_{L4} cresce, Figura 34 (e). As outras chaves estão fechadas.

2ª Etapa – Nesta etapa (t_1-t_2), a chave S_4 fica aberta e o diodo D_4 entra em condução, conforme a Figura 34 (b). As correntes dos indutores L_3 e L_4 carregam C_4 . A tensão no capacitor C_4 passa a crescer, Figura 34 (e). As tensões em C_1 e C_2 ficam estáveis e a tensão em C_3 decresce. A corrente i_{L4} decresce e i_{L2} cresce, enquanto i_{L1} e i_{L3} permanecem estáveis. As outras chaves se encontram fechadas.

3ª Etapa – A chave S_3 abre e o diodo D_3 entra em condução, Figura 34 (c). Nesta etapa (t_2-t_3), a tensão em C_3 cresce, as tensões em C_1 e C_2 ficam estáveis e a tensão em C_4 decresce. i_{L3} decresce, i_{L2} e i_{L4} se encontram estáveis e i_{L1} cresce, como mostra a Figura 34 (e). As outras chaves se encontram fechadas.

4ª Etapa – A chave S_1 abre. O diodo D_1 entra em condução, conforme na Figura 34 (d). A corrente dos indutores L_1 e L_2 e carrega C_1 . Nesta etapa (t_3-t_0), as tensões em C_3 e C_4 se encontram estáveis, a tensão em C_1 cresce e a tensão no capacitor C_2 decresce, como mostrado na Figura 34 (e). A corrente i_{L1} decresce, i_{L4} cresce e i_{L3} e i_{L2} se encontram estáveis. As outras chaves estão fechadas.

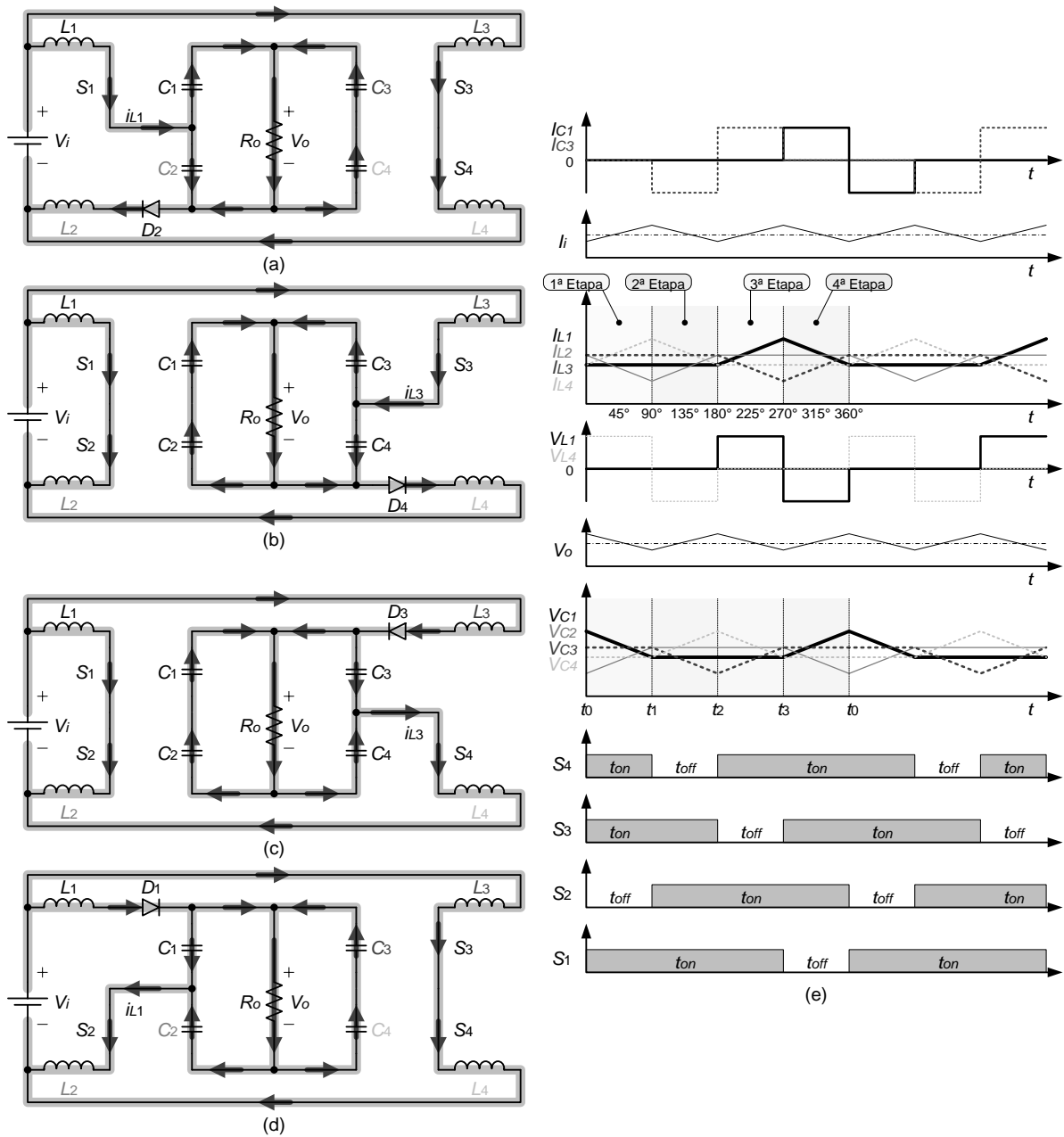


Figura 34. Etapas de operação e formas de onda com razão cíclica 0,75 em MCC.

Como se pode perceber, a oscilação de corrente na entrada é menor que as oscilações de corrente nos indutores, devido à maior frequência deste conversor e ao fato de que a oscilação na corrente de entrada é resultante do somatório das correntes no filtro indutivo. A oscilação na tensão de saída é resultante do somatório das tensões no filtro capacitivo e também é menor que as oscilações de tensão nos capacitores. Estes fatores são resultantes e também estão presentes nos conversores combinados estudados.

3.2.3 Corrente Circulante

Embora não considerada na apresentação das etapas de operação, no conversor *boost* multinível intercalado, existe passagem de corrente de uma célula para a outra através da ligação dos capacitores com as chaves, durante o funcionamento. Essa corrente circulante (i_b) é decorrente do fato de as tensões nos capacitores serem diferentes, ou seja, do ponto de conexão dos capacitores ter tensão diferente da metade da tensão de saída (ZHOU, 2013). Além disso, a corrente circulante, inverte o seu sentido e retorna à zero, ciclicamente, quatro vezes por período e circula ora por um, ora por outro indutor de saída. Essa característica não possui relevância para o projeto que está sendo estudado, já que o valor de i_b é significativamente inferior ao valor das correntes que circulam nos indutores. Mas, será considerada para uma apresentação fiel do comportamento do circuito através das etapas de operação.

Considerando i_b , são apresentadas a seguir as etapas de operação e as formas de onda para razão cíclica, nas chaves, maior que 0,75 e de 0,75:

Caso 1: Razão cíclica maior que 0,75 nas chaves, Figura 35. Durante as 1ª e 2ª etapas, i_b segue de L_3 para L_2 , durante as 3ª e 4ª etapas, i_b segue de L_1 para L_4 e durante as 5ª e 6ª etapas, i_b segue novamente de L_3 para L_2 . Nas 1ª e nas 4ª etapas i_b passa totalmente pela carga (R_o).

Durante as 7ª e 8ª etapas, i_b segue de L_1 para L_4 , durante as 9ª e 10ª etapas, i_b segue de L_3 para L_2 e durante as 5ª e 6ª etapas, i_b segue novamente de L_1 para L_4 , Figura 36. Nas 7ª e nas 10ª etapas i_b passa totalmente pela carga.

Caso 2: Razão cíclica de 0,75 nas chaves, Figura 37. Durante a 1ª etapa, i_b segue de L_3 para L_2 , durante as 2ª e 3ª etapas, i_b segue de L_1 para L_4 e durante a 4ª etapa, i_b segue novamente de L_3 para L_2 .

Durante a 5ª etapa, i_b segue de L_3 para L_2 , durante as 6ª e 7ª etapas, i_b segue de L_1 para L_4 e durante a 8ª etapa, i_b segue novamente de L_3 para L_2 , Figura 38.

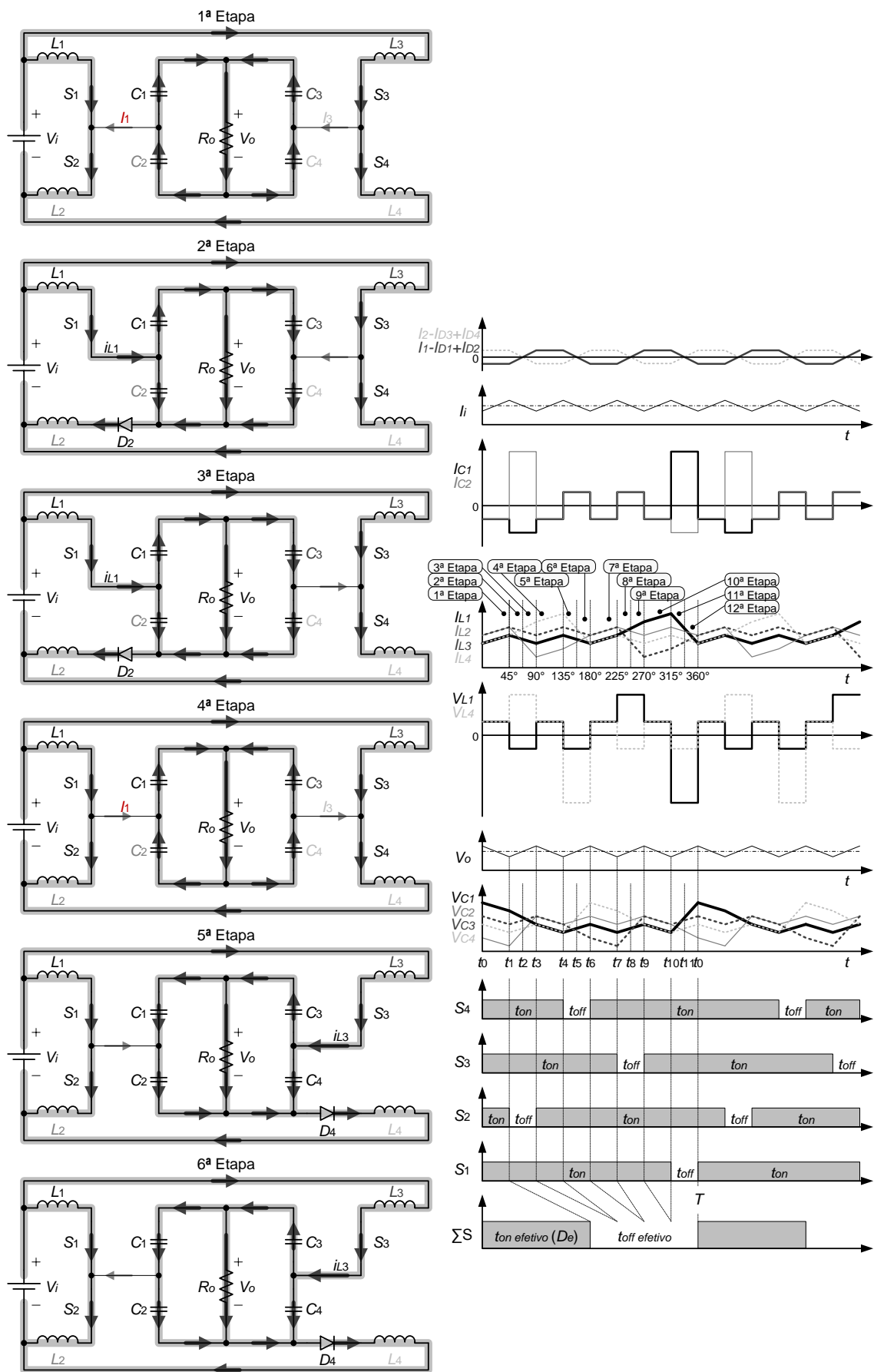


Figura 35. Primeiras 6 etapas considerando i_b para $D=0,875$.

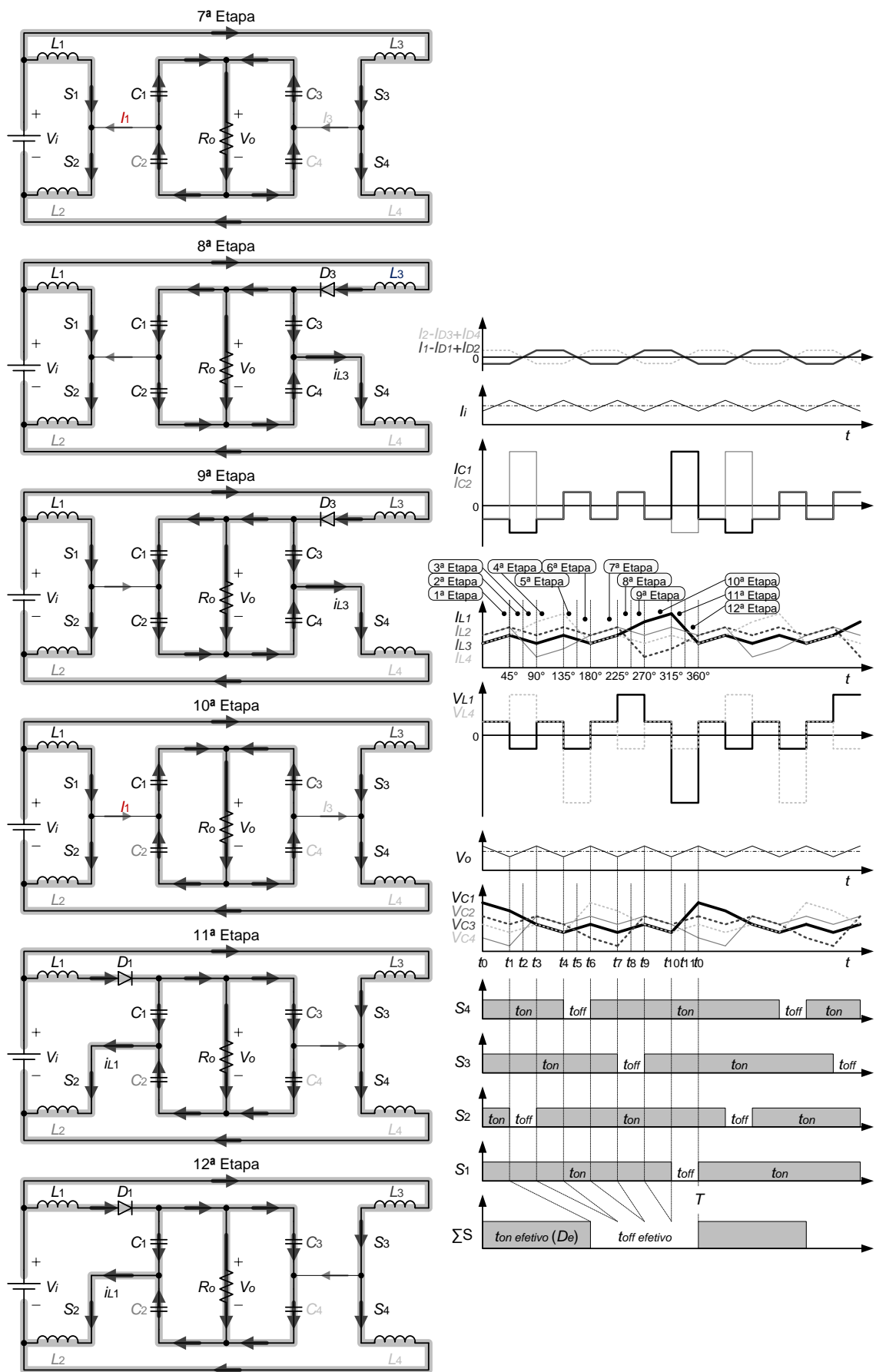
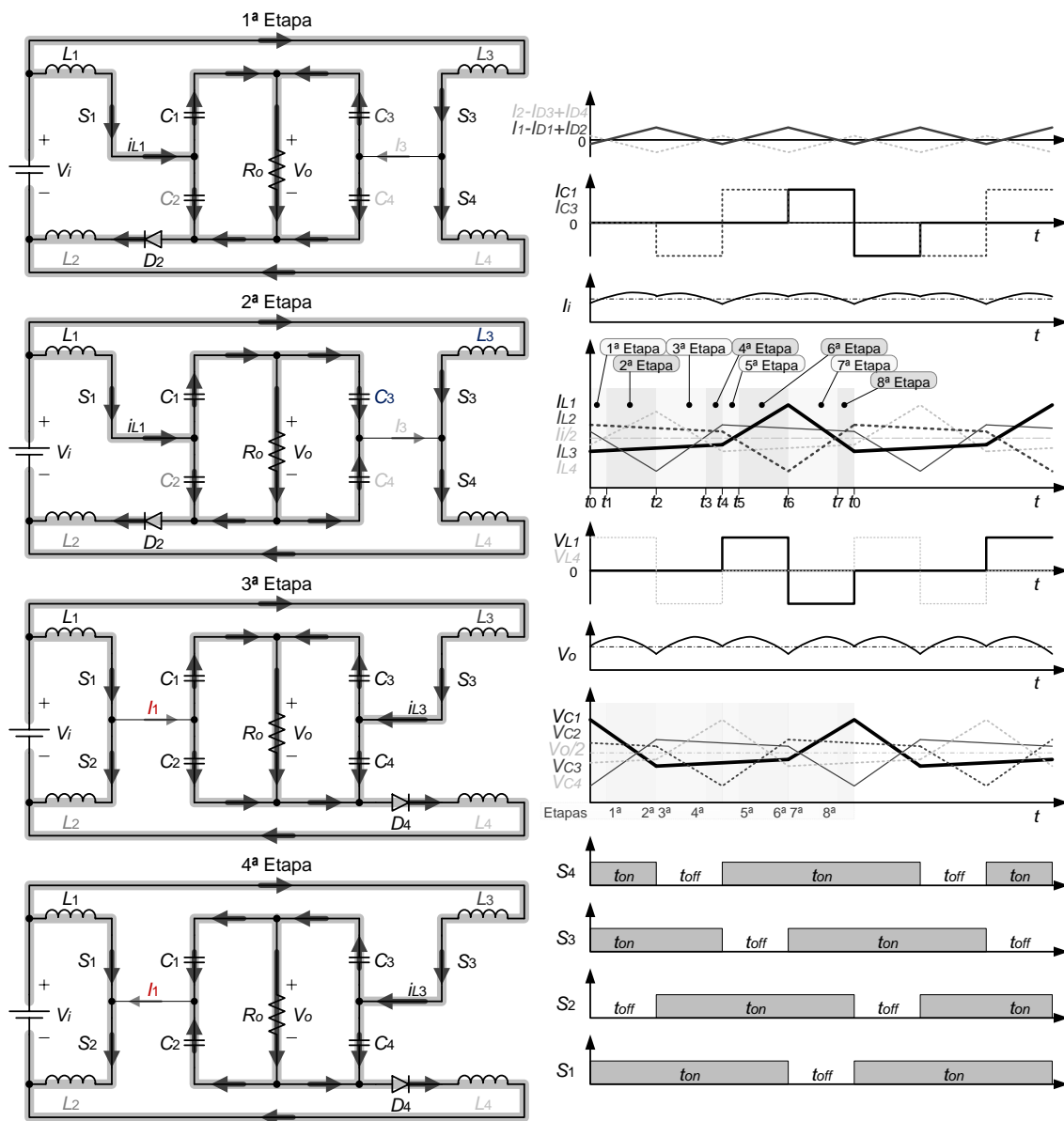


Figura 36. 6 últimas etapas considerando i_b para $D=0,875$.



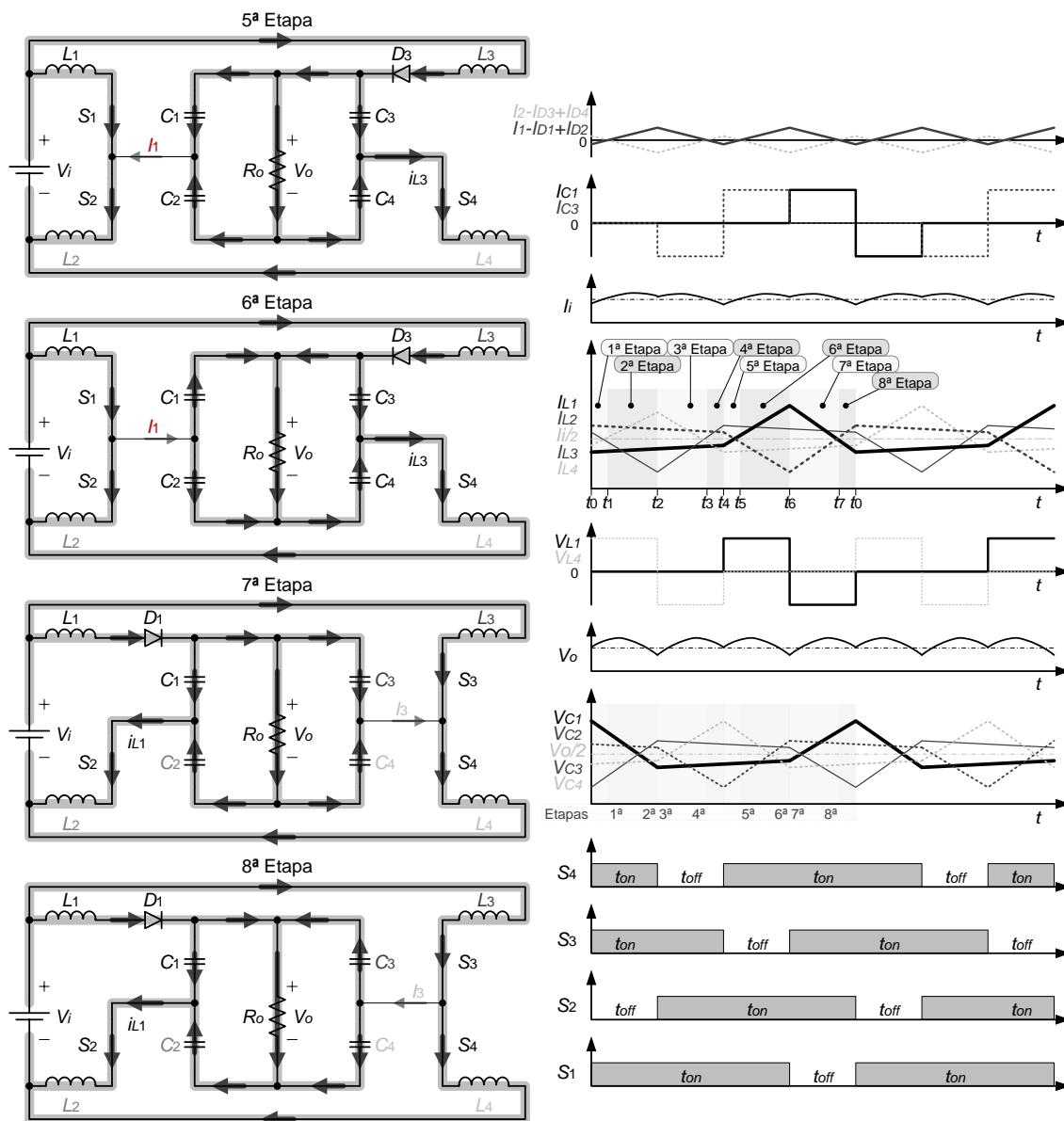


Figura 38. 4 últimas etapas considerando i_b para $D=0,875$.

Assim como nos casos onde a corrente circulante não é considerada, a Tabela 7 mostra a comparação entre a razão cíclica de 0,75 e as razões cíclicas maiores. Para uma razão cíclica equivalente a 75% do período, este conversor apresenta oito etapas e as etapas 1, 4, 7 e 10 não ocorrem:

Tabela 5. Etapas equivalentes considerando D igual a 0,75.

$D > 0,75$	$D = 0,75$
1ª Etapa	
2ª Etapa	1ª Etapa
3ª Etapa	2ª Etapa
4ª Etapa	
5ª Etapa	3ª Etapa
6ª Etapa	4ª Etapa
7ª Etapa	
8ª Etapa	5ª Etapa
9ª Etapa	6ª Etapa
10ª Etapa	
11ª Etapa	7ª Etapa
12ª Etapa	8ª Etapa

Outro fator relacionado à existência da corrente circulante e do desequilíbrio nas tensões dos capacitores é o emprego de mais dois indutores na topologia proposta (CHEN, 2014). Sem este emprego a potência vai sendo canalizada, gradativamente, somente em uma célula conversora. A utilização de quatro capacitores favorece então, o equilíbrio das tensões nos capacitores e, conseqüentemente, o equilíbrio das correntes nos indutores.

3.3 EQUACIONAMENTO

Com base no diagrama temporal e nas grandezas, às quais cada componente é exposto, desenvolve-se nesta seção o equacionamento do conversor proposto. A corrente de entrada nesse conversor, assim como no conversor *boost* intercalado, é dividida entre os indutores e a tensão de saída, assim como no conversor *boost* multinível, é dividida entre os capacitores de cada célula (XIA, 2011).

A análise é realizada, considerando que:

- O conversor está em regime permanente;
- O conversor está funcionando em modo de condução contínua;
- A razão cíclica é de $0,75 < D < 1$;
- O acionamento das células conversoras fica defasado em 180° ;

e) O acionamento das chaves fica defasado em 90°;

Com a chave S_1 fechada e diodo D_1 polarizado reversamente, nas 7ª, 8ª, 9ª e 10ª etapas (t_6 - t_{10}), tempo em que o indutor L_1 é carregado, a lei da tensão de Kirchhoff na malha de entrada é dada por (93):

$$V_{L1} = (V_i - V_{L2}) = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(t_{10} - t_6)}. \quad (93)$$

A tensão no indutor L_1 neste tempo é dada por (94):

$$V_{L1} = \frac{\frac{2V_i}{3}(t_7 - t_6) + \frac{\left[\frac{3V_i}{2}(t_8 - t_7)\right] + \left[\frac{3V_i}{2}(t_9 - t_8)\right]}{2} + \frac{V_i}{3}(t_{10} - t_9)}{3}, \quad (94)$$

$$V_{L1} = \frac{15V_i}{18}(t_{10} - t_6) = \frac{5V_i}{6}(t_{10} - t_6).$$

Rearranjando (93), obtêm-se (95):

$$\frac{\Delta i_{L1}}{D_e(3T/4)} = \frac{(5V_i/6)}{L_1}. \quad (95)$$

A taxa de oscilação é uma constante e a corrente cresce linearmente, como mostra a Figura 39. A variação de corrente no indutor (Δi_{L1}) é calculada por (96),

$$(\Delta i_{L1})_{fechada} = \frac{(5V_i/2)D_e}{L_1 f_e}. \quad (96)$$

Com a chave S_1 aberta, na 11ª e na 12ª etapas (t_{10} - t_0) mostradas na Figura 39, o diodo D_1 fica polarizado diretamente e fornece caminho para a corrente do indutor L_1 . A tensão no indutor quando a chave é aberta é (97):

$$V_{L1} = V_{C1} - V_i - V_{L2} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(t_0 - t_{10})}. \quad (97)$$

A tensão no indutor L_1 neste tempo é dada por (98):

$$V_{L1} = \frac{\left[\frac{3V_i - V_o}{2}(t_{11} - t_{10})\right] + \left[\frac{3V_i - V_o}{2}(t_0 - t_{11})\right]}{2}, \quad (98)$$

$$V_{L1} = \frac{3V_i - V_o}{2}(t_0 - t_{10}).$$

Rearranjando (97), se obtêm (99):

$$\frac{\Delta i_{L1}}{(1 - D_e)(T/4)} = \frac{(3V_i - V_o)/2}{L_1}. \quad (99)$$

A variação de corrente no indutor neste período é (100):

$$(\Delta i_{L1})_{aberta} = \frac{[(3V_i - V_o)/2](1 - D_e)}{L_1 f_e}. \quad (100)$$

Como a oscilação líquida na corrente do indutor é zero, a soma das oscilações, com chave fechada (96) e com chave aberta (100), resulta em (101),

$$(5V_i/2)D_e + [(3V_i - V_o)/2](1 - D_e) = 0. \quad (101)$$

Resolvendo para a tensão de saída V_o , tem-se (102):

$$V_o = \frac{4V_i}{(1 - D_e)} \rightarrow M = \frac{4}{(1 - D_e)}. \quad (102)$$

E, conseqüentemente, a razão cíclica efetiva, dada por (103):

$$D_e = 1 - \frac{4V_i}{V_o} = 3 - 4D \rightarrow D = \frac{3 + D_e}{4}. \quad (103)$$

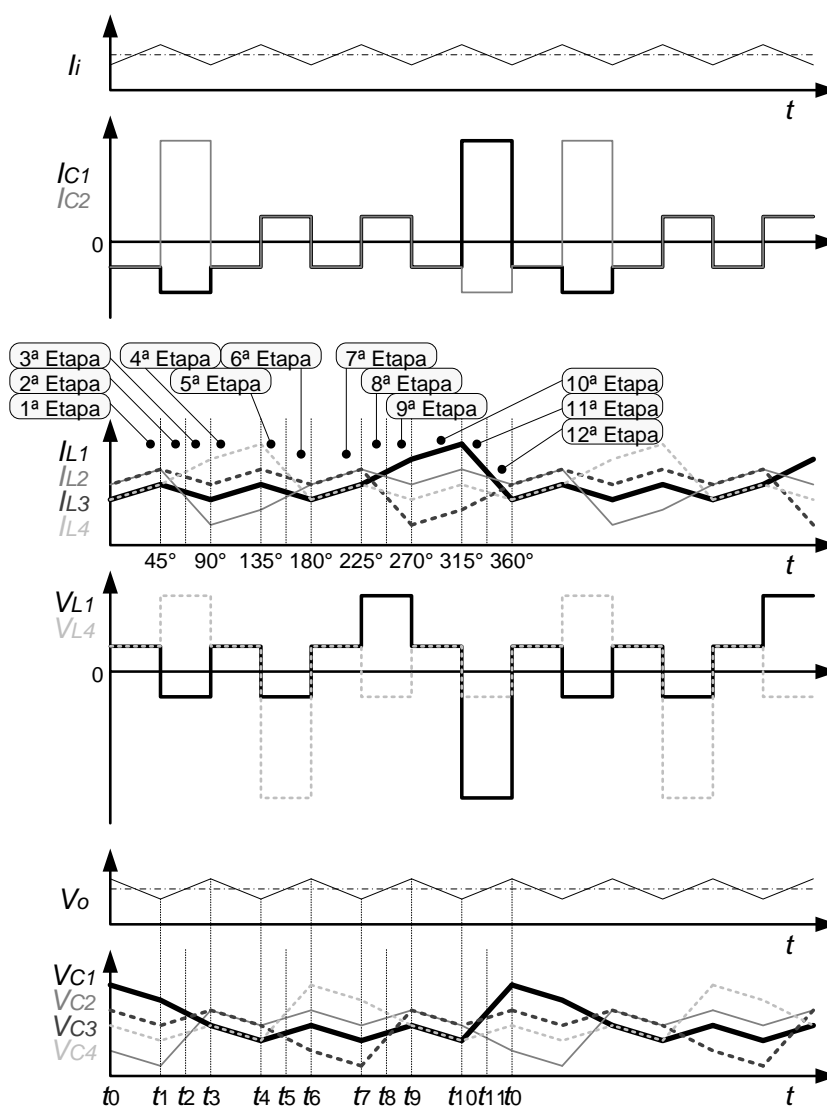


Figura 39. Formas de onda com razão cíclica efetiva 0,50 em MCC.

A relação entre a variação de corrente na entrada e a variação de corrente no indutor, entre a variação de tensão na saída e a variação de tensão no capacitor, e entre a razão cíclica e a razão cíclica efetiva (ZHOU, 2013), é expressa por (104):

$$K = \frac{\Delta i_i}{\Delta i_{L1}} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{C1}} = \frac{D_e}{D}. \quad (104)$$

Para o caso ideal, a corrente média no indutor (i_{L1}) é determinada considerando-se que a potência média na entrada do circuito (P_i) é a mesma que a potência média absorvida pela carga (P_o). A potência na saída é (105):

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = V_o i_o, \quad (105)$$

e a potência de entrada é $V_i i_i = V_i (i_i N_F)$. Equacionando as potências de entrada e de saída obtém-se (106):

$$V_i (i_{L1} N_F) = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{\left[\frac{4V_i}{(1-D_e)} \right]^2}{R_o} = \frac{8V_i^2}{(1-D_e)^2 R_o}. \quad (106)$$

Fazendo algumas substituições e simplificações, a corrente dos indutores pode ser expressa através de (107):

$$i_{L1} = \frac{8V_i}{N_F(1-D_e)^2 R_o} = \frac{2V_o^2}{N_F V_i R_o} = \frac{2V_o i_o}{N_F V_i} = \frac{2i_o}{(1-D_e)}. \quad (107)$$

As maiores correntes suportadas pelas chaves e pelos diodos possuem o mesmo valor dos picos de corrente suportados pelos indutores. Por exemplo: A corrente máxima no indutor L_1 , i_{L1max} , ocorre no final da 10ª etapa (t_9), quando a chave S_1 abre e o diodo D_1 passa a conduzir.

As correntes máxima e mínima nos indutores são determinadas da seguinte forma (108) e (109):

$$i_{L1max} = i_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{8V_i}{N_F(1-D_e)^2 R_o} + \frac{(5V_i/2)D_e}{2L_1 f_e} \quad (108)$$

$$i_{L1min} = i_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{8V_i}{N_F(1-D_e)^2 R_o} - \frac{(5V_i/2)D_e}{2L_1 f_e}. \quad (109)$$

A corrente dos capacitores de uma célula, quando esta se encontra com as chaves fechadas, desconsiderando i_b e simplificando, é igual metade da corrente da carga. A corrente máxima em um capacitor ocorre na etapa em que a chave de mesmo número abre. Por exemplo: conforme mostra a Figura 39, i_{C1max} ocorre quando a chave S_1 abre, no início da 11ª etapa (110):

$$i_{C1max} = i_{L1} - i_{C2} - i_b \rightarrow S_1 \text{ aberta}. \quad (110)$$

A condição necessária para um modo de condução contínua nos indutores é que as suas correntes mínimas sejam positivas. Logo, o limite entre os modos de condução contínuo e descontínuo no indutor é determinado por (111):

$$\frac{8V_i}{N_F(1 - D_e)^2 R_o} = \frac{(5V_i/2)D_e}{2L_1 f_e} \quad (111)$$

A combinação mínima da indutância e da frequência efetiva para o modo de condução contínua no conversor proposto é portanto (112):

$$L_{1min} = \frac{5D_e N_F (1 - D_e)^2 R_o}{32 f_e}. \quad (112)$$

As tensões nos capacitores podem ser calculadas tomando como base o equacionamento das correntes nos capacitores. Com a chave S_1 aberta e diodo D_1 polarizado diretamente, nas 11ª e 12ª etapas (t_{10} - t_0), período em que o capacitor C_1 é carregado, a malha de corrente na saída é (113):

$$i_{c1} = i_o - i_{L1} - i_{c2} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(t_0 - t_{10})}. \quad (113)$$

Rearranjando, se tem (114):

$$\frac{\Delta V_{C1}}{(1 - D_e)(T/4)} = \frac{(3i_o - i_i)/2}{C_1}. \quad (114)$$

A taxa de oscilação é uma constante e a tensão cresce linearmente, como mostra a Figura 39. A variação de tensão no capacitor (ΔV_{C1}) é calculada por (115):

$$(\Delta V_{C1})_{aberta} = \frac{[(3V_i - V_o)/2](1 - D_e)}{L_1 f_e}. \quad (115)$$

Com a chave S_1 fechada novamente, na 1ª, 2ª, 3ª e na 4ª etapas (t_0 - t_4), o diodo D_1 fica polarizado reversamente e deixa de fornecer caminho para a corrente do indutor L_1 . A corrente no capacitor é (116):

$$i_{c1} = i_o - i_{c1} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(t_4 - t_1)}. \quad (116)$$

Rearranjando, obtêm-se (117):

$$\frac{\Delta V_{C1}}{D_e(3T/4)} = \frac{(5i_o/6)}{C_1}. \quad (117)$$

A oscilação de tensão no capacitor é (118):

$$(\Delta V_{C1})_{fechada} = \frac{(5i_o/2)D_e}{C_1 f_e}. \quad (118)$$

Fazendo referência à (103), considerando algumas substituições e simplificações, a tensão dos capacitores é expressa como (119):

$$V_{C1} = \frac{V_i i_i}{2i_o} = \frac{2V_i}{(1 - D_e)}. \quad (119)$$

As tensões máxima e mínima, (120) e (121) nos capacitores são determinadas da seguinte forma:

$$V_{C1max} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{2V_i}{(1 - D_e)} + \frac{5i_o D_e}{4C_1 f_e}, \quad (120)$$

$$V_{C1min} = V_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{2V_i}{(1 - D_e)} - \frac{5i_o D_e}{4C_1 f_e}. \quad (121)$$

A tensão máxima do indutor L_1 , que é idêntica às tensões máximas nos demais indutores, ocorre no final da 12ª Etapa e pode ser equacionada da seguinte forma (122):

$$V_{L1max} = V_{C1} - V_i - V_{C2} \rightarrow S_1 \text{ fechada}. \quad (122)$$

Tendo como base o cenário exposto na subseção 3.2.2, o equacionamento para uma razão cíclica igual à 0,75 é apresentado na Apêndice A.

3.4 EFICIÊNCIA

Considerando a intenção de minimizar as perdas e maximizar a eficiência do conversor proposto, os componentes do conversor devem ser projetados para ter baixos valores de resistência. Com isso, supondo-se que as correntes nos componentes sejam aproximadamente constantes, é averiguado o efeito das resistências dos componentes na tensão de saída.

Na avaliação da tensão de saída, assim como nos casos anteriores, são consideradas as resistências dos indutores, das chaves, dos diodos, dos capacitores e, as tensões que causam perdas durante o período, (123):

$$\begin{aligned} & i_{L1}^2 2N_F [r_{L1} + r_{S1}D + r_{d1}(1 - D) + r_{c1}(3 - 5D + 2D^2)] + i_{L1} 2N_F [V_{S1}D + V_{d1}(1 - D)] \\ & \rightarrow i_L^2 2N_F [r_{eq}] + i_L 2N_F [V_{eq}]. \end{aligned} \quad (123)$$

Assim como para os outros conversores, a potência fornecida pela fonte deve ser a soma da potência absorvida pela carga com a potência ocasionada pelas perdas nos componentes (124)

$$P_i = P_o + P_{rL} \rightarrow V_i i_{L1} N_F = V_o i_o + i_{L1}^2 2N_F (r_{eq}) + i_L 2N_F (V_{eq}). \quad (124)$$

A corrente na saída i_o é (125):

$$i_o = i_{L1} N_F (1 - D). \quad (125)$$

Substituindo i_o em (124), obtêm-se (126):

$$V_i i_{L1} N_F = V_o i_{L1} N_F (1 - D) + i_{L1}^2 2 N_F r_{eq} + i_L 2 N_F r_{eq} \quad (126)$$

que fica sendo (127):

$$V_i = V_o (1 - D) + i_L 2 r_{eq} + 2 r_{eq}. \quad (127)$$

Em termos de V_o por (125), i_{L1} é (128):

$$i_{L1} = \frac{V_o}{R_o N_F (1 - D)}. \quad (128)$$

Substituindo i_{L1} em (127) e simplificando se tem (129),

$$V_i = V_o (1 - D) + 2 V_{eq} + \frac{V_o 2 r_{eq}}{R_o N_F (1 - D)}. \quad (129)$$

Resolvendo para M , se obtêm (130):

$$M = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \left(\frac{1}{1 + [x/(1 - D)] + r_{eq}/[R_o (1 - D)^2]} \right). \quad (130)$$

onde x é a relação entre V_{eq} e V_o , (131):

$$x = 2 V_{eq}/V_o. \quad (131)$$

Os ganhos estáticos dos quatro conversores *boost* estudados, são mostrados na Figura 40. A Tabela 6, expõe os valores das resistências e quedas de tensão dos componentes do *boost* multinível intercalado proposto:

Tabela 6. Valores referentes às perdas do conversor proposto.

COMPONENTE	RESISTÊNCIA (Ω)	QUEDA DE TENSÃO (V)
Indutor	120m Ω	-
Chave	50m Ω	2V
Diodo	25m Ω	0,7V
Capacitor	150m Ω	-

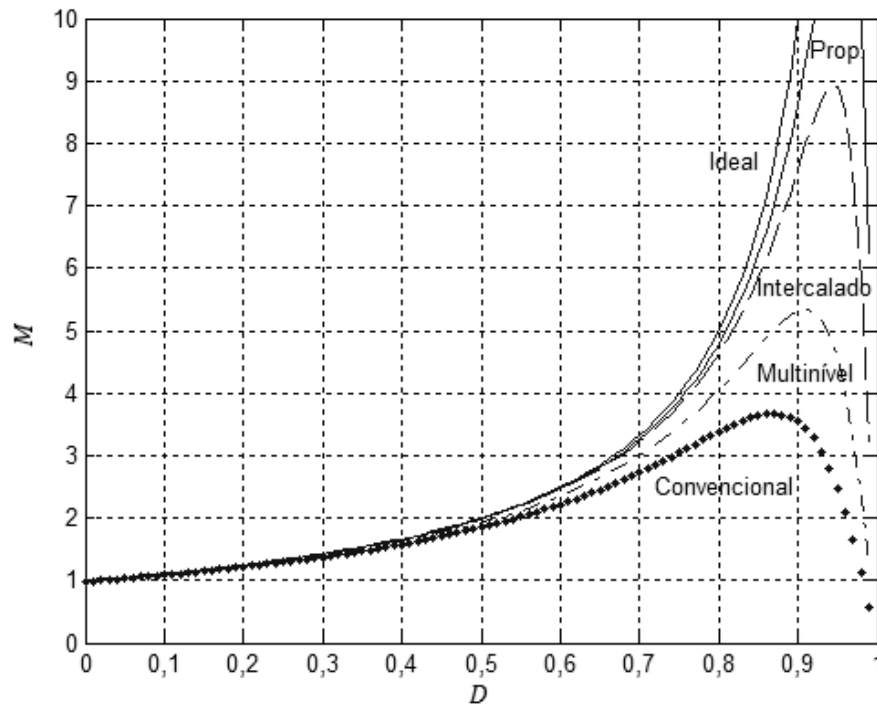


Figura 40. Comparação entre os ganhos do conversor proposto e dos demais.

As resistências dos indutores também afetam a eficiência da potência do conversor. A eficiência é a razão da potência de saída pela potência de entrada mais as perdas, conforme (132):

$$\eta = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + i_{L1}^2 2N_F(r_{eq}) + i_{L1} 2N_F(V_{eq})}. \quad (132)$$

Usando (124), obtêm-se (133):

$$\eta = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + [V_o/R_o N_F(1-D)]V_{eq} 2N_F + [V_o/R_o N_F(1-D)]^2 r_{eq} 2N_F} \quad (133)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + [x/(1-D)] + 2 r_{eq}/[R_o N_F(1-D)^2]}$$

A Figura 41 mostra finalmente, um gráfico com as eficiências dos quatro conversores *boost* estudados. Comparado aos demais, o conversor *boost* de três níveis intercalados possui uma eficiência, considerando a resistência e queda de tensão nos componentes, melhor que os conversores *boost* convencional, *boost* multinível e que *boost* intercalado.

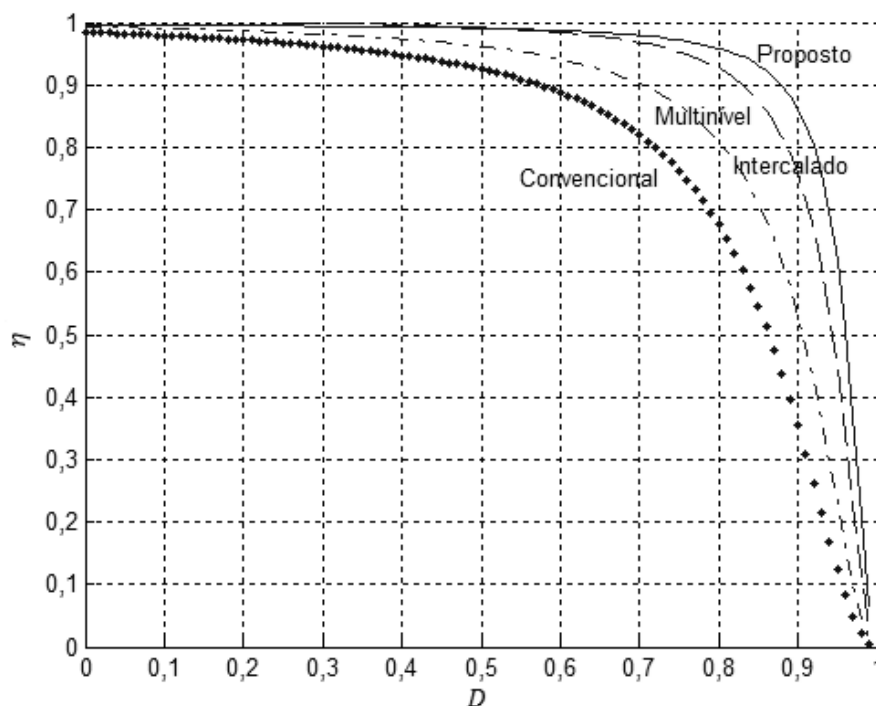


Figura 41. Comparação entre as eficiências do conversor proposto e dos demais.

3.5 CONCLUSÃO

A abordagem teórica a respeito do conversor *boost* de três níveis intercalado foi apresentada neste capítulo. Inicialmente foram mostradas as etapas de operação para uma razão cíclica de 0,875 nas chaves. E como este conversor possui dois modos distintos de operação, na sequência foram apresentadas as etapas para uma razão cíclica de 0,75 nas chaves. Para a análise das etapas de operação também foi mostrado o funcionamento considerando a influência da corrente circulante.

O equacionamento desenvolvido para o conversor *boost* multinível intercalado proposto é similar aos equacionamentos dos conversores anteriormente apresentados. Através deste equacionamento percebe-se a propagação das características dos conversores multinível e intercalado nesta topologia. Tomando como base as simulações desenvolvidas no MATLAB, a eficiência do conversor proposto se mostrou melhor do que as eficiências dos demais conversores estudados.

4. COMPARATIVO ENTRE OS CONVERSORES ESTUDADOS

4.1 INTRODUÇÃO

O projeto do conversor *boost* de três níveis intercalado visa o emprego na geração de energia fotovoltaica. Mais especificamente, em casos onde se faz o uso de conversores *boost* convencionais, *boost* intercalados ou *boost* multiníveis (KWON, 2008). Para verificar o desempenho do conversor proposto, é apresentado neste capítulo, um comparativo entre ele e as topologias estudadas.

Inicialmente, são calculados os valores dos componentes do conversor proposto e expostas as suas simulações. Ao final, são confrontados estes valores aos valores obtidos nas simulações dos outros conversores *boost* estudados.

4.2 EXEMPLO DE PROJETO

O projeto desenvolvido considerou a confecção do protótipo do conversor proposto. Para tal, foram respeitados os valores iniciais presentes na Tabela 7, parametrizados também para os demais conversores adiante comparados.

Tabela 7. Valores das grandezas iniciais nos conversores estudados.

	Boost – Intercalado – Multinível – Inter/Multi
Potência do circuito (P_o)	400W
Tensão de entrada (V_i)	25V
Tensão de saída (V_o)	200V
Freq. de chaveamento (f_s)	10KHz

Com base nas equações apresentadas anteriormente e nos cálculos desenvolvidos adiante, considerando uma variação média de 5% para a corrente de entrada e uma variação média de 5% na tensão de saída, são expostos na Tabela 8 os valores finais e, na sequência, a simulação do projeto formulado utilizando o PSIM.

O cálculo do ganho estático para os conversores estudados é dado por:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{200}{25} = 8.$$

Para o conversor *boost* intercalado a frequência efetiva é,

$$f_e = N_F f_s = 2 \times 10000 = 20\text{KHz}.$$

No conversor *boost* multinível a frequência efetiva é,

$$f_e = 2f_s = 2 \times 10000 = 20\text{KHz}.$$

Conseqüentemente, a frequência efetiva no conversor proposto é calculada da seguinte forma:

$$f_e = 2N_F f_s = 2 \times 2 \times 10000 = 40\text{KHz}.$$

No conversor *boost* intercalado assim como no conversor *boost* multinível a razão cíclica efetiva é (28):

$$D_e = 2D - 1 = (2 \times 0,875) - 1 = 0,75.$$

As razões cíclicas do conversor proposto são definidas por (103):

$$D_e = 1 - \frac{4V_i}{V_o} = 1 - \frac{4 \times 50}{200} = 0,5;$$

$$D = \frac{3 + D_e}{4} = 0,875.$$

A corrente no indutor do conversor convencional, conforme (9), é:

$$i_{L1} = \frac{V_o i_o}{V_i} = \frac{200 \times 2}{25} = 16\text{A}.$$

A corrente nos indutores do conversor *boost* intercalado, é (39),

$$i_{L1} = \frac{i_o}{(1 - D_e)} = \frac{2}{0,25} = 8\text{A}.$$

No conversor *boost* multinível, a corrente no indutor é (69):

$$i_{L1} = \frac{i_o}{(1 - D)} = \frac{2}{0,125} = 16\text{A}.$$

As correntes nos indutores do conversor *boost* multinível intercalado proposto são determinadas por (107):

$$i_{L1} = \frac{8V_i}{(1 - D_e)^2 R_o} = \frac{8 \times 25}{0,25 \times 100} = 8\text{A}.$$

No conversor convencional o indutor, conforme (15), é:

$$L = \frac{V_i D}{\Delta i_L f_s} = \frac{25 \times 0,875}{0,8 \times 10000} = 2,74\text{mH}.$$

Os indutores no conversor *boost* intercalado, são calculados por (31):

$$L_1 = \frac{V_i(1 + D_e)}{\Delta i_{L1} f_e} = \frac{25(1 + 0,75)}{0,93 \times 20000} = 2,35mH.$$

No conversor *boost* multinível, o indutor é calculado por (62):

$$L_1 = \frac{V_i D_e}{\Delta i_{L1} f_e} = \frac{25 \times 0,75}{0,8 \times 20000} = 1,172mH.$$

Os indutores do conversor proposto são calculados por (100):

$$L_1 = \frac{[(3V_i - V_o)/2](1 - D_e)}{\Delta i_{L1} f_e} = \frac{\{[(3 \times 25) - 200]/2\} \times (0,50)}{1,4 \times 40K} = 558\mu H.$$

A tensão no capacitor conversor convencional é determinada por (8):

$$V_{C1} = V_o = \frac{V_i}{(1 - D)} = 200V.$$

No conversor intercalado com duas células, esta tensão é (35):

$$V_{C1} = V_o = \frac{V_i}{(1 - D)} = 200V.$$

As tensões nos capacitores do conversor *boost* de dois níveis é (66):

$$V_{C1} = \frac{V_o}{2} = \frac{2V_i}{(1 - D)} = 100V.$$

As tensões nos capacitores, do conversor proposto são determinadas pela Equação (119):

$$V_{C1} = \frac{2V_i}{(1 - D_e)} = 100V.$$

O capacitor do conversor convencional é determinado por (19):

$$C_1 = \frac{i_o D}{\Delta V_o f_s} = \frac{2 \times 0,875}{10 \times 10000} = 17,5\mu F.$$

No conversor intercalado o capacitor é calculado por (47):

$$C_1 = \frac{i_o D_e}{\Delta V_{C1} f_e} = \frac{2 \times 0,75}{10 \times 20000} = 7,5\mu F.$$

O capacitor do conversor multinível é determinado conforme (77):

$$C_1 = \frac{i_o(1 + D_e)}{\Delta V_{C1} f_e} = \frac{2(1 + 0,75)}{11,66 \times 20000} = 15\mu F.$$

O capacitor do conversor proposto, é calculado por (115):

$$C_1 = \frac{[(3i_o - i_i)/2](1 - D_e)}{\Delta V_{C1} f_e} = \frac{\{[(3 \times 2) - 16]/2\} \times (0,50)}{17,5 \times 40K} = 3,57\mu F.$$

Em todos estes cálculos os percentuais de oscilação, de corrente e de tensão, foram adaptados à disponibilidade de material em laboratório.

Tabela 8. Valores das grandezas projetadas para as simulações nos conversores.

	Boost	Intercalado	Multinível	Inter/Multi
Frequência efetiva (f_e)		20kHz	20kHz	40kHz
Razão cíclica nas chaves (D)	0,875	0,875	0,875	0,875
Razão cíclica efetiva (D_e)		0,75	0,75	0,50
Corrente nos indutores (i_L)	16A	8A	16A	8A
Corrente máxima nos indutores	16,4A	8,45A	16,4A	8,7A
Variação de corrente (Δi_i)	0,8A	0,8A	0,8A	0,8A
Tensão nos indutores (V_L)	25V	25V	25V	25V
Indutores (L)	2,74mH	2,35mH	1,172mH	558 μ H
Corrente na carga (i_o)	2A	2A	2A	2A
Resistência na carga (R_o)	100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω
Tensão nos capacitores (V_C)	200V	200V	100V	100V
Tensão máxima nos capacitores	205V	205V	106V	109V
Variação de tensão (ΔV_o)	10V	10V	10V	10V
Capacitores (C)	17,5 μ F	7,5 μ F	15 μ F	3,57 μ F

Os acionamentos convencionados para os quatro conversores estudados são os que seguem, na Tabela 9:

Tabela 9. Acionamento dos conversores estudados.

	Acionamento			
	S_1	S_2	S_3	S_4
Convencional	0-315	-	-	-
Intercalado	0-315	0-135 180-360	-	-
Multinível	0-315	0-135 180-360	-	-
Proposto	0-315	0-45 90-360	0-225 270-360	0-135 180-360

As formas de onda das correntes no barramento de entrada, do conversor proposto, são mostradas na Figura 42. No primeiro quadro, i_{L1} está em preto, i_{L2} em cinza, i_{L3} em cinza claro e i_{L4} em cinza escuro. No segundo quadro é mostrada a corrente de entrada i_i . Através desta figura pode-se verificar a maior frequência na entrada, o que possibilita a redução do tamanho dos componentes na entrada desse circuito. É possível observar ainda, que com essa frequência se obtêm uma variação menor de corrente na fonte.

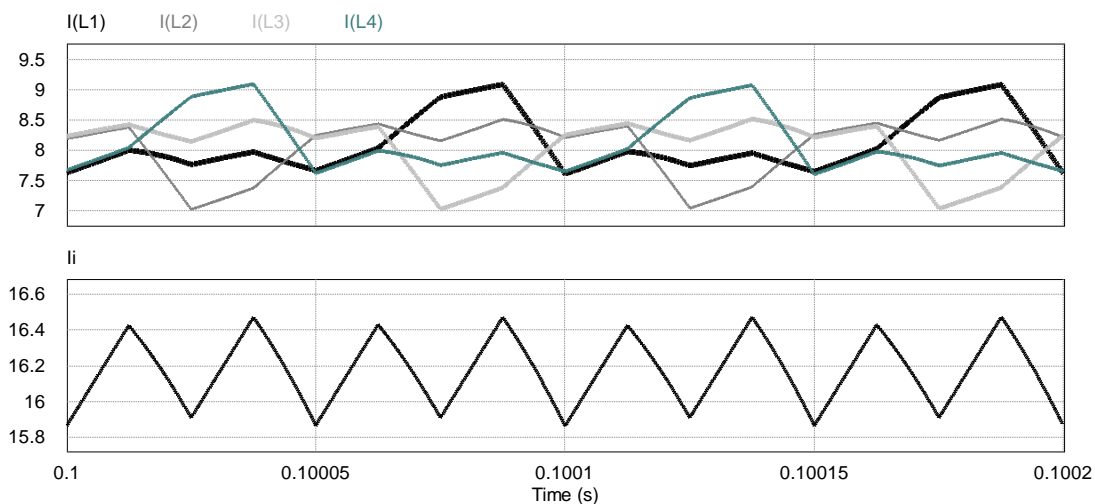


Figura 42. Formas de onda das correntes nos indutores e na entrada.

As formas de onda das tensões nos capacitores são mostradas na Figura 43. No primeiro quadro, V_{C1} está em preto, V_{C2} em cinza, V_{C3} em cinza claro e V_{C4} em cinza escuro. No segundo quadro é mostrada a tensão de saída. Através desta figura pode-se verificar maior frequência na saída, o que possibilita a redução do tamanho dos componentes na saída desse conversor.

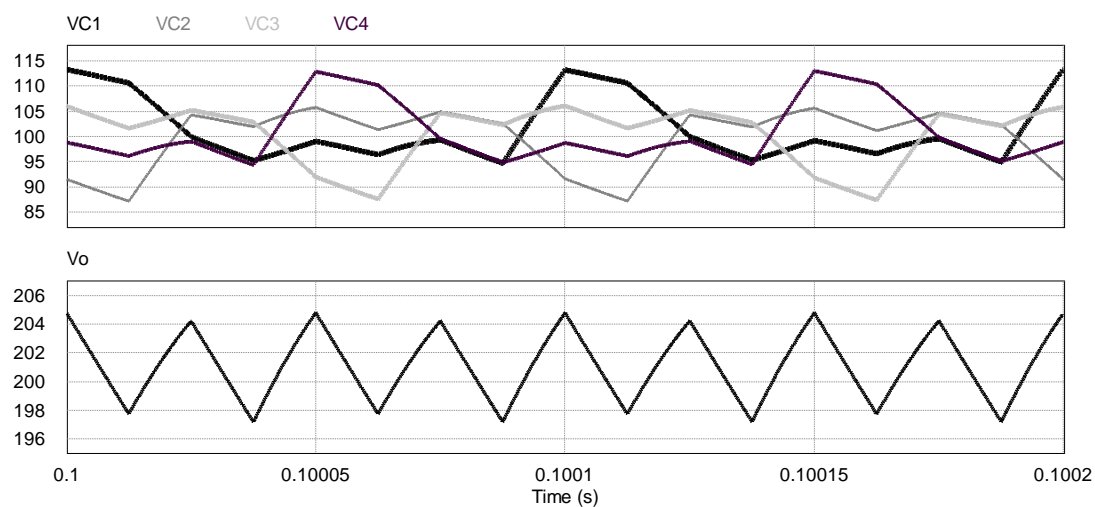


Figura 43. Formas de onda das tensões nos capacitores e na saída.

Essas características evidenciam a possibilidade de uso de indutores e capacitores menores, em comparação com componentes dos outros conversores.

4.3 COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS

Os conversores *boost* convencional, *boost* de duas células intercaladas, *boost* de três níveis e *boost* de três níveis intercalado possuem características análogas, entretanto, o conversor proposto possui algumas singularidades importantes. Entre elas pode-se destacar as baixas variações de corrente na entrada e de tensão na saída. Isso por que este conversor possui maior número de componentes indutivos e capacitivos na filtragem. A variação da corrente de entrada é resultante da soma das correntes dos indutores e a variação de tensão de saída é resultante da soma das tensões nos capacitores.

Para comparar as quatro topologias abordadas, será considerado o uso das mesmas em aplicações equivalentes, onde os valores das oscilações nas correntes de entrada e nas tensões de saída em são os mesmos. Para isso, serão consideradas a oscilação de corrente de entrada em 0,8 Ampères, e a oscilação de tensão na saída em 10 volts.

A Tabela 10, mostra os dados apreciados e calculados para as principais grandezas ajustáveis de cada conversor.

Tabela 10. Comparativo das grandezas dos conversores.

	Indutor		Capacitor		Frequência
	Quant.	Valor	Quant.	Valor	Valor
Convencional	1	2,74mH (100%)	1	17,5 μ F (100%)	10K (100%)
Intercalado	2	2,35mH (86%)	1	7,5 μ F (43%)	20K (200%)
Multinível	1	1,172mH (43%)	2	15 μ F (86%)	20K (200%)
Proposto	4	558 μ H (20%)	4	3,57 μ F (20%)	40K (400%)

Percebe-se que para se obter a mesma oscilação de corrente e de tensão, são empregados, no conversor proposto, indutores e capacitores significativamente menores. A Figura 44, reproduz os valores dos indutores da tabela anterior:

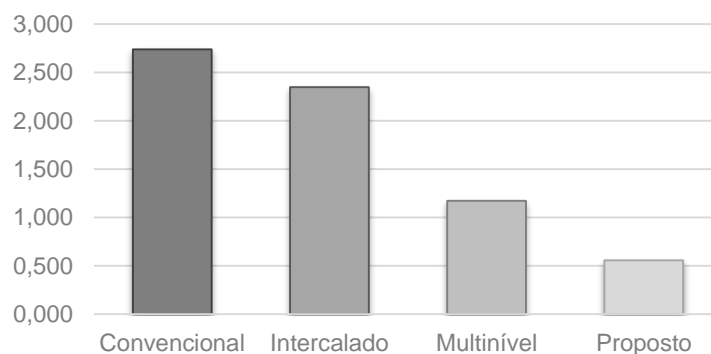


Figura 44. Valores dos indutores dos conversores estudados, em mH.

Em acordo com as características peculiares estudadas, na Figura 45, são mostrados os valores das correntes nos indutores dos conversores abordados:

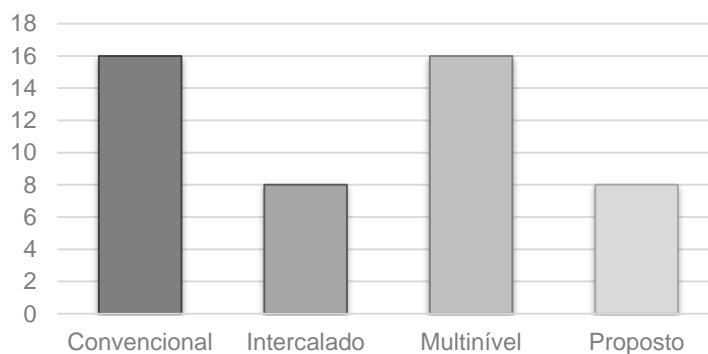


Figura 45. Correntes nos indutores dos conversores estudados, em A.

Atendendo aos parâmetros calculados, na Figura 46, são comparadas as oscilações nas correntes dos indutores (Δi_L) dos conversores estudados:

- Convencional 0,80A (100%);
- Intercalado 0,96A (120%);
- Multinível 0,80A (100%);
- Proposto 1,50A (187,5%).

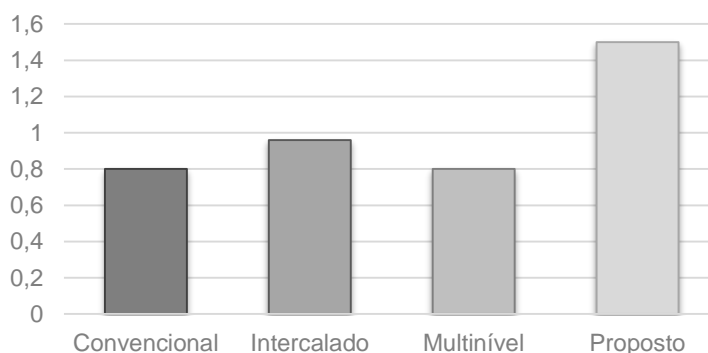


Figura 46. Oscilações nas correntes dos indutores, em A.

A Figura 47, reproduz os valores dos capacitores da Tabela 10:

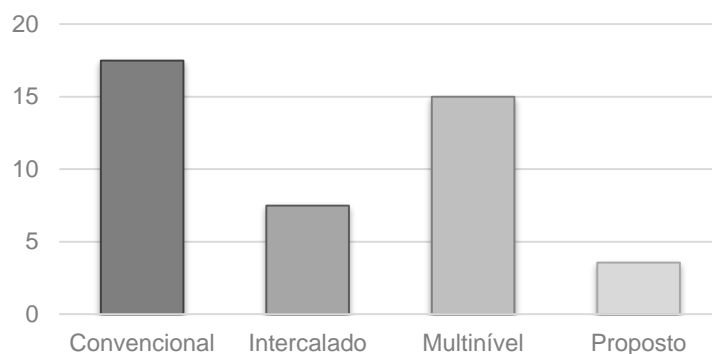


Figura 47. Valores dos capacitores dos conversores estudados, em µF.

Na Figura 48, são mostrados os valores das tensões nos capacitores dos conversores estudados:

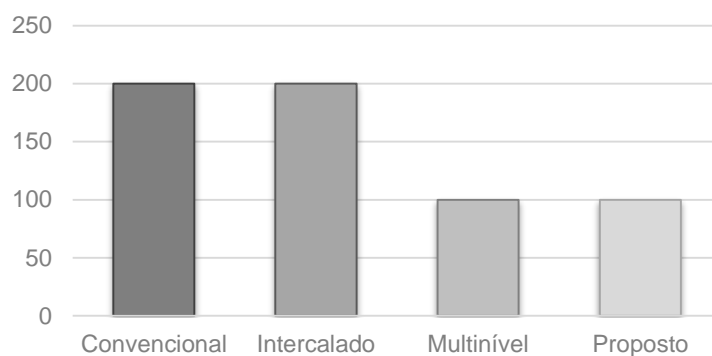


Figura 48. Tensão nos capacitores dos conversores estudados, em V.

Na Figura 49, são comparadas as oscilações nas tensões dos capacitores (ΔV_C) dos conversores estudados:

- a) Conventional 10V (100%);
- b) Intercalado 10V (100%);
- c) Multinível 11,2V (112%);
- d) Proposto 18V (180%).

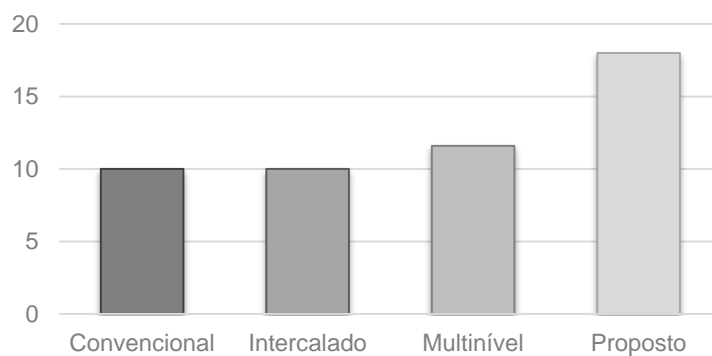


Figura 49. Variações nas tensões dos capacitores, em V.

4.4 CONCLUSÃO

Através das análises dos resultados apresentados, percebe-se que o conversor *boost* multinível intercalado proposto, apresenta vantagens em funções equivalentes, como a utilização de componentes menores, sujeitos à menores correntes e à menores tensões. A soma dos valores e dos tamanhos destes componentes, é ainda, menor que a soma dos tamanhos e os valores dos componentes de um *boost* convencional, de um *boost* intercalado ou de um *boost* multinível. Além disso, o conversor proposto possui um valor de frequência efetiva superior aos valores de frequência das topologias convencionais.

A principal desvantagem associada ao conversor proposto são as variações de corrente nos indutores e variações de tensão nos capacitores. Essa característica se deve ao fato de que, para se obter as respectivas variações de corrente e de tensão propostas para o comparativo, as variações nos filtros foram relativamente maiores que nos outros conversores simulados. Isto acarreta a redução da vida útil destes componentes.

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais referentes ao *boost* de três níveis intercalado e são expostas as condições relevantes à montagem. As formas de ondas obtidas nos resultados experimentais, assim como nas simulações do PSIM, em malha aberta, mostram o funcionamento do conversor proposto. Serão expostos neste capítulo, fatores de maior relevância, como a frequência efetiva, o desbalanceamento nas células conversoras e o ganho de tensão. Os resultados obtidos, evidenciam a propagação das características dos conversores *boost* intercalado e *boost* multinível.

5.2 MONTAGEM DO CIRCUITO CONVERSOR

Para verificar a operação do conversor proposto, foi implementado um circuito de acordo com o projeto apresentado. Os principais componentes utilizados na montagem deste conversor estão relacionados na Tabela 11.

Tabela 11. Lista de componentes para montagem.

Quant.	Descrição	Código
4	Núcleo de indutor	NEE-55/28/21
1	Fio de cobre	AWG 24
4	Chave	IRG4PC40UD
4	Diodo	15ETH06PF
4	Capacitor	3,3 μ F x 400V
1	Resistência	100 Ω x 400W

A Figura 50 mostra a disposição dos componentes montados, de forma espelhada, na placa (fixada ao dissipador de calor) e do *layout* organizado na bancada.



Figura 50. Disposição dos componentes do circuito e bancada de testes.

Para a obtenção das formas de onda de corrente foram usados *jumpers* entre algumas ligações dos componentes: dos diodos aos capacitores e das chaves até capacitores (nas duas ligações centrais). Estes *jumpers* além de gerar ruídos, também influenciam no desbalanceamento de corrente do circuito.

5.3 FREQUÊNCIA EFETIVA DO CONVERSOR

Na Figura 51, em ordem decrescente, estão dispostas as formas de onda obtidas para a corrente no diodo D_1 a tensão na chave S_4 , a tensão na saída V_o e a corrente de entrada i_i . Estes primeiros resultados visam mostrar a frequência no conversor proposto e as baixas variações de corrente na entrada e de tensão na saída. A razão cíclica, para este caso, é de 0,875.

Na Figura 52, em ordem decrescente, estão dispostas as formas de onda obtidas para a corrente de entrada i_i a corrente na chave S_1 , a corrente no indutor L_1 e a corrente no diodo D_1 . Considerando o cenário exposto da subseção 3.2.2 a razão cíclica da Figura 52 é 0,75.

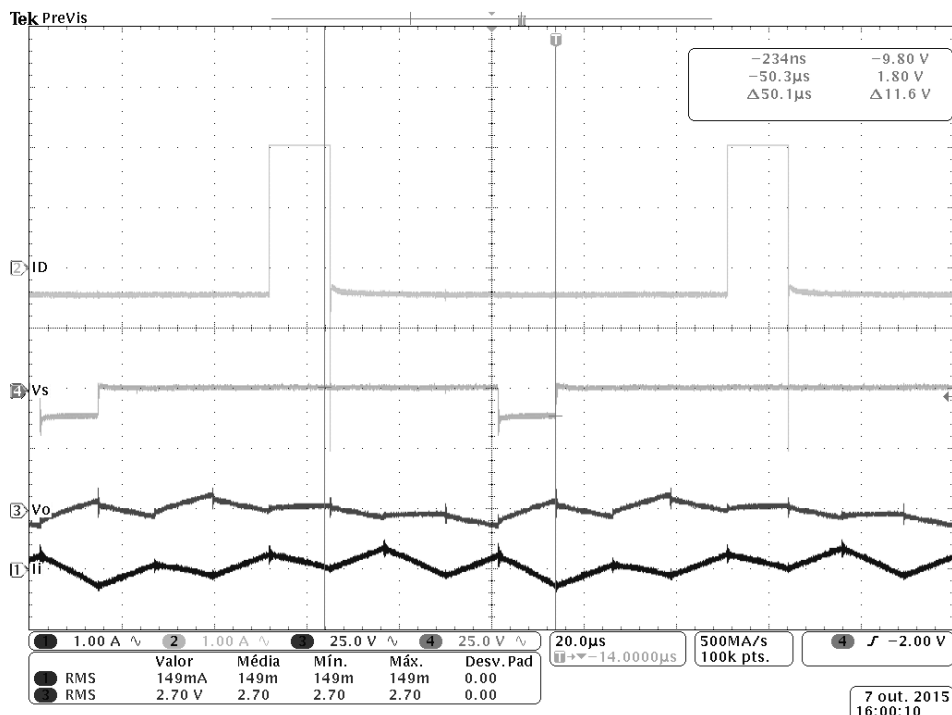


Figura 51. Resultados experimentais de i_{D1} , V_{S4} , V_o e i_i , com $D=0,875$.

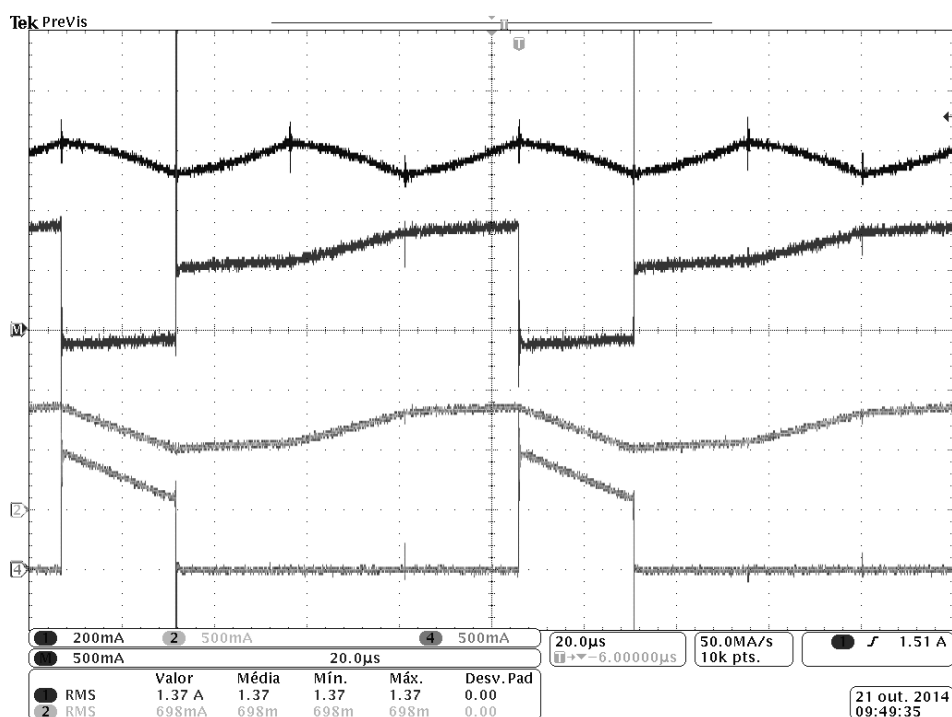


Figura 52. Resultados experimentais de i_i , i_{S1} , i_{L1} e i_{D1} , com $D=0,875$.

Através destas amostras pode-se verificar que a frequência efetiva do conversor, tomando como base corrente de entrada, quando utilizada a razão cíclica de 0,875, é quatro vezes maior que a frequência nos componentes (chaves e diodos). Quando utilizada uma razão cíclica de 0,75, a frequência efetiva do conversor é duas vezes maior que a frequência nos componentes. Além disso, com essa frequência se obtêm uma variação menor na corrente de entrada e na tensão de saída.

Características como essas, evidenciam a possibilidade de utilização de componentes (indutores, chaves, diodos e capacitores) menores e mais leves, em comparação com outros conversores.

5.4 DESBALANCEAMENTO NAS CÉLULAS CONVERSoras

Considerando o fato de que os componentes do circuito não possuem os mesmos valores e que os indutores e capacitores possuem maiores variações de corrente e de tensão (seção 4.3), o conversor *boost* de três níveis intercalado, conforme sugerem as referências estudadas, apresenta desbalanceamentos de corrente e de tensão entre as células conversoras intercaladas e também, entre os componentes em cada célula (multinível). Estes desbalanceamentos também ocorrem em resultados experimentais do conversor *boost* de três níveis. É importante ressaltar que se o desbalanceamento for grande, o conversor perde eficiência (ZANG, 2013).

A Figura 53, mostra o desbalanceamento entre as células conversoras através das formas de onda obtidas para as tensões nos capacitores C_1 e C_2 e para as correntes nos indutores L_1 e L_3 com o acionamento projetado.

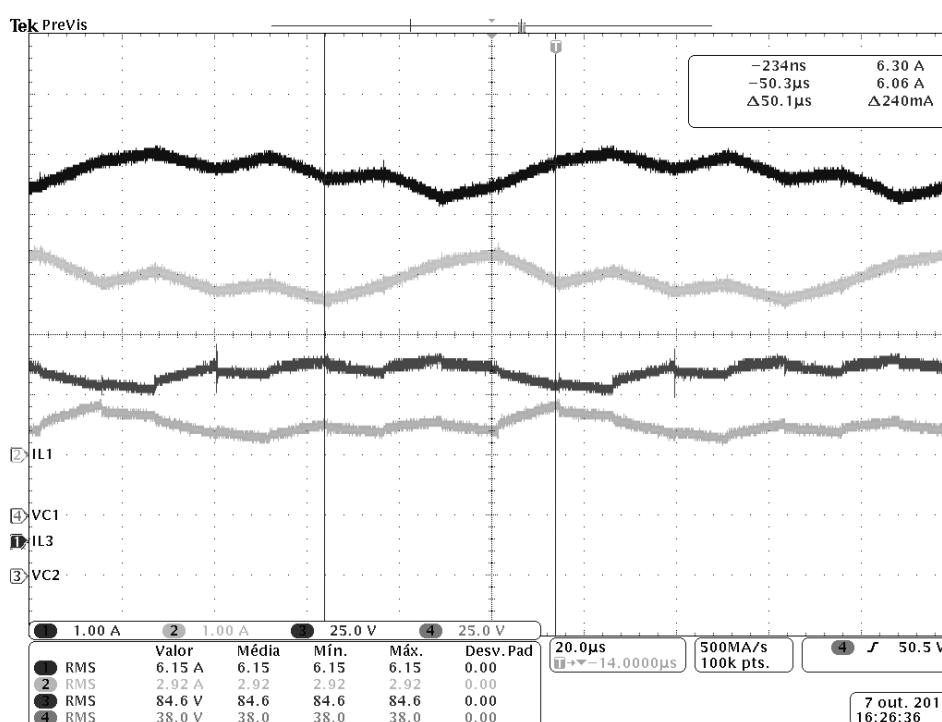


Figura 53. Resultados experimentais para i_{L1} e i_{L3} , e V_{C1} e V_{C2} .

Como se pode perceber existe uma diferença de 47V entre V_{C1} e V_{C2} e uma diferença de 3A entre i_{L1} e i_{L3} .

A Figura 54 mostra formas de onda, para as tensões nos capacitores C_1 e C_2 e para as correntes nos indutores L_1 e L_3 , que apresentam melhores resultados após uma pequena alteração na razão cíclica.

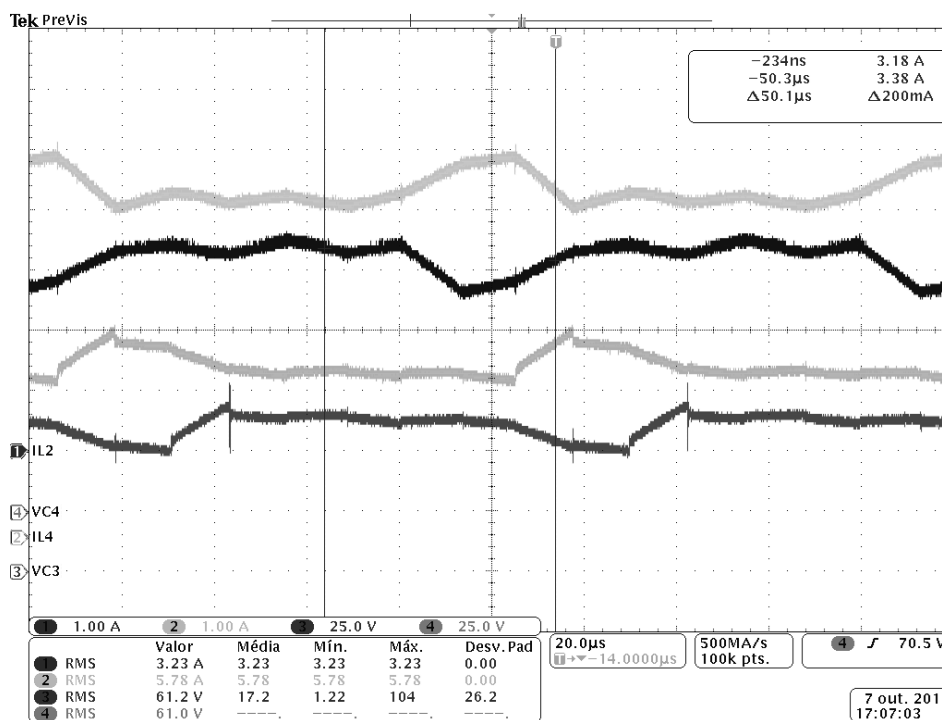


Figura 54. Resultados experimentais após alteração na razão cíclica.

Como se pode perceber as tensões nos capacitores tornam-se equivalentes (61V) e as correntes nos indutores ficam com o formato esperado, conforme as simulações desenvolvidas no PSIM. A alteração na razão cíclica prova que o uso de um controle pode resolver o problema do desbalanceamento. Alterar as defasagens, no comando, entre os acionamentos das chaves também possibilita melhores resultados. Contudo, o controle não é o alvo deste trabalho.

5.5 GANHO ESTÁTICO

O conversor *boost* de três níveis intercalado foi projetado para ter um ganho de tensão de oito vezes (a tensão de entrada). Para verificar se isso seria obtido nos resultados experimentais, foi desenvolvido no PSIM um circuito com componentes com valores próximos dos reais, considerando as suas resistências e suas quedas de

tensão, Figura 57. Estes valores são os mesmos utilizados para os resultados mostrados na Figura 40 e na Figura 41, da seção 3.4.

A Figura 55 mostra, entre outras grandezas, a tensão de saída do conversor proposto, na simulação do PSIM. O ganho de tensão alcançado se encontra próximo de seis, 156V.

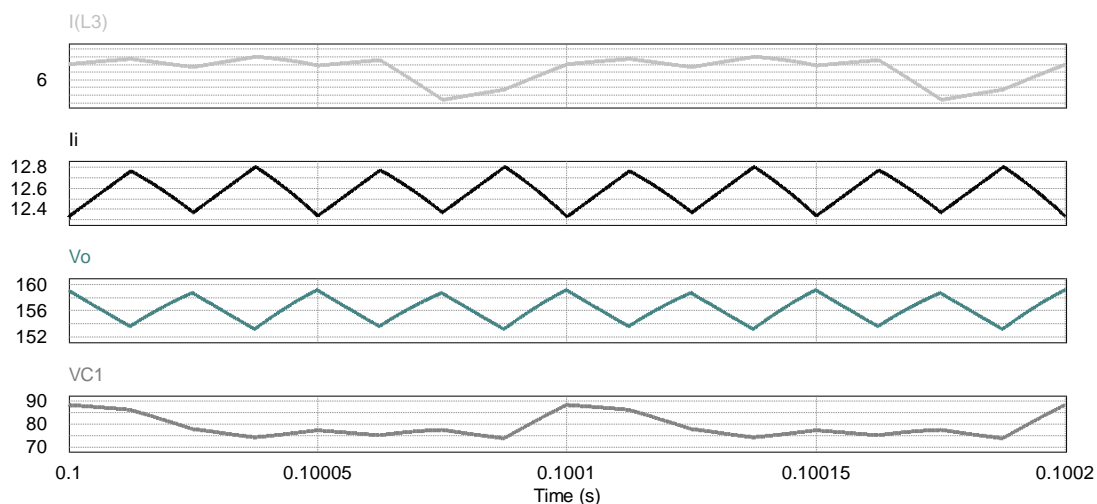


Figura 55. Resultados do PSIM analisando as resistências e perdas.

A Figura 56 mostra que as formas de onda, nos resultados experimentais, considerando as mesmas grandezas simuladas no PSIM, se encontram muito próximas do esperado.

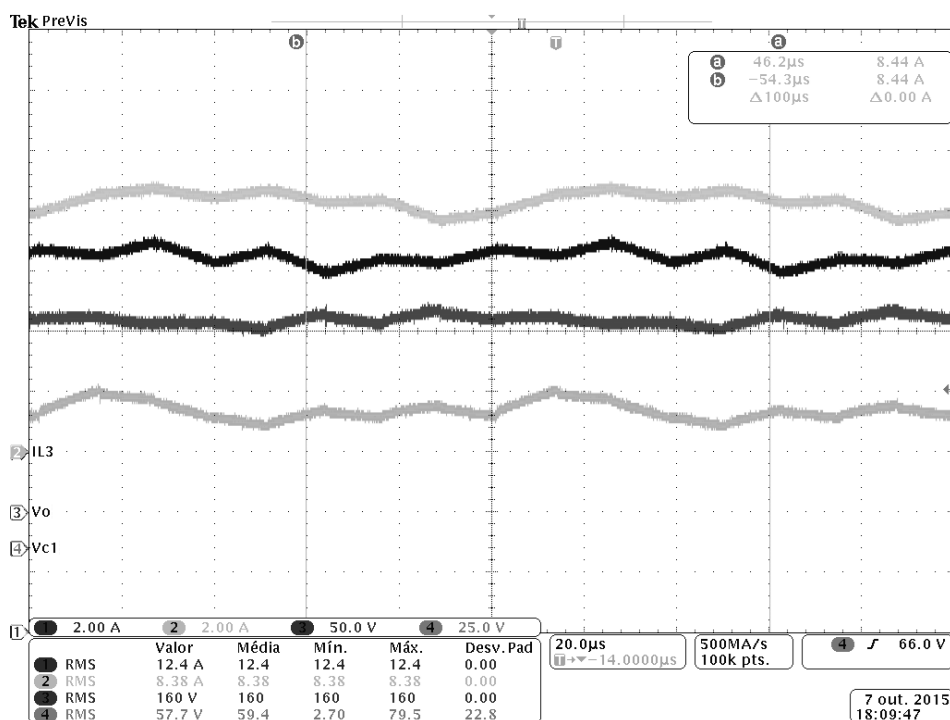


Figura 56. Formas de onda para I_{L3} , i_i , V_o e V_{C1} .

Com uma tensão de entrada de 25V, o ganho de tensão nos resultados experimentais também se encontra próximo de seis, 160V. É importante ressaltar que as variações de corrente na entrada e de tensão na saída, conforme o esperado, são muito baixas.

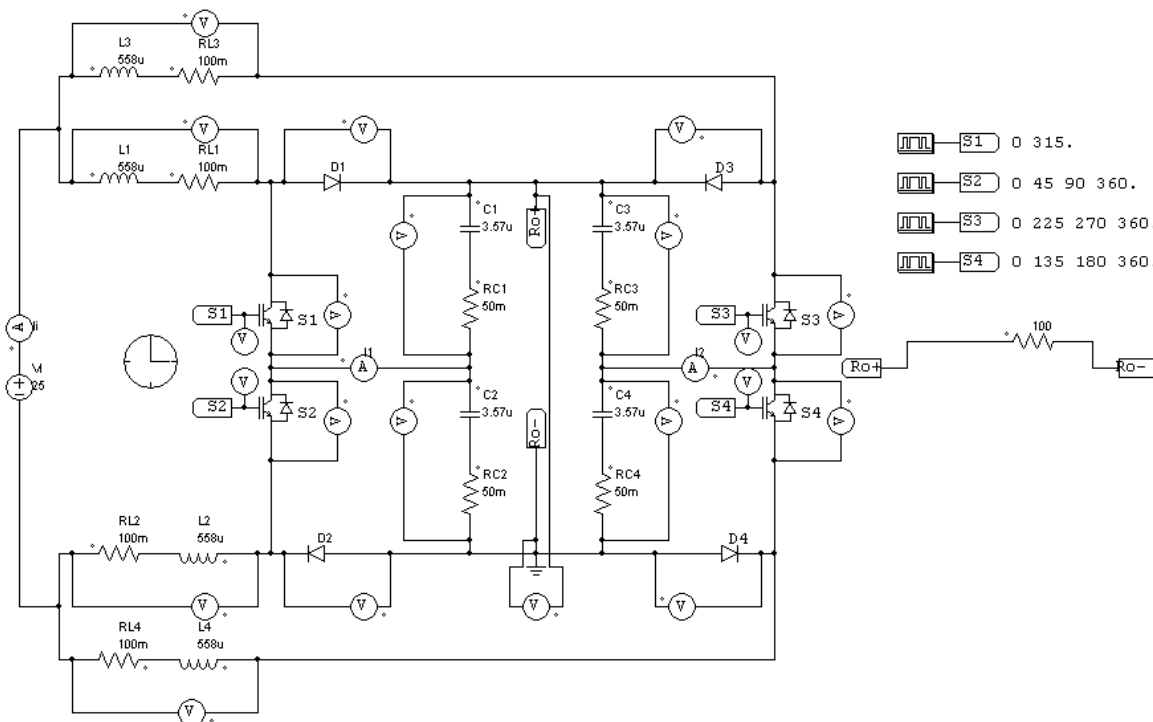


Figura 57. Circuito com resistências e perdas desenvolvido no PSIM.

5.6 RENDIMENTO

O rendimento do conversor proposto foi analisado através da alteração, primeiro, nos valores da tensão de entrada, mantendo a mesma resistência de saída, e segundo, da alteração na resistência de saída (potência de saída), mantendo a mesma tensão na entrada.

Os primeiros resultados obtidos, variando a tensão de entrada, são mostrados na Figura 58:

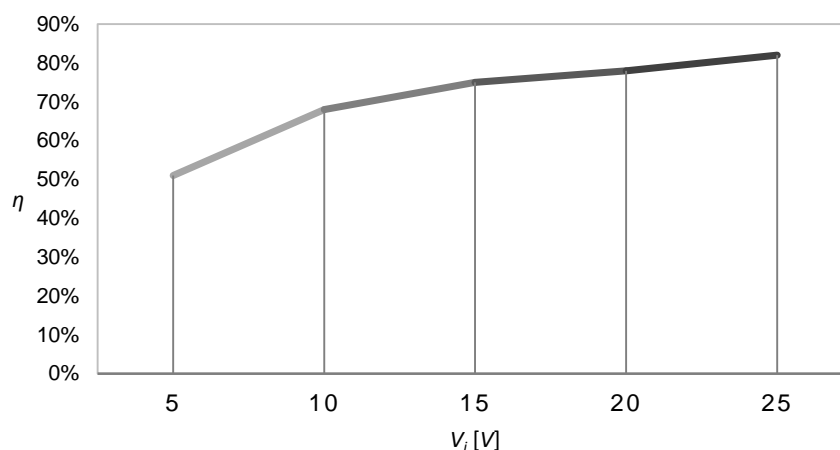


Figura 58. Rendimento obtido conforme o aumento da tensão de entrada.

Para uma tensão de entrada de 5 Volts, mantendo a mesma razão cíclica, o rendimento obtido foi de 51%; para a tensão de entrada de 10V foi obtido 68% de rendimento; para a tensão de entrada de 15V foi obtido 74% de rendimento; para a tensão de entrada de 20V foi obtido 78% de rendimento; para a tensão de entrada de 25V foi obtido 82% de rendimento. A Figura 59 mostra este último resultado.



Figura 59. Primeiro resultado obtido no Yokogawa.

Nos segundos resultados obtidos, considerando a mesma tensão na entrada e a alteração na potência de saída (nos valores da resistência na carga), foram obtidos os seguintes resultados, Figura 60:

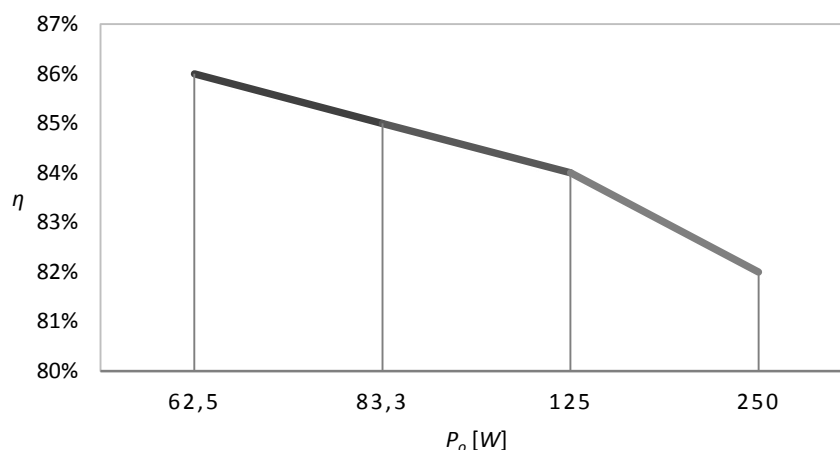


Figura 60. Rendimentos obtidos conforme a variação de potência.

Para uma potência de 250 Watts, o rendimento obtido foi de 82%; para a potência de 125W foi alcançado 84% de rendimento; para a potência de 83,3W foi obtido 85% de rendimento; para a potência de 62,5W foi alcançado 86% de rendimento, Figura 61.



Figura 61. Resultados para 480Ω de carga.

Estes últimos resultados demonstram que a diminuição dos valores das correntes (redução da potência) que circulam pelos componentes do circuito melhora o rendimento do conversor. Para evitar aquecimento e perdas novos projetos podem ser feitos.

5.7 CONCLUSÃO

Como parte integrante do estudo a respeito do conversor *boost* de três níveis intercalado foram apresentados alguns resultados experimentais obtidos a partir de testes com o protótipo desenvolvido. Nestas exposições evidenciou-se a propagação das características marcantes, positivas e negativas, presentes em ambos os conversores *boost* intercalado e *boost* multinível. Como fator positivo pode se destacar que, a frequência efetiva do conversor proposto, pode ser duas ou quatro vezes maior que a frequência em cada chave. Contudo, este circuito conversor possui desbalanceamentos em suas células conversoras e isso ocasiona perda de eficiência. O ganho de tensão dos resultados experimentais ficou próximo do ganho obtido através da simulação desenvolvida no PSIM. O rendimento conseguido melhorou com a redução da corrente no circuito.

6. CONCLUSÕES

No trato com a energia renovável, especialmente em sua geração, os projetos de novos conversores visam obter os máximos rendimento e eficiência dos dispositivos. A utilização de conversores elevadores de tensão (*boost*) com maior número de componentes, divididos em células conversoras, combinadas em paralelo ou em série significou um avanço na área da eletrônica. Estes conversores conhecidos, respectivamente, como *boost* intercalado e *boost* multinível representaram melhoria na concepção dos conversores *boost*. As principais vantagens destas topologias quando comparadas com o conversor *boost* convencional, são a maior frequência efetiva, menor variação na corrente de entrada e na tensão de saída, menor potência sobre os componentes de uma célula conversora e possibilidade de redução dos valores dos componentes de filtro.

Este estudo desenvolvido propôs o incremento de um conversor *boost* composto por duas células de três níveis intercaladas, que une as principais vantagens de um conversor *boost* intercalado às de um conversor *boost* multinível, para o uso em aplicações similares e de maior potência. Para isso, foram expostas as funcionalidades dos conversores originários e do conversor proposto através da apresentação das suas etapas de operação, da abordagem aos equacionamentos que regem os seus projetos, das simulações das grandezas de maior relevância, de um comparativo entre as topologias, além da exposição dos resultados experimentais.

6.1 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO

O conversor *boost* proposto se mostrou eficiente ao aliar as características importantes do conversor *boost* de duas células conversoras intercaladas às do conversor *boost* de três níveis. Através dos resultados e da comparação exposta, pôde-se concluir que, o conversor *boost* de três níveis intercalado possui a frequência efetiva quatro vezes maior que a frequência de um conversor convencional e duas vezes maior que a frequência efetiva de um conversor intercalado ou de um conversor

multinível. Seus componentes estão sujeitos a menores esforços e também pela influência da maior frequência, podem ser significativamente menores.

Em comparações com os demais conversores estudados, o ganho estático e o rendimento, mesmo considerando as resistências e as perdas de tensão, são melhores no conversor *boost* de três níveis intercalado. Estes fatores positivos são atrativos e tornam esse conversor um forte candidato para utilização em funções semelhantes às dos conversores estudados e de maior potência.

Os resultados expostos, também evidenciam algumas características negativas do conversor *boost* multinível intercalado proposto. A principal delas é o desbalanceamento existente nas células conversoras, entre as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores. Para este fator, se torna importante o desenvolvimento de um controle e, portanto, esta topologia ainda pode ser explorada.

6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para dar continuidade a este trabalho propõe-se:

- a) Implementar uma malha de controle para evitar os desbalanceamentos;
- b) Implementar uma malha de controle para regular a tensão de saída;
- c) Verificar a possibilidade de intercalar maior número de células multiníveis;
- d) Verificar a confiabilidade do conversor proposto.

6.3 PUBLICAÇÕES

Durante o desenvolvimento deste projeto foi publicado o artigo *Conversor Boost de Dois Níveis Intercalado*, no XI IEEE/IAS *International Conference on Industry Applications* – INDUSCON 2014.

7. REFERÊNCIAS

AHMED, ASHFAQ. **“Eletrônica de Potência”**. Pearson Prentice Hall, São Paulo. 2000.

BARBALHO, ARNALDO RODRIGUES. **“Energia e desenvolvimento no Brasil”**. Rio de Janeiro: Centrais Elétricas Brasileiras S/A- ELETROBRÁS. 1987.

CARO, JULIO C. ROSAS. RAMIREZ, JUAN M. VALDERRABANO, ANTONIO. **“Voltage Balancing in DC/DC Multilevel Boost Converters”**. CONACYT, Guadalajara, México. 2008.

CARO, JULIO C. ROSAS. RAMIRES, JUAN M. PENG, F. Z. VALDERRABANO, ANTONIO. **“A Boost Multilevel Converter”**. IET Power Electronics, Guadalajara-México. August, 2008.

CHAO, GAO. **“A Research to High-Performance Multi-Level Single-Phase AC/DC Power Factor Correct Switching Converter”**. Shenzhen Institute of Information Technology, Shenzhen, China. September, 2008.

CHEN, HUNGCHI. LIN, WENJAN. **“MPPT and Voltage Balancing Control With Sensing Only Inductor Current for Photovoltaic-Fed, Three-Level Boost-Type Converters”**. IEEE Transactions on Power Electronics, pp 29-35. 2014.

CZARKOWSKI, DARIUSZ. **“DC-DC Converters in Power Eletronics Handbooks”**. Academic Press, Florida-US. 2001.

GU, WU. ZHANG, DONGLAI. **“Interleaved Boost Converter with Ripple Cancellation Network”**. IEEE Transactions on Power Electronics, China. August, 2013.

HART, DANIEL W. **“Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos”**. Editado pela AMGH Editora Ltda. Porto Alegre. 2012.

HOLMES, D. GRAHAME. LIPO, THOMAS A. **“Pulse Width Modulation for Power Converter”**. 1nd ed. New York: IEEE Press. 2003.

KIM, JINSOO. YANG, OH. **“Three-Level Boost Converter Design for High Efficiency Photovoltaic Power Conditioning System”**. Electronic Engineering of Cheongju University, Korea. 2014.

KWON, JUNGMIN. KWON, BONGHWAN. NAM KWANGHEE. **“Three-Phase Photovoltaic System with Three-Level Boosting MPPT Control”**. IEEE Transactions on Power Electronics, pp 2319-2327. 2008.

LEE, PO-WA. LEE, YIM-SHU. CHENG, DAVID K. W. LIU, XIU-CHENG. **“Steady-State Analysis of an Interleaved Converter with Coupled Inductors”**. IEEE Press. August, 2000.

LI, JIANLIN. GAO, ZINGANG. ZHAO, BIN. ET AL. **“Application of Single – Switch Three-Phase Boost PFC in Direct-Drive Wind Power Generation System”**. Transactions of China Power Electrotechnical Society, pp 104-109. 2008.

MALDONADO, J. C. M. CABRERA, R. S. VILLEGAS, H. C. GARCIA, M. G. CABRERA, N. S. GUTIERREZ, R. C. MARTINEZ, O. R. **“Modeling and Control of a DC/DC Multi-Level Boost Converter”**. WCECS 2010, San Francisco, USA. October, 2010.

MELESHIN, VALERY. SACHKOV, SEMEN. KHUKHTIKOV, SERGEY. **“Three-Level Boost Converters. Modes, Sub-Modes and Asymmetrical Regime of Operation”**. Moscow, Russia. 2012.

MOUSA, M. HILMY, M. AHMED, M. ORABI, M. KOUSSI, A. E. **“Optimum Design for Multilevel Boost Converter”**. MEPCON'10, Cairo, Egito. 2010.

NEWLIN, D. JEBA SUNDARI. RAMALAKSHMI, R. RAJASEKARAN, S. **“A Performance Comparison of Interleaved Boost Converter and Conventional Boost Converter for Renewable Energy Application”**. India. March, 2013.

RASHID, MUHAMMAD H. **“Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações”**. Livro editado pela Makron Books. São Paulo, 1999.

RASHID, MUHAMMAD H. **“Power Electronics Handbook”**. University of West Florida, Pensacola, Florida. 2001.

RUAN, XINBO. WEI, JIAN. XUE, YALI. **“A Method to Balance the Voltage of the Divided Capacitors”**. Proceedings of the CSEE, pp 27-31. 2003.

SEYEZHAI, R. MATHUR, B. L. **“Design and Implementation of Interleaved Boost Converter for Fuel Cell System”**. College of Engineering, Chennai, India. October, 2011.

SOTO, T. C. D. **“Multi-Level Converters and Large Power Inverters”**. Imperial College-UK. September, 1996.

THOUNTHON, P. SIKKABUT, S. SETHAKUL, P. **“Model Based-Control of Three-Level Boost Converter for Fuel Application”**. University of Technology North Bangkok, Thailand. 2011.

WANG, HAOYU. DUSMEZ, SERKAN. KHALIGH, ALIREZA. **“Design Considerations for a Level-2 On-Board PEV Charger Based on Interleaved Boost PFC and LCC Resonant Converters”**. University of Maryland, United States. 2013.

WU, BIN. LANG, YONGQIANG. ZARGARI, NAVID. KOURO, SAMIR. **“Power Conversion and Control of Wind Energy Systems”**. 1st ed. New York: IEEE Press. 2011.

XIA, CHANGLIANG. GU, XIN. SHI, TINGNA. ET AL. **“Neutral-Point Potential Balancing of Three-Level Inverters in Direct-Drive Wind Energy Conversion System”**. IEEE Transactions on Energy Conversion, pp 18-29. 2011.

YARAMASU, VENKATA. WU, BIN. **“Tree-Level Boost Converter based Medium Voltage Megawatt PMSG Wind Energy Conversion System”**. Ryerson University, Toronto, Canada, 2011.

ZHANG, M. T. JIANG, Y. LEE, F. C. JOVANOVIC, M. M. **“Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter”**. 10th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp 434-439. 1995.

ZHANG, YUN. SUN, JIANTAO. WANG, YIFENG. **“Hybrid Boost Three-Level DC-DC Converter With High Voltage Gain for Photovoltaic Generation System”**. IEEE Transactions on Power Electronics, pp 3659-3664. 2013.

ZHOU, JINGHUA. JIA, BIN. ZHANG, XIAUWEI. ET AL. **“A Hybrid Three-Level Neutral-Point Balance Control Strategy”**. Proceedings of the CSEE, pp 82-89. 2013.

ZHOU, HAO. HU, BING. ZHOU, JING-HUA. TONG, CHAO-MAN. **“A New Interleaved Three-Level Boost Converter and Neutral-Point Potential Balancing”**. 2nd International Symposium on Instrumentation and Measurement, Sensor Network and Automation (IMSNA). Beijing, China. 2013.

APÊNDICE A

Conforme sugerido anteriormente, neste apêndice é apresentado o equacionamento do conversor *boost* de três níveis intercalado no cenário com a razão cíclica de 0,75.

EQUACIONAMENTO

A análise é realizada, considerando que:

- O conversor está em regime permanente;
- O indutor está funcionando em modo de condução contínua;
- A razão cíclica (D) utilizada é de 0,75;
- O acionamento das células conversoras fica defasado em 180° ;
- O acionamento das chaves fica defasado em 90° .

Com a chave S_1 fechada e diodo D_1 polarizado reversamente, Figura 62, tempo em que o indutor L_1 é carregado, a lei da tensão de Kirchhoff na malha de entrada é

$$V_{L1} = V_i = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(t_4 - t_2)} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(1 - D)T}. \quad (134)$$

Rearranjando,

$$\frac{\Delta i_{L1}}{(t_4 - t_2)} = \frac{\Delta i_{L1}}{(1 - D)T} = \frac{V_i}{L_1}. \quad (135)$$

A taxa de variação é uma constante e a corrente cresce linearmente. A variação de corrente no indutor (Δi_{L1}) é calculada por,

$$\begin{aligned} (\Delta i_{L1})_{fechada} &= \frac{V_i(1 - D)}{L_1 f_s}, \\ (\Delta i_{L1})_{fechada} &= \frac{V_i D_e}{L_1 f_e}. \end{aligned} \quad (136)$$

Com a chave S_1 aberta, o diodo D_1 fica polarizado diretamente e fornece caminho para a corrente do indutor L_1 . A tensão no indutor quando a chave é aberta é

$$V_{L1} = V_i - V_o(1 - D_e) = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(t_6 - t_4)} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(1 - D)T} \quad (137)$$

Rearranjando,

$$\frac{\Delta i_{L1}}{(t_6 - t_4)} = \frac{\Delta i_{L1}}{(1 - D)T} = \frac{V_i - V_o(1 - D_e)}{L_1} \quad (138)$$

A variação de corrente no indutor neste período é

$$(\Delta i_{L1})_{aberta} = \frac{[V_i - V_o(1 - D_e)](1 - D)}{L_1 f_s} \quad (139)$$

$$(\Delta i_{L1})_{aberta} = \frac{[V_i - V_o(1 - D_e)]D_e}{L_1 f_e}$$

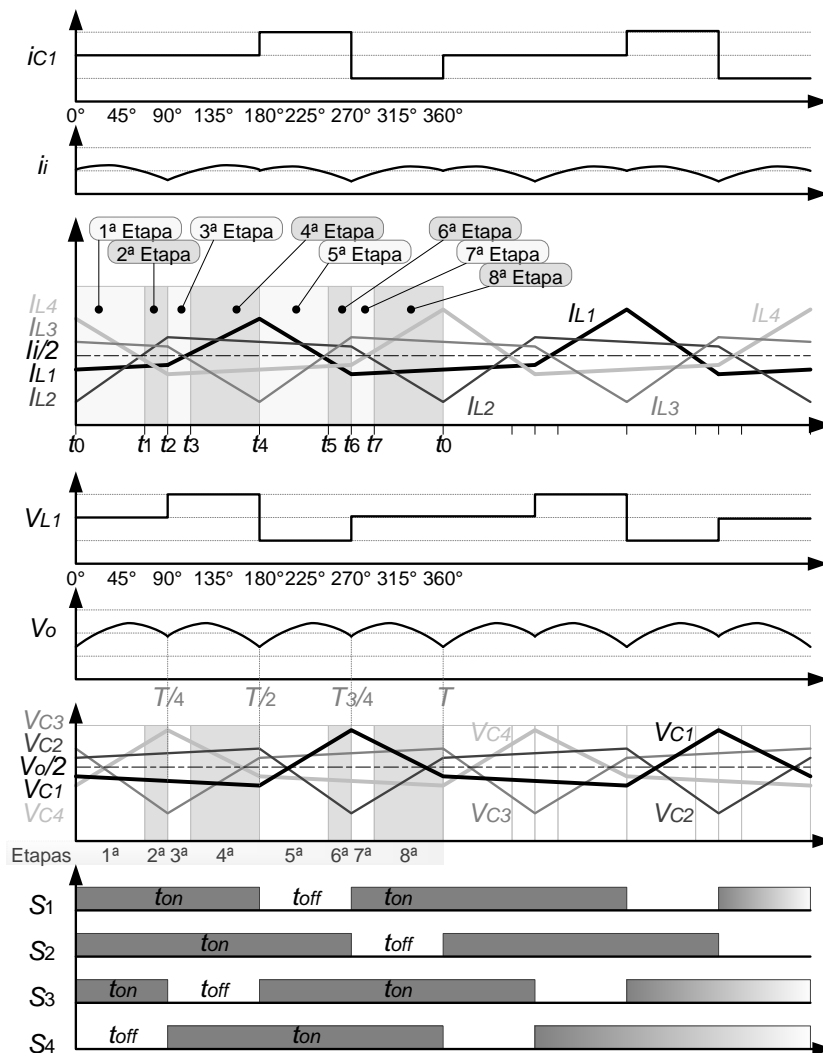


Figura 62. Formas de onda com razão cíclica efetiva 0,50 em MCC.

Como a variação líquida na corrente do indutor é zero, a soma das variações, com a chave fechada e com a chave aberta, resulta em,

$$V_i + V_i - V_o(1 - D_e) = 0. \quad (140)$$

Resolvendo para a tensão de saída, V_o , têm-se:

$$V_o = \frac{2V_i}{(1 - D_e)} \rightarrow M = \frac{2}{(1 - D_e)}. \quad (141)$$

E, conseqüentemente, a razão cíclica efetiva,

$$D_e = 1 - \frac{2V_i}{V_o} = 1 - 2(1 - D) \rightarrow D = \frac{1 + D_e}{2}. \quad (142)$$

Para o caso ideal, a corrente média no indutor (i_{L1}) é determinada considerando-se que a potência média na entrada do circuito (P_i) é a mesma que a potência média absorvida pela carga (P_o). A potência na saída é

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = V_o i_o, \quad (143)$$

e a potência de entrada é $V_i i_i = V_i (i_i N_F)$. Equacionando as potências de entrada e de saída obtém-se

$$V_i (i_{L1} N_F) = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{\left[\frac{2V_i}{(1 - D_e)} \right]^2}{R_o} = \frac{2V_i^2}{(1 - D_e)^2 R_o}. \quad (144)$$

Fazendo algumas substituições e simplificações, a corrente dos indutores pode ser expressa como

$$i_{L1} = \frac{4V_i}{N_F (1 - D_e)^2 R_o} = \frac{V_o^2}{N_F V_i R_o} = \frac{V_o i_o}{N_F V_i} = \frac{i_o}{(1 - D_e)}. \quad (145)$$

As maiores correntes suportadas pelas chaves e pelos diodos possuem o mesmo valor dos picos de corrente suportados pelos indutores. Por exemplo: A corrente máxima no indutor L_1 , i_{L1max} , ocorre no final da 4ª etapa (t_4), quando a chave S_1 abre e o diodo D_1 passa a conduzir.

As correntes máxima e mínima nos indutores são determinadas da seguinte forma:

$$i_{L1max} = i_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{4V_i}{N_F (1 - D_e)^2 R_o} + \frac{V_i D_e}{2L_1 f_e} \quad (146)$$

$$i_{L1min} = i_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{4V_i}{N_F (1 - D_e)^2 R_o} - \frac{V_i D_e}{2L_1 f_e}. \quad (147)$$

A corrente dos capacitores de uma célula, quando esta se encontra com as chaves fechadas, desconsiderando i_b e simplificando, é igual à metade da corrente da carga. A corrente máxima em um capacitor ocorre na etapa em que a chave de mesmo número abre. Por exemplo: i_{C1max} ocorre quando a chave S_1 abre, no início da 5ª etapa, conforme mostra a Figura 62:

$$i_{C1max} = i_{L1} - i_{C2} - i_b \rightarrow S_1 \text{ aberta.} \quad (148)$$

A condição necessária para um modo de condução contínua nos indutores é que as suas correntes mínimas sejam positivas. Logo, o limite entre os modos de condução contínuo e descontínuo no indutor é determinado por

$$\frac{4V_i}{N_F(1-D_e)^2R_o} = \frac{V_iD_e}{2L_1f_e}. \quad (149)$$

A combinação mínima da indutância e da frequência efetiva para o modo de condução contínua no conversor proposto é portanto

$$L_{1min} = \frac{D_eN_F(1-D_e)^2R_o}{8f_e}. \quad (150)$$

As tensões nos capacitores podem ser calculadas tomando como base o equacionamento das correntes nos capacitores. Com a chave S_1 aberta e diodo D_1 polarizado diretamente, nas 5ª e 6ª etapas (t_4 - t_6), período em que o capacitor C_1 é carregado, a malha de corrente na saída é

$$i_{C1} = i_o = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(t_6 - t_4)} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(1-D)T}. \quad (151)$$

Rearranjando,

$$\frac{\Delta V_{C1}}{(t_6 - t_4)} = \frac{\Delta V_{C1}}{(1-D)T} = \frac{i_o}{C_1}. \quad (152)$$

A taxa de variação é uma constante e a tensão cresce linearmente, como mostrado na Figura 62. A variação de tensão no capacitor (ΔV_{C1}) é calculada por,

$$(\Delta V_{C1})_{aberta} = i_o \frac{(1-D)T}{C_1} = \frac{i_o D_e}{C_1 f_e} = \frac{V_o D_e}{C_1 R_o f_e}. \quad (153)$$

Com a chave S_1 fechada novamente, na 7ª e na 8ª etapas (t_6 - t_8), o diodo D_1 fica polarizado reversamente e deixa de fornecer caminho para a corrente do indutor L_1 . A corrente no capacitor é

$$i_{C1} = -i_o = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(t_8 - t_6)} = C_1 \frac{\Delta V_{C1}}{(1-D)T}. \quad (154)$$

Rearranjando,

$$\frac{\Delta V_{C1}}{(t_8 - t_6)} = \frac{\Delta V_{C1}}{(1-D)T} = \frac{-i_o}{C_1}. \quad (155)$$

A variação de tensão no capacitor é

$$(\Delta V_{C1})_{fechada} = \frac{-i_o(1-D)}{C_1 f_s} = \frac{-i_o D_e}{C_1 f_e} = \frac{-V_o D_e}{C_1 R_o f_e}. \quad (156)$$

Fazendo referência à Equação (93), considerando algumas substituições e simplificações, a tensão dos capacitores é expressa como

$$V_{C1} = \frac{V_i i_i}{2i_o} = \frac{V_i}{(1 - D_e)}. \quad (157)$$

As tensões máxima e mínima nos capacitores são determinadas da seguinte forma:

$$V_{C1max} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{V_i}{(1 - D_e)} + \frac{[V_o - i_i(1 - D_e)]D_e}{2C_1 R_o f_e}, \quad (158)$$

$$V_{C1min} = V_{C1} - \frac{\Delta V_{C1}}{2} = \frac{V_i}{(1 - D_e)} - \frac{[V_o - i_i(1 - D_e)]D_e}{2C_1 R_o f_e}. \quad (159)$$

A tensão máxima dos indutores de uma célula pode ser equacionada da seguinte forma:

$$V_{L1max} = V_i. \quad (160)$$

EFICIÊNCIA

Tendo como base algumas referências (HART, 2010) e desprezando outras perdas, a potência fornecida pela fonte deve ser a soma da potência absorvida pela carga com a potência ocasionada pelas perdas nos indutores.

$$P_i = P_o + P_{rL} \quad (161)$$

$$V_i i_{L1} N_F = V_o i_o + i_{L1}^2 (r_{L1} + r_{L2}) N_F,$$

onde r_{L1} e r_{L2} são as respectivas resistências em série dos indutores L_1 e L_2 .

A corrente na saída i_o é

$$i_o = i_{L1} N_F (1 - D). \quad (162)$$

Substituindo i_o na Equação (29),

$$V_i i_{L1} N_F = V_o i_{L1} N_F (1 - D) + i_{L1}^2 (r_{L1} + r_{L2}) N_F \quad (163)$$

que fica sendo

$$V_i = V_o (1 - D) + i_{L1} (r_{L1} + r_{L2}). \quad (164)$$

Em termos de V_o pela Equação (30), i_{L1} é

$$i_{L1} = \frac{V_o}{R_o N_F (1 - D)}. \quad (165)$$

Substituindo i_{L1} na Equação (32) e simplificando se tem,

$$V_i = V_o(1 - D) + \frac{V_o r_{L1}}{R_o(1 - D)}. \quad (166)$$

Resolvendo para M ,

$$M = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \left(\frac{1}{1 + r_{L1}/[R_o(1 - D_e)^2]} \right). \quad (167)$$

Os ganhos estáticos dos quatro conversores *boost* estudados, são mostrados na Figura 63 (o ganho do conversor proposto é mostrado com pontos):

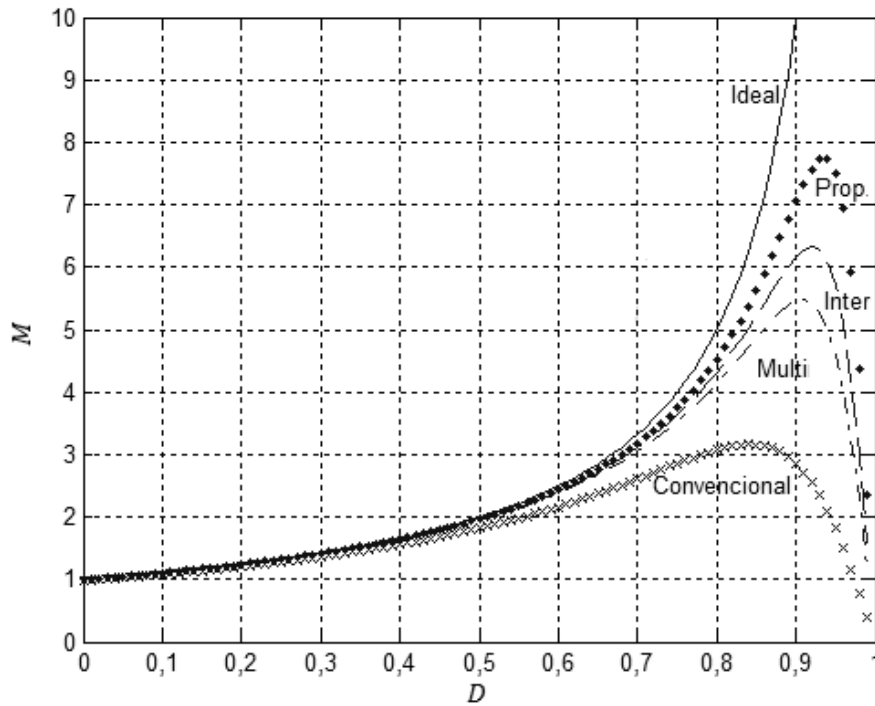


Figura 63. Comparação entre os ganhos do conversor proposto e dos demais.

As resistências dos indutores também afetam a eficiência da potência do conversor. A eficiência é a razão da potência de saída pela potência de entrada mais as perdas:

$$\eta = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + i_{L1}^2(r_{L1} + r_{L2})N_F}. \quad (168)$$

Usando a Equação (33),

$$\eta = \frac{V_o^2/R_o}{V_o^2/R_o + [V_o/R_o N_F(1 - D)]^2(r_{L1} + r_{L2})N_F}, \quad (169)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + r_{L1}/[R_o(1 - D_e)^2]}.$$

A Figura 64 mostra finalmente, um gráfico com as eficiências dos quatro conversores *boost* estudados. Comparado aos demais, o conversor *boost* de três

níveis intercalados possui uma eficiência, considerando a resistência no indutor, maior que os conversores *boost* convencional, *boost* multinível e que *boost* intercalado.

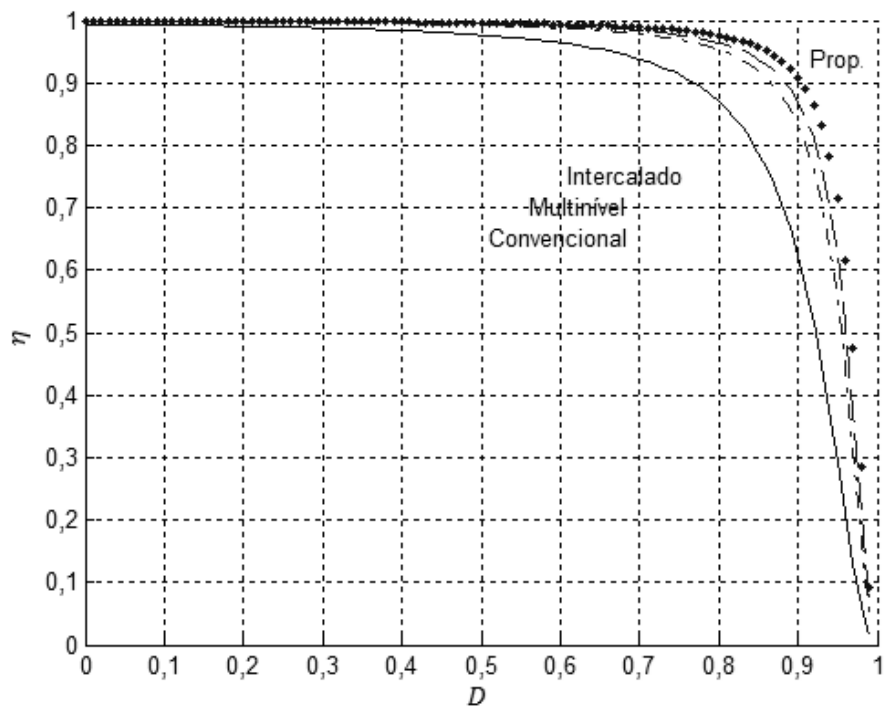


Figura 64. Comparação entre as eficiências do conversor proposto e dos demais.