



FACULDADE DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAFAEL RODRIGUES DA PAZ

ANÁLISE E MODELAÇÃO DE PERDAS EM  
CONVERSORES CC-CC DO TIPO *BOOST*  
ENTRELAÇADOS

BAURU/SP  
2014

RAFAEL RODRIGUES DA PAZ

ANÁLISE E MODELAÇÃO DE PERDAS EM  
CONVERSORES CC-CC DO TIPO *BOOST*  
ENTRELAÇADOS

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia de Bauru UNESP como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Orientador: Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves**  
**Coorientador: Prof. Dr. Diego Colón**

BAURU/SP  
2014

Da Paz, Rafael Rodrigues.

Análise e modelação de perdas em conversores CC-CC do tipo *BOOST* entrelaçados / Rafael Rodrigues da Paz, 2014

128 f.

Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2014

1. Conversores estáticos CC-CC *Boost*. 2. Modelação de conversores estáticos. I. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia. II. Título.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"  
Campus de Bauru

### PROPOSTA DE ALTERAÇÃO DO TÍTULO

A COMISSÃO EXAMINADORA PROPÕE A ALTERAÇÃO DO TÍTULO DO TRABALHO DO ALUNO: RAFAEL RODRIGUES DA PAZ

DE: "AVALIAÇÃO DE CONVERSORES ELEVADORES DO TIPO BOOST ENTRELACADOS EM APLICAÇÕES DE ENERGIAS RENOVÁVEIS"

PARA:

ANÁLISE E MODELAÇÃO DE PERDAS EM CONVERSORES  
CC-CC DO TIPO BOOST ENTRELACADOS

Bauru, 20 de janeiro de 2014.

Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves  
Orientador




Faculdade de Engenharia de Bauru – Pós-graduação  
Av. Eng. Luiz Edmundo Carrijo Coube, 14-01 17033-360 Bauru - SP.  
tel (14) 3103-6108 spg@feb.unesp.br www.feb.unesp.br

**ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE Mestrado de RAFAEL RODRIGUES DA PAZ, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DO(A) FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU.**

Aos 20 dias do mês de janeiro do ano de 2014, às 14:00 horas, no(a) CAMPUS EXPERIMENTAL DE SOROCABA, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES do(a) Coordenadoria de Curso / Unidade de Sorocaba, Prof. Dr. CLAUDIONOR FRANCISCO DO NASCIMENTO do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de São Carlos, Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI do(a) Campus Experimental de Sorocaba, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE Mestrado de RAFAEL RODRIGUES DA PAZ, intitulado "AVALIAÇÃO DE CONVERSORES ELEVADORES DO TIPO BOOST ENTRELAÇADOS EM APLICAÇÕES DE ENERGIAS RENOVÁVEIS". Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que, após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES 

Prof. Dr. CLAUDIONOR FRANCISCO DO NASCIMENTO 

Prof. Dr. PAULO JOSE AMARAL SERNI 

Dedico esse trabalho a todos os meus amigos e familiares, em especial a Alzira Rodrigues Alves e Enéias Rodrigues da Costa.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus colegas de classe Alessandro Bogila, Hildo Guilhardi e Luiz Fernando Vieira, aos professores Dr. Paulo José Amaral Serni, Dr. Fernando Pinhabel Marafão e em especial ao meu orientador Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves. Agradeço também ao GASI da UNESP de Sorocaba, a seção de pós-graduação da UNESP de Bauru e a CAPES por ter me apoiado com uma bolsa de estudos.

"Um gênio consiste de 1% de inspiração de 99% de transpiração."

"Nossa maior fraqueza está em desistir. O caminho mais seguro para o sucesso é sempre tentar apenas uma vez mais."

(Thomas Edson)



## RESUMO

**Orientador:** Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves.

**Coorientador:** Prof. Dr. Diego Colón.

**Área de Concentração:** Eletrônica de Potência.

**Número de páginas:** 128

O objetivo deste trabalho consiste em realizar a análise de topologias de conversores CC-CC chaveados elevadores, com elevado ganho, para servirem de estágio de entrada em aplicações de sistemas de energias alternativas. As arquiteturas dos conversores são analisadas e comparadas com relação aos seus aspectos construtivos e operacionais, incluindo os esforços de tensão e corrente nos interruptores e a característica da forma da onda de corrente drenada da fonte de alimentação. Os conversores elevadores avaliados na proposta são construídos empregando técnicas de arquitetura celular, considerando a associação paralela das células de potência de conversores elevadores, especificamente a célula *Boost*. Os modos de operação são analisados considerando o modo de condução contínua, modo de condução crítica e modo de condução descontínua. Para a associação paralela, a operação das células de potência é delimitada através da técnica de entrelaçamento. Os comportamentos dos conversores são avaliados considerando o desenvolvimento de modelos baseados na estratégia de modelação por valores médios, e ratificados por simulações computacionais.

**Palavras-chaves:** Conversores Estáticos CC-CC *Boost*, Modelação de Conversores Estáticos.

## ABSTRACT

**Advisor:** Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves.

**Co-supervisor:** Prof. Dr. Diego Colón.

**Concentration Area:** Power Electronics.

**Number of Pages:** 128

The goal of this work is to develop the analysis and modeling of step-up switched DC-DC converters architectures, with high gain, to serve as input stage in renewable energy systems applications. The power converter architectures are analyzed and compared with respect to their construction and operational aspects, including voltage and current stresses in the switches and the characteristic of the current waveform drawn from the power source. The step-up converters are constructed using cellular architecture, considering the parallel association of power cells, specifically the *Boost* power cell. The operating modes are analyzed considering continuous conduction mode, discontinuous conduction mode and critical conduction mode. In parallel association, the operation of power cells is performed using interleaved technique. The behavior of the converters are evaluated considering the development of models based on average modeling strategy averages, and ratified by computer simulations.

**Keywords:** Static DC-DC Converters, DC-DC *Boost* Converters, Average Modeling.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Demanda do consumo de energia mundial: histórico e projeção 1990-2040 .....	29
Figura 1.2 – Demanda do consumo de energia elétrica no Brasil: histórico e projeção 2010-2040 .....	30
Figura 1.3 - Geração de Energia Elétrica por fonte de energia: Histórico e Projeção 2010-2040 .....	31
Figura 1.4 - Geração de Energia Elétrica no Brasil por fonte de energia: Histórico e Projeção 2010-2040 .....	32
Figura 1.5 - Estrutura básica de um sistema de geração fotovoltaica de energia elétrica.....	33
Figura 1.6 -- Sistema de geração fotovoltaica de energia elétrica: exemplos de instalações residenciais e comerciais .....	33
Figura 2.1 – Circuito esquemático do conversor <i>Boost</i> ideal .....	37
Figura 2.2 - Formas de onda para os modos de operação MCC, MCD e MCCr	38
Figura 2.3 – Circuito esquemático equivalente do conversor CC-CC <i>Boost</i> no estágio de operação 1 .....	39
Figura 2.4 – Circuito esquemático equivalente do conversor CC-CC <i>Boost</i> no estágio de operação 2.....	40
Figura 2.5 – Circuito esquemático equivalente do conversor CC-CC <i>Boost</i> no estágio de operação 3.....	40
Figura 2.6 – Associação série de conversores CC/CC: Duplo <i>boost</i> .....	45
Figura 2.7– Arquitetura celular paralela de duas células de topologia <i>boost</i> .....	46
Figura 2.8 – Formas de onda de corrente do conversor global considerando as técnicas aditiva e entrelaçamento para uma arquitetura celular paralela de 2 conversores <i>Boost</i> .....	47
Figura 3.1 - Curvas características de operação do IGBT (a) e do diodo (b) .....	51
Figura 3.2 - Curva da energia média demandada no processo de entrada em condução ( $E_{on}$ ) em função da corrente de coletor.....	53
Figura 3.3 - Curva da energia média demandada no processo de bloqueio ( $E_{off}$ ) em função da corrente de coletor.....	53
Figura 3.4 – Formas de onda características de corrente e tensão em um diodo na comutação para o bloqueio .....	54
Figura 4.1 – Modelo do indutor incluindo as perdas no cobre .....	59

Figura 4.2 – Modelo dos semicondutores (diodo D e interruptor S) incluindo as perdas de condução para o estágio de condução.....	59
Figura 4.3 – Circuitos esquemáticos dos três estágios de operação considerando a inclusão das perdas de condução.....	60
Figura 4.4 – Formas de onda características da corrente e tensão no indutor do conversor <i>boost</i> para os três modos de condução.....	62
Figura 4.5 – Formas de onda características da corrente nos semicondutores do conversor <i>boost</i> para os três modos de condução.....	63
Figura 4.6 – Efeito da relação da tensão em condução do interruptor controlado pela tensão de alimentação sobre o ganho estático .....	69
Figura 4.7 – Efeito da relação da resistência em condução do interruptor controlado pela resistência de carga sobre o ganho estático, com a relação de tensão em condução igual a 1,5% .....	70
Figura 4.8 – Efeito da relação da tensão em condução do interruptor autônomo pela tensão de alimentação sobre o ganho estático .....	71
Figura 4.9 – Efeito da relação da resistência em condução do interruptor autônomo pela resistência de carga sobre o ganho estático, com a relação de tensão em condução igual a 0,75% .....	71
Figura 4.10 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o ganho estático .....	72
Figura 4.11 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o rendimento.....	73
Figura 4.12 – Efeito da relação da resistência em condução do interruptor controlado pela resistência de carga sobre o rendimento, com a relação de tensão em condução igual a 1,5% .....	74
Figura 4.13 – Efeito da relação da resistência em condução do interruptor autônomo pela resistência de carga sobre o rendimento, com a relação de tensão em condução igual a 0,75% .....	74
Figura 4.14 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o rendimento, com todas as outras perdas consideradas .....	75
Figura 4.15 – Curva 3D da superfície relacionada com o ganho estático e rendimento em função da razão cíclica, com todas as perdas de condução consideradas no caso exemplo .....	76

Figura 4.16 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o rendimento em casos multicelulares, com todas as outras perdas desconsideradas .....	77
Figura 4.17 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o ganho estático em casos multicelulares, com todas as outras perdas desconsideradas .....	77
Figura 5.1 - Identificação das variáveis $A_e$ , $W_A$ , $A_w$ e $l_g$ em um núcleo do tipo NEE .....	89
Figura 5.2 - Comparativo relativo às ocupações de área de janela dos núcleos usados para cada caso .....	94
Figura 5.3 - Comparativo relativo às resistências série dos indutores para cada modo de operação .....	95
Figura 5.4 – Cálculo da corrente média no indutor da célula de potência <i>boost</i>	97
Figura 5.5 – Perdas médias totais para a potência nominal.....	97
Figura 5.6 – Perdas médias no cobre do indutor para a potência nominal .....	98
Figura 5.7 – Perdas médias de condução no interruptor para a potência nominal.....	98
Figura 5.8 – Perdas médias de comutação de entrada em condução no interruptor para a potência nominal.....	99
Figura 5.9 – Perdas médias de comutação de bloqueio no interruptor para a potência nominal .....	100
Figura 5.10 – Rendimentos para a potência nominal .....	100
Figura 5.11 - Formas de onda da corrente através do indutor (1 cel.) .....	102
Figura 5.12 - Forma de onda da tensão na carga (1 cel.) .....	103
Figura 5.13 - Forma de onda da corrente na carga (1 cel.).....	105
Figura 5.14 - Forma de onda da corrente no interruptor (1 cel.).....	106
Figura 5.15 - Forma de onda da corrente no diodo (1 cel.) .....	107
Figura 5.16 - Forma de onda da tensão no interruptor (1 cel.) .....	108
Figura 5.17 - Forma de onda da tensão no diodo (1 cel.) .....	109
Figura 5.18 - Formas de ondas da corrente nos indutores (2 cel.).....	111
Figura 5.19 - Forma de onda da corrente na carga (2 cel.).....	112
Figura 5.20 - Forma de onda da corrente no interruptor (2 cel.).....	113
Figura 5.21 - Forma de onda da corrente no diodo (2 cel.) .....	114

Figura 5.22 – Ondulação da forma de onda de corrente de entrada obtida para a potência nominal através de simulação computacional .....	116
Figura 5.23 – Conjunto das magnitudes das perdas médias para a potência nominal obtidas por simulação computacional .....	117
Figura 5.24 – Perdas médias totais para a potência nominal obtidas por simulação computacional .....	118
Figura 5.25 – Rendimentos obtidos para a potência nominal através de simulação computacional .....	118

## LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 - Especificações para o caso típico .....	84
Tabela 5.2 – Resumo de valores para as grandezas de operação e componentes considerando o MCC .....	85
Tabela 5.3 – Resumo de valores para os componentes considerando os MCC e MCCr .....	86
Tabela 5.4 – Esforços máximos de operação nos semicondutores relacionados com caso ideal em MCD .....	86
Tabela 5.5 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para caso de 1 célula no MCC .....	91
Tabela 5.6 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para o caso de 2 células no MCC .....	91
Tabela 5.7 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para o caso de 1 célula no MCD .....	92
Tabela 5.8 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para caso de 2 células no MCD .....	92
Tabela 5.9 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para o caso de 1 célula no MCCr .....	93
Tabela 5.10 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para o caso de 2 células no MCCr .....	93
Tabela 5.11- Valores estimados das correntes nos semicondutores e indutores para os casos avaliados .....	96
Tabela 5.12 - Perdas nos elementos do conversor e rendimento para os casos avaliados .....	96
Tabela 5.13 - Coletânea de valores obtidos para cada um dos casos de operação .....	115
Tabela 5.14 - Perdas e rendimentos obtidos nos elementos do conversor .....	116

## LISTA DE ABREVIATURAS

B	Indução magnética
CC-CC	Corrente contínua para corrente contínua
cel.	Célula
D	Razão cíclica
ESR	Resistência série equivalente
FM	<i>Frequency Modulation</i> (Modulação por frequência)
fs	Frequência constante
$i_o$	Corrente de saída
$I_D$ - média	Corrente média no diodo
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de porta isolada)
J	Densidade de corrente
lg	Entreferro
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MCCr	Modo de Condução Crítico
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de efeito de campo metal oxido semiconductor)
N	Número de espiras
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (modulação por largura de pulso)
Vin	Tensão de entrada
Vout	Tensão de saída
T	Período de chaveamento
TBP	Transistor Bipolar de Potência
ton	Tempo em condução do interruptor
$T_{sw}$	Período de chaveamento



## LISTA DE SÍMBOLOS

Co	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
S	Interruptor
R	Resistor
V	Fonte de tensão

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>29</b>
<b>2 CONVERSOR BOOST .....</b>	<b>37</b>
<b>2.1 Estágios de Operação Generalizados .....</b>	<b>39</b>
2.1.1 Estágio de Operação 1 .....	40
2.1.2 Estágios de Operação 2 e 3.....	41
2.1.3 Condições de Restrição para os Modos de Operação.....	43
<b>2.2 Conversores Multicelulares .....</b>	<b>44</b>
<b>3 PERDAS MÉDIAS NO CONVERSOR CC-CC BOOST.....</b>	<b>49</b>
<b>3.1 Perdas Médias no Indutor e Capacitor .....</b>	<b>49</b>
<b>3.2 Perdas Médias nos Semicondutores.....</b>	<b>50</b>
3.2.1 Perdas de Condução nos Semicondutores.....	50
3.2.2 Perdas de Chaveamento nos Semicondutores.....	52
<b>3.3 Conclusões Parciais .....</b>	<b>55</b>
<b>4 MODELOS GENERALIZADOS: VALORES MÉDIOS.....</b>	<b>57</b>
<b>4.1 Técnica de Modelação por Valores Médios .....</b>	<b>57</b>
<b>4.2 Modelação de Perdas.....</b>	<b>59</b>
<b>4.3 Estágios de Operação – Célula Única .....</b>	<b>60</b>
<b>4.4 Estágios de Operação – Arquitetura Multicelular Paralela e Entrelaçada.....</b>	<b>65</b>
<b>4.5 Ganho de Conversão Estático e Rendimento – Modo MCC .....</b>	<b>66</b>
<b>4.6 Ganho de Conversão Estático e Rendimento – Modo MCD e MCCr..</b>	<b>78</b>
<b>4.7 Conclusões Parciais .....</b>	<b>81</b>
<b>5 ANÁLISE DE OPERAÇÃO: ESTUDOS DE CASOS.....</b>	<b>83</b>
<b>5.1 Projeto dos Componentes.....</b>	<b>83</b>
5.1.1 Especificação dos Semicondutores .....	86
5.1.2 Especificação dos Capacitores .....	87
5.1.3 Especificação dos Indutores .....	87
<b>5.2 Resultados Estimados Usando Modelo por Valores Médios .....</b>	<b>95</b>
<b>5.3 Resultados Estimados Usando Simulação Computacional .....</b>	<b>101</b>
<b>6 CONCLUSÕES .....</b>	<b>121</b>
<b>TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>123</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>125</b>

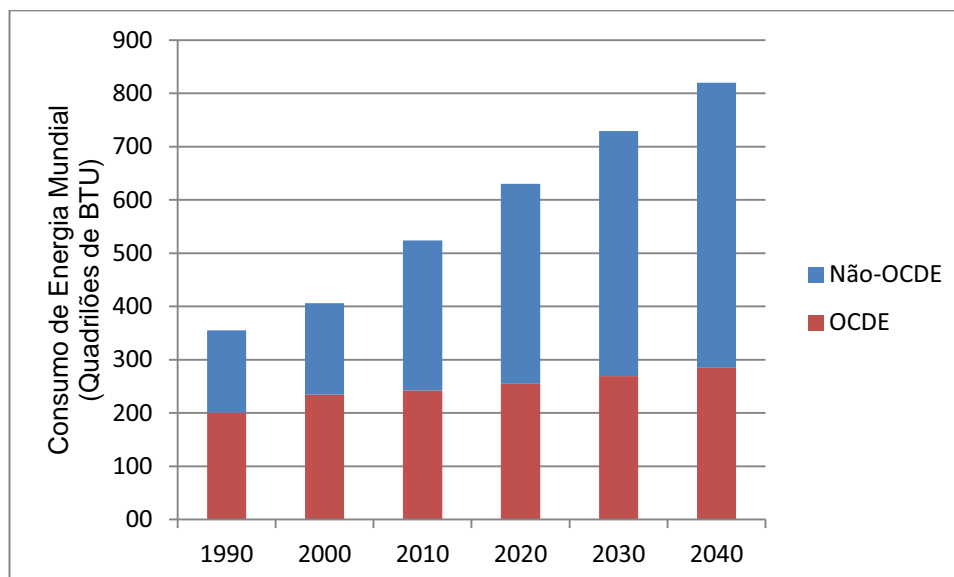
## 1 INTRODUÇÃO

Desde o surgimento dos primeiros sistemas comerciais de fornecimento no século XIX, a energia elétrica se tornou uma necessidade no dia a dia do ser humano devido aos benefícios proporcionados nos setores industriais, comerciais e para o consumidor final, onde trabalhos podem ser realizados através do processamento desta energia por máquinas e dispositivos. A disponibilidade da energia elétrica com qualidade permite que indústrias processem matérias primas como minérios e que fabriquem equipamentos, roupas, medicamentos e alimentos, além de permitir a realização de serviços em diversos setores [1].

Neste sentido, a energia elétrica aliada ao emprego de tecnologias modernas acarretou em mudanças qualitativas na vida humana, proporcionando tanto o aumento da produtividade econômica quanto a melhoria do bem-estar da população [2].

De acordo com as projeções relatadas no *International Energy Outlook 2013* o consumo mundial de energia poderá crescer 56 por cento entre 2010 e 2040, conforme mostra a figura 1.1 [3].

Figura 1.1 – Demanda do consumo de energia mundial: histórico e projeção 1990-2040

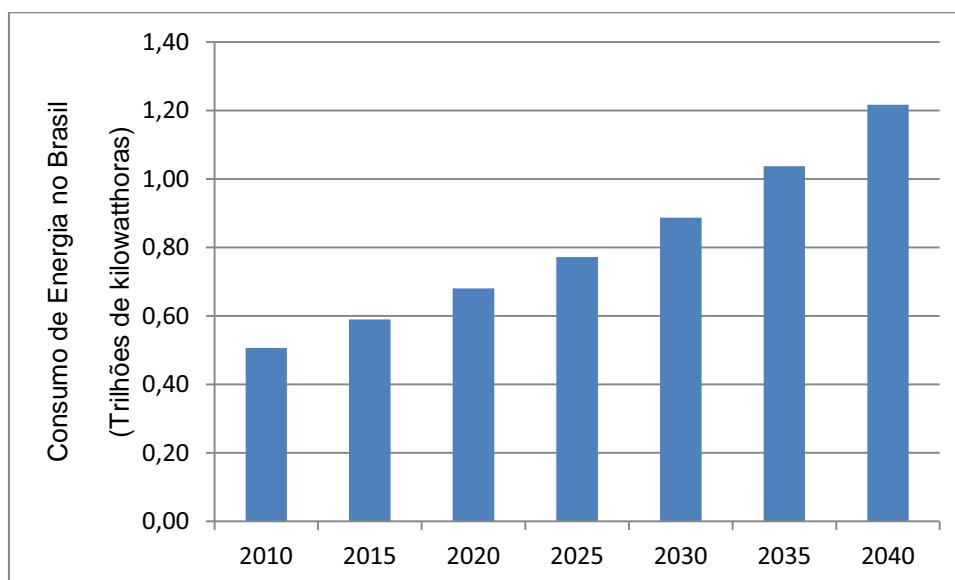


Fonte: IEA, International Energy Outlook - Julho, (2013)

As projeções indicam que grande parte do crescimento na demanda de consumo de energia global deverá ocorrer em países em desenvolvimento fora da Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Econômico (OCDE), conhecida

como Não-OCDE e que inclui o Brasil, onde a demanda deve ser impulsionada por um crescimento forte e de longo prazo da economia e pela população em expansão. Assim, o consumo de energia em países não membros da OCDE deve aumentar em 90 por cento, enquanto nos países membros da OCDE o aumento deverá ser de apenas 17 por cento, pois estas nações já representam consumidores de energia com comportamentos estabelecidos e com um crescimento econômico mais lento além das baixas taxas de crescimento populacional. A projeção da demanda de energia elétrica apresentada para o Brasil mostrada na figura 1.2 acompanha este indicativo. Além disso, os setores industriais em ambas as projeções continuam a responder pela maior parcela do consumo de energia [3].

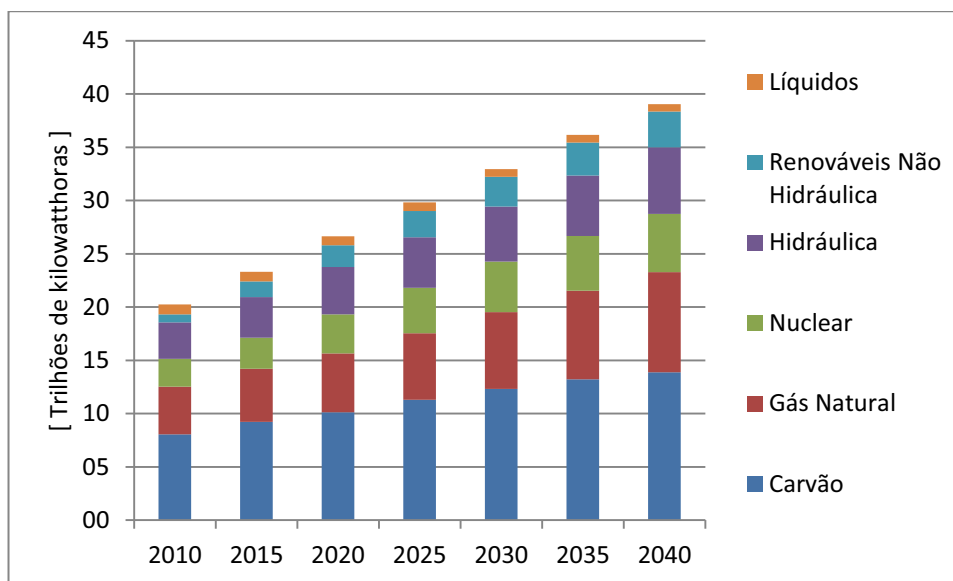
Figura 1.2 – Demanda do consumo de energia elétrica no Brasil: histórico e projeção 2010-2040



Fonte: IEA, International Energy Outlook (Julho, 2013)

Por outro lado, a diversidade de combustíveis primários utilizados para gerar eletricidade no mundo ao longo das últimas décadas foi grande. Entretanto, constata-se que os combustíveis fósseis ainda continuam a ser o combustível mais utilizado na geração de eletricidade, conforme ilustra a figura 1.3.

Figura 1.3 - Geração de Energia Elétrica por fonte de energia: Histórico e Projeção 2010-2040

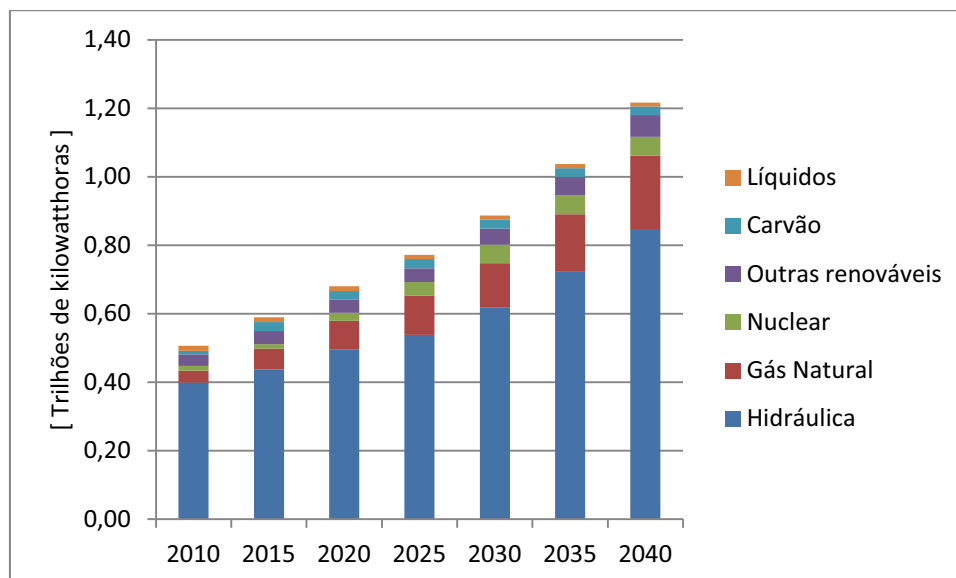


Fonte: IEA, International Energy Outlook (Julho, 2013)

A elevação dos preços dos combustíveis fósseis, à partir do final década de 70, em combinação com as preocupações sobre as consequências ambientais de emissões de gases de efeito estufa resultou no aumento de interesse no desenvolvimento de alternativas aos combustíveis fósseis para a geração de energia elétrica, especificamente, fontes renováveis de energia.

Por outro lado, a figura 1.4 mostra que a situação atual e a projeção da geração de energia elétrica no Brasil são dominadas pela energia hidráulica/hidrelétrica, respondendo por quase 80 por cento da geração elétrica líquida em 2010. Assim, visando a diminuição da dependência da geração de energia por hidrelétricas, para mitigar o risco de escassez durante períodos de secas severas, o governo do Brasil vem incentivando programas para a diversificação dos combustíveis utilizados na geração de energia, especialmente os baseados em energias renováveis diferentes das fontes hidráulicas e em processos limpos [4].

Figura 1.4 - Geração de Energia Elétrica no Brasil por fonte de energia: Histórico e Projeção 2010-2040



Fonte: IEA, International Energy Outlook (Julho, 2013)

Basicamente, energia renovável é definida como sendo a energia que pode ser considerada inesgotável para os padrões humanos. Dessa forma, podendo ser utilizada em grande abundância sem ocasionar o seu esgotamento. Algumas das energias renováveis envolvem em sua utilização um baixo impacto ambiental, mas com alto custo de implantação quando comparado com as fontes de energia baseadas em combustíveis fósseis e seus derivados, denominadas, não renováveis.

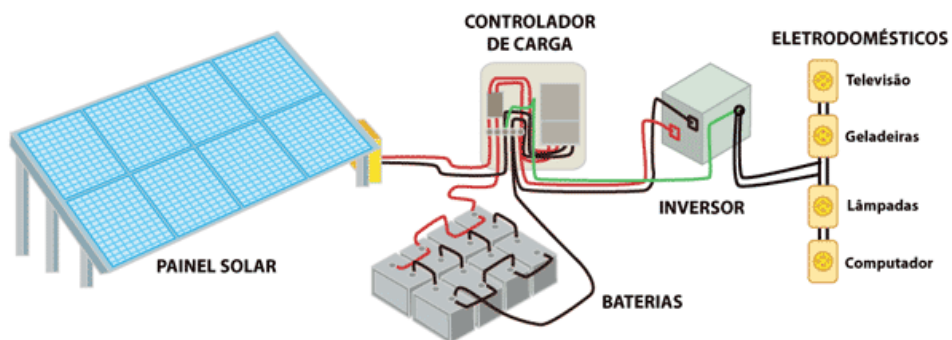
As energias não renováveis provenientes do petróleo, gás e carvão são extraídas dos recursos existentes no planeta, finitos para os padrões humanos, e sua exploração e utilização representam situações altamente poluentes. As fontes limpas de energia estão associadas com as fontes de energia renováveis e sua influência no impacto ambiental, assim como na emissão de poluentes e resíduos são baixos e pequenos se comparados com as fontes de energia não renováveis [5, 6].

Neste contexto, as evoluções existentes nos processos de fabricação de materiais resultaram no surgimento de novas tecnologias de dispositivos eletrônicos e, por conseguinte no desenvolvimento de estruturas para processamento eletrônico da energia elétrica proveniente de diversas fontes de energia através da eletrônica de potência.

Atualmente os sistemas de alimentação baseados em energias renováveis empregando eletrônica de potência estão se tornando aplicações cada vez mais comuns nas indústrias e nas casas dos consumidores, especialmente os baseados na utilização de painéis fotovoltaicos [7, 8].

As figuras 1.5 e 1.6 mostram respectivamente a estrutura básica de um sistema de geração fotovoltaica e exemplos de instalações residenciais e comerciais com sistemas de geração de energia fotovoltaica [9].

Figura 1.5 - Estrutura básica de um sistema de geração fotovoltaica de energia elétrica



Fonte: Atlas da Energia - Aneel (2013)

Figura 1.6 — Sistema de geração fotovoltaica de energia elétrica: exemplos de instalações residenciais e comerciais



Fonte: Extraída do Google Imagens (2013)

Normalmente a aplicação de energia renovável com base em painéis fotovoltaicos, incluindo opcionalmente as baterias para armazenamento de energia,

precisa de um conversor CC-CC capaz de fornecer um alto ganho estático de conversão de tensão de forma a permitir uma interação eficiente destas fontes de energia com características de alta corrente e de baixa tensão para a alta tensão do barramento CC necessária para a operação do conversor CC-CA. Além do elevado ganho de conversão estático de tensão e da alta eficiência neste tipo de conversor CC-CC também são desejadas características como: baixo esforço de tensão nos interruptores, uma forma de onda de corrente de entrada contínua com ondulação pequena, usualmente menor que 20% e isolamento quando há a possibilidade de integração com as redes de alimentação comerciais [10 - 12].

Nesse sentido, o conversor CC-CC do tipo *Boost* representa uma das topologias mais empregadas em aplicações industriais para elevação de tensão, especialmente por proporcionar um elevado aproveitamento dos componentes considerando a relação da potência processada e custo. Entretanto, quando o conversor *Boost* opera no modo de condução contínua (MCC), e em frequências de chaveamento elevadas, os diodos com rápida recuperação podem provocar perdas significativas durante a recuperação reversa [13].

Assim, considerando a topologia *boost* convencional, composta apenas por uma célula de potência e com a operação no MCC, a obtenção de um elevado ganho estático de tensão pode ser penalizada pelas limitações relacionadas com as perdas na operação e devido a razão cíclica necessária ser muito elevada [14].

Novas técnicas de controle e comutação foram propostas visando atenuar as desvantagens da operação, mas mantendo as características positivas desse conversor. Uma estratégia voltada para estes objetivos consiste em operar o conversor *boost* na região de modo de condução crítica (MCCr), correspondente à fronteira entre o modo de condução descontínua (MCD) e o modo de condução contínua (MCC). O modo de condução crítica (MCCr) inerentemente permite a entrada em condução do interruptor semiconductor de maneira não dissipativa com corrente nula e o bloqueio do diodo retificador da saída através de uma derivada suave de corrente, minimizando as perdas com a recuperação reversa, pois não existe energia circulando no diodo. Entretanto, a operação no MCCr resulta em uma forma de onda de corrente na entrada com característica pulsada, possuindo valores de pico de corrente elevados, podendo exceder o dobro do seu valor médio, o que requer um estágio de filtragem [15, 16].



No intuito de minimizar os problemas relacionados com os esforços de corrente na filtragem do modo de condução crítico, novas metodologias utilizam conversores com arquitetura celular para a construção de conversores chaveados. Nestes conversores as estruturas podem ser arrançadas em paralelo ou série, formando um conversor equivalente àquele conversor de elevada potência, único e volumoso. A taxa de potência processada por cada célula é escolhida de acordo com compromissos, envolvendo custo, volume, taxa de distorção harmônica, interferência eletromagnética e confiabilidade [16,17].

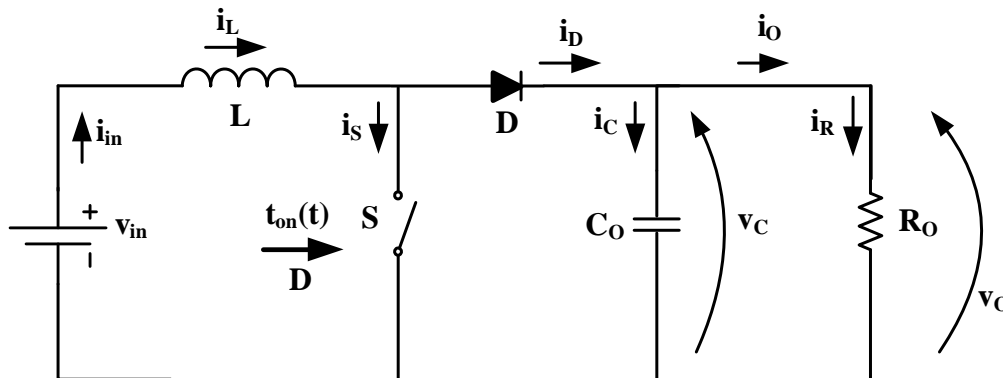
Assim, este trabalho realiza análises de topologias de conversores CC-CC elevadores, considerando a possibilidade de servirem como estágio de entrada em aplicações de sistemas de energias renováveis baseadas na energia fotovoltaica. As topologias dos conversores são analisadas e comparadas com relação aos seus aspectos construtivos e operacionais, incluindo os esforços de tensão e corrente nos interruptores e a característica da forma de onda de corrente drenada da fonte de alimentação. Para a associação paralela, a operação das células de potência é delimitada através da técnica denominada de entrelaçamento e os modos de operação analisados são os modos de condução contínua, de condução crítica e de condução descontínua. Os comportamentos dos conversores são avaliados considerando modelos baseados na estratégia de modelação por valores médios, e ratificados por simulações computacionais.

## 2 CONVERSOR BOOST

O conversor CC-CC do tipo *Boost* é um circuito eletrônico que realiza a conversão de energia considerando a obtenção de uma tensão média de saída maior que a tensão disponível em seu terminal de entrada, ou seja, operando como um conversor elevador de tensão.

O circuito esquemático simplificado do conversor *Boost*, onde os elementos são considerados ideais é ilustrado na figura 2.1. Basicamente o conversor é composto por quatro elementos: um indutor acumulador (L), um diodo (D), um interruptor (S) e um filtro de saída composto por um capacitor (C<sub>o</sub>).

Figura 2.1 – Circuito esquemático do conversor *Boost* ideal



Fonte: Autor (2012)

O interruptor (S) deve possuir capacidade de bloqueio de corrente contínua. Os sinais de acionamento do interruptor (S) podem ser gerados através das técnicas de modulação por largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*) ou modulação por frequência (*FM-Frequency Modulation*). A modulação PWM usualmente é obtida através de uma portadora com forma de onda triangular com frequência ( $f_s$ ) comparada com um sinal de controle para a obtenção da regra de acionamento do interruptor. Enquanto os sinais lógicos de acionamento na modulação FM estão fundamentados no emprego da ondulação da corrente no indutor (ou da tensão no indutor), sendo essa dinâmica determinística para a obtenção da regra de acionamento do interruptor e o novo período de acionamento. Adicionalmente, este sinal de acionamento é modificado por um sistema de controle, usando estratégias

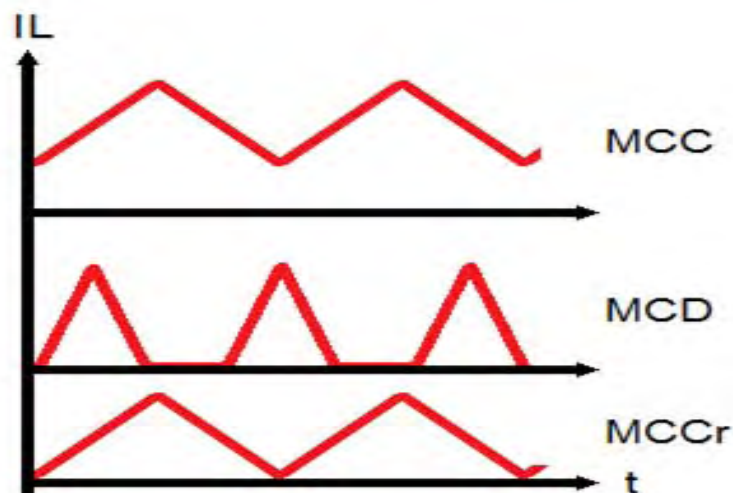
baseadas no modo tensão e no modo de corrente controlada (pico ou média), para prover a regulação da tensão e da corrente fornecida à carga.

Conforme os parâmetros de operação e as estratégias de acionamento do interruptor, a operação do conversor pode ser realizada através de três modos de acordo com a forma de onda da corrente através do indutor (L):

- Modo de condução contínua (MCC), quando a forma de onda da corrente no indutor sempre apresenta valor positivo e diferente de zero durante todo o período de chaveamento;
- Modo de condução descontínua (MCD), quando a forma de onda da corrente no indutor apresenta, em pelo menos um instante do período de chaveamento, um valor igual à zero;
- Modo de condução crítico (MCCr), quando a forma de onda da corrente no indutor permanece em zero durante um intervalo de tempo do período de chaveamento correspondente à fronteira entre o modo de condução descontínua (MCD) e o modo de condução contínua (MCC).

As representações das formas de onda para o indutor em cada um dos modos de condução podem ser visualizadas na figura 2.2.

Figura 2.2 - Formas de onda para os modos de operação MCC, MCD e MCCr



Fonte: Autor (2012)

Usualmente nos modos MCC e MCD é empregada a modulação PWM onde a frequência de chaveamento é constante. Entretanto, algumas técnicas baseadas na modulação por histerese, onde os valores instantâneos de

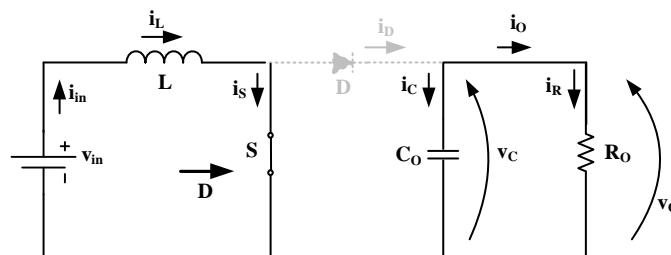
corrente no indutor são comparados com sinais de portadoras de referência, podem resultar em operação no MCC, mas com frequência variável. Para a obtenção do MCCr é necessário a aplicação de uma modulação que resulta também em operação com frequência variável, devido aos efeitos da variação da carga na operação do conversor.

## 2.1 Estágios de Operação Generalizados

Considerando a aplicação de uma estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) com frequência de chaveamento constante ( $f_s$ ), onde a relação entre o tempo em condução do interruptor ( $t_{on}$ ) e o período de chaveamento ( $T=1/f_s$ ) é denominada de razão cíclica ( $D$ ), o conversor CC-CC *Boost* ideal operando em regime permanente durante um período de chaveamento  $T$  pode ser representado de forma generalizada por até três estágios de operação. Os estágios de operação são delimitados pelos instantes de tempo relacionados com os sinais de comando do interruptor semicondutor e com o valor instantâneo da forma de onda da corrente através do indutor.

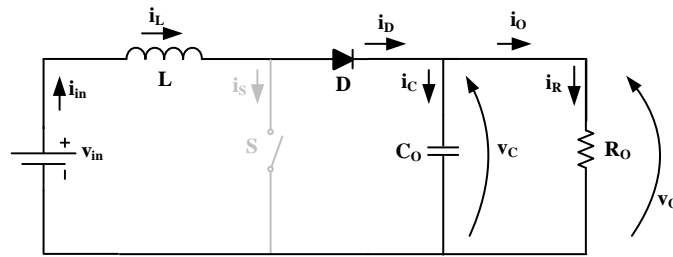
Os circuitos esquemáticos dos estágios de operação são apresentados nas figuras 2.3, 2.4 e 2.5, onde as representações em cinza significam o estado de bloqueio dos semicondutores e as setas informam o sentido de referência das grandezas de corrente e tensão indicadas. Para a representação dos modos de operação contínua e crítica são empregados de maneira cíclica os estágios 1 e 2, enquanto para a representação do modo de condução descontínua os estágios 1, 2 e 3 são empregados de maneira periódica.

Figura 2.3 – Circuito esquemático equivalente do conversor CC-CC *Boost* no estágio de operação 1



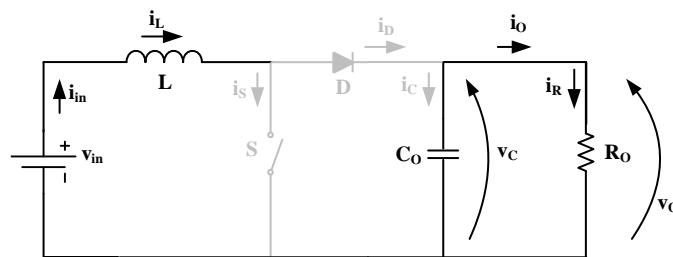
Fonte: Autor (2013)

Figura 2.4 – Circuito esquemático equivalente do conversor CC-CC Boost no estágio de operação 2



Fonte: Autor (2013)

Figura 2.5 – Circuito esquemático equivalente do conversor CC-CC Boost no estágio de operação 3



Fonte: Autor (2013)

### 2.1.1 Estágio de Operação 1

O primeiro estágio de operação tem o seu início demarcado pelo evento do comando para o acionamento do interruptor S para a condução no instante de tempo  $t=0$ . O diodo (D) permanece bloqueado durante toda a evolução deste estágio.

Com a entrada em condução, o interruptor (S) permite a existência de um fluxo de corrente entre a fonte de entrada ( $V_{in}$ ) e o indutor (L) causando a transferência de energia da fonte ( $V_{in}$ ) para o indutor (L), conforme (2.1).

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.1)$$

Assim, para o modo de condução contínuo a forma de onda da corrente através do indutor possui condição inicial de corrente  $i_0$  e derivada de crescimento constante delimitada pela razão entre a tensão de alimentação e a indutância, conforme (2.2).

$$i_L(t) = i_0 + \frac{V_{in}}{L} t \quad (2.2)$$

Nos modos de condução descontínua e crítica a condição inicial de corrente é nula e a forma de onda parte de zero, significando que a entrada em condução do interruptor nestes modos de condução acontece de forma não dissipativa, iniciando com corrente nula.

Concorrentemente o estágio de saída do conversor está desconectado da fonte de energia do estágio de entrada, sendo a resistência equivalente de carga ( $R_o$ ) alimentada pela energia existente no capacitor ( $C_o$ ) do estágio de saída, fazendo com que parcela da energia acumulada no capacitor seja transferida para a carga conforme (2.3) e que a tensão ( $V_c$ ) permaneça aplicada sobre os terminais do diodo.

$$C_o \frac{dv_c}{dt} = R_o i_o \quad (2.3)$$

Este estágio de operação tem sua duração delimitada pelo tempo de condução do interruptor, ou seja, pelo intervalo de tempo definido pela multiplicação da razão cíclica pelo período de chaveamento ( $D.T$ ). Assim, no instante de tempo  $t=D.T$  o interruptor  $S$  é comandado para o bloqueio em condições de comutação dissipativa em todos os modos de condução, pois o dispositivo está conduzindo uma corrente contínua denominada de  $i_p$  no instante do bloqueio, expressa por (2.4).

$$i_p = i_L(D.T_s) = i_o + \frac{V_{in}}{L} D.T_s \quad (2.4)$$

A ondulação da forma de onda de corrente sobre o indutor, ou seja, da forma de onda de corrente drenada da fonte de alimentação, em todos os modos de condução, pode ser determinada pela diferença entre  $i_p$  e  $i_o$ , conforme (2.5).

$$\Delta i = i_p - i_o = + \frac{V_{in}}{L} D.T_s \quad (2.5)$$

### 2.1.2 Estágios de Operação 2 e 3

Com o bloqueio do interruptor acontecendo no instante final do estágio de operação 1, ocorre a entrada em condução do diodo ( $D$ ) causando o início do segundo estágio de operação, conforme circuito esquemático equivalente mostrado na figura 2.4.

Neste segundo estágio de operação, o estágio de saída se conecta ao estágio de entrada através do diodo e do indutor. Assim, a fonte ( $V_{in}$ ) e o indutor ( $L$ ) fornecem energia ao mesmo tempo para o capacitor ( $C_o$ ) e para a carga ( $R_o$ ), fazendo com que a carga seja provida com energia necessária e o capacitor carregue com a energia restante, conforme (2.6).

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} + V_c \quad (2.6)$$

Considerando que a ondulação da forma de onda da tensão sobre o capacitor seja pequena, com relação entre seu valor médio e ondulação menores que 5%, a tensão fornecida à carga pode ser aproximada por uma fonte de tensão constante ( $V_o$ ). A forma de onda da corrente através do indutor possui condição inicial de corrente ( $i_p$ ) e derivada de decrescimento constante delimitada pela razão entre a diferença entre as tensões de alimentação e saída com a indutância, conforme (2.7).

$$i_L(t) = i_p + \frac{V_{in} - V_o}{L} t \quad (2.7)$$

De acordo com o modo de condução do conversor, a duração da etapa de operação pode se estender até o instante de tempo em que a corrente através do indutor decresce a zero, nos modos de condução descontínua e crítica, conforme (2.8), ou até o término do tempo referente ao período de chaveamento no modo de condução contínua, conforme (2.9).

$$\Delta t_2 = D_2 \cdot T = \frac{L \cdot i_p}{V_o - V_{in}} \quad (2.8)$$

$$\Delta t_2 = D_2 \cdot T = (1 - D) T \quad (2.9)$$

Assim, no término desta etapa de operação o diodo passa por um processo de bloqueio considerando a existência de uma corrente contínua ( $i_o$ ) no MCC, podendo levar a elevadas perdas relacionadas com a recuperação reversa. Nos MCD e MCCr, o processo de bloqueio ocorre através de uma derivada suave de decrescimento da corrente culminando com a extinção da corrente, desta forma tais perdas podem ser minimizadas devido a diminuição da energia acumulada no material semicondutor.

Para o MCC ao término da etapa, quando  $t=T$ , novamente ocorre o comando para a entrada em condução do interruptor (S) e desta forma o

primeiro estágio volta a acontecer ficando o processo cíclico entre os dois estágios.

Para o MCCr a operação também permanece cíclica entre os estágios 1 e 2. Entretanto, o evento delimitador para a entrada em condução do interruptor S, nomeadamente, a extinção da corrente através do indutor, possui dependência da potência drenada pela carga o que ocasiona uma operação com frequência de operação variável.

Para o MCD, o comando para a entrada em condução do interruptor (S) acontece novamente somente ao final do período de chaveamento T. Assim, a corrente através do indutor permanece nula durante o intervalo de tempo restante para a integralização do período de chaveamento, causando a descontinuidade em sua forma.

A operação do conversor neste intervalo de tempo é representada pelo estágio de operação 3, conforme figura 2.5.

Como os semicondutores estão em situação de bloqueio, o fornecimento de energia para carga é demandado somente pelo capacitor. A duração do intervalo de tempo do estágio de operação pode ser determinada através de (2.10).

$$\Delta t_3 = D_3 \cdot T = T(1 - D_1 - D_2) \quad (2.10)$$

No final desta etapa de operação, o interruptor S é acionado novamente e o primeiro estágio volta a acontecer ficando o processo cíclico entre os três estágios de operação.

### 2.1.3 Condições de Restrição para os Modos de Operação

Quando o diodo conduz, a corrente que flui nos seus terminais é a mesma que flui pelo indutor. Assim, o menor valor instantâneo durante o intervalo de condução do diodo é  $i_0$ . Enquanto  $i_0$  for positiva o diodo permanece diretamente polarizado e o conversor opera no modo de condução contínua. Portanto, as restrições para a definição do modo de operação entre contínua e descontínua são baseadas na comparação do valor médio da corrente através do indutor e a sua oscilação, conforme (2.11).

$$\begin{aligned} I > \Delta i_L &= MCC \\ I \leq \Delta i_L &= MCCr \text{ ou } MCD \end{aligned} \quad (2.11)$$



Empregando a equação do balanço de carga no capacitor e a relação ideal do ganho estático é possível determinar (2.12), que delimita a restrição da operação no modo de condução contínua para um fator  $k$  determinado por uma configuração de indutor ( $L$ ), resistência de carga equivalente ( $R_o$ ) e período de chaveamento ( $T$ ). Enquanto  $k$  for maior que o resultado da expressão quadrática da razão cíclica, em um determinado ponto de operação, a operação do conversor permanece no modo de condução contínua, caso contrário se torna descontínua ou crítica.

$$k = \frac{2.L}{R_o.T} > (1-D)^2 . D \quad \text{para MCC} \quad (2.12)$$

## 2.2 Conversores Multicelulares

Técnicas de controle e comutação vêm sendo propostas visando atenuar as desvantagens da operação do conversor *boost* no MCC, mas mantendo as características positivas, tais como o nível constante da corrente de entrada e a boa relação de aproveitamento dos semicondutores quando comparado com outras topologias elevadoras.

Uma estratégia voltada para estes objetivos consiste em operar o conversor *Boost* na região de modo de condução crítica (MCCr). O modo de condução crítica (MCCr) inerentemente permite a entrada em condução do interruptor principal de maneira não dissipativa com corrente nula e o bloqueio do diodo retificador da saída através de uma derivada suave de corrente, minimizando as perdas com a recuperação reversa, pois não existe energia circulando no diodo *Boost*.

Entretanto, a operação no modo de condução crítica resulta em uma forma de onda na corrente de entrada com característica pulsada, possuindo valores de picos elevados (o dobro do valor médio), o que requer um estágio de filtragem [18 - 20].

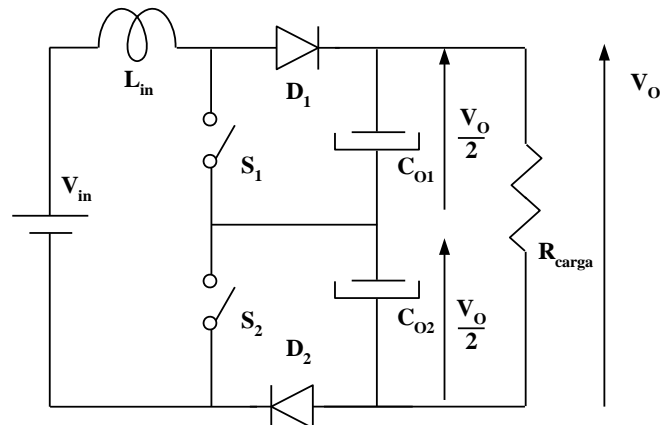
No intuito de minimizar os problemas relacionados com os esforços de corrente na filtragem do MCCr, novas metodologias utilizam conversores com arquitetura celular para a construção de conversores chaveados. Nestes conversores as estruturas podem ser arranjadas em paralelo ou série,

formando um conversor equivalente àquele conversor de elevada potência, único e volumoso. A taxa de potência processada por cada célula é escolhida de acordo com compromissos, envolvendo custo, volume, taxa de distorção harmônica, interferência eletromagnética e confiabilidade [16, 17, 19, 21, 22].

Através da associação em série de células de potência, conhecida normalmente como conexão em cascata, o ganho de tensão pode ser estendido e a ondulação de corrente pode ser minimizada para satisfazer os requerimentos de uma grande elevação de tensão.

Uma arquitetura celular série considerando duas células de potência da topologia *Boost* é mostrada na figura 2.6 [23, 24].

Figura 2.6 – Associação série de conversores CC/CC: Duplo *boost*

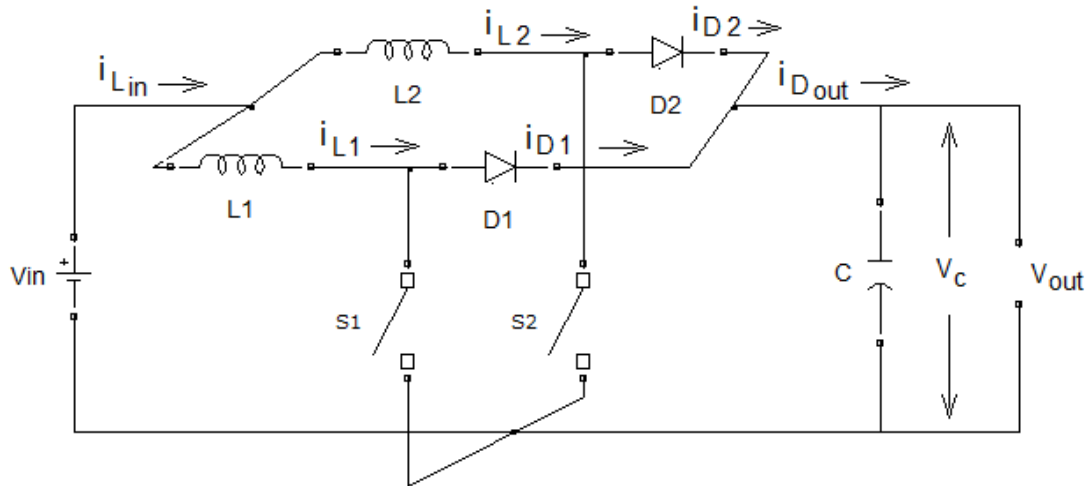


Fonte: Autor (2013)

A estrutura mostrada na figura 2.6, originalmente denominada de conversor *boost* três-níveis, proporciona em sua operação a divisão da tensão de saída entre as duas células de potência, reduzindo-se os esforços de tensão em cada interruptor. Assim, o conversor *boost* de três-níveis pode dobrar o ganho estático de tensão enquanto divide pela metade os esforços de tensão no interruptor quando comparado com a estrutura convencional de uma única célula (dois-níveis). Nesta estrutura, interruptores semicondutores de baixa tensão podem ser utilizados para possibilitar a redução das perdas em condução. Entretanto, os interruptores operam em condições de comutação dissipativa e os diodos de saída podem apresentar elevadas perdas relacionadas com a recuperação reversa [23, 24].

A arquitetura celular paralela de duas células de topologia *boost* é mostrada na figura 2.7.

Figura 2.7– Arquitetura celular paralela de duas células de topologia *boost*



Fonte: Autor (2013)

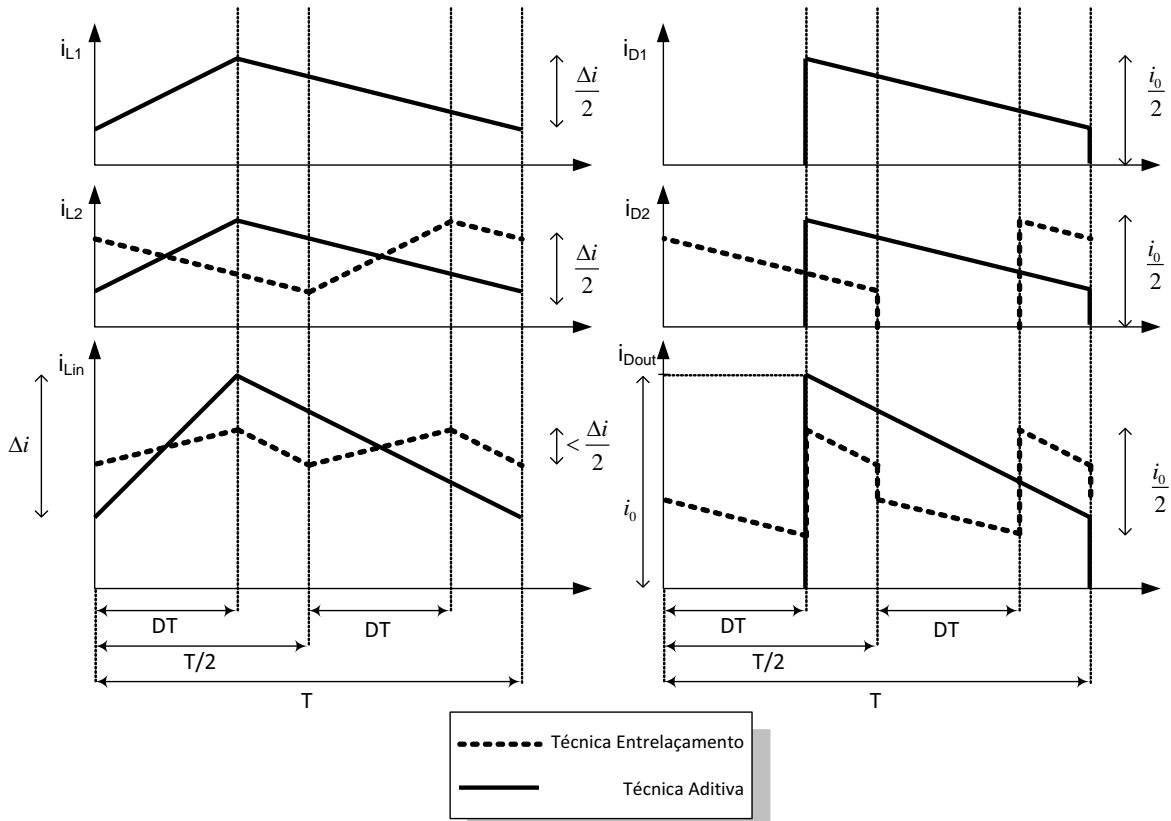
As arquiteturas celulares podem ser empregadas considerando as células de potência operando com a mesma frequência de chaveamento, mas com os instantes delimitadores dos períodos de chaveamento sincronizados em função de um ângulo de fase de operação pré-determinado [17].

Assim, considerando uma arquitetura de  $N$  células de conversores em paralelo, se os  $N$  ângulos de fase de operação são nulos obtêm-se a operação denominada técnica aditiva, e, os valores instantâneos na entrada e na saída são somados  $N$  vezes. Porém, quando os  $N$  ângulos de fase de operação correspondem exatamente a  $N$  frações iguais dos períodos de chaveamento obtêm-se a operação denominada entrelaçada. Este caso especial é denominado de técnica de entrelaçamento.

O entrelaçamento das células topológicas reduz a ondulação e o valor de pico da corrente de entrada de cada célula, sem prejudicar seu desempenho, além de não sofrerem do problema de desequilíbrio de potência experimentado no paralelismo de alguns semicondutores ativos [19, 21, 25].

A figura 2.8 mostra as formas de onda de corrente de entrada e saída do conversor global, composto por uma arquitetura celular de duas células de conversores *Boost* em paralelo, e considerando os ângulos de fase de operação dados pelas técnicas: aditiva e entrelaçada.

Figura 2.8 – Formas de onda de corrente do conversor global considerando as técnicas aditiva e entrelaçamento para uma arquitetura celular paralela de 2 conversores *Boost*



Fonte: F.A.S. Gonçalves (2005)

Nos modos de MCD e MCC com modulação por largura de pulso (PWM), em função da operação com frequência de chaveamento constante, a realização do sistema de sincronismo para a técnica de entrelaçamento é relativamente simples, e, usualmente baseada em temporizadores para efetuar os deslocamentos de fase dos sinais de comando dos interruptores. Entretanto, para o modo de condução crítico (MCCr), onde a frequência de chaveamento é variável, a medida que o número de células aumenta os circuitos de controle de sincronismo comerciais podem ser inexistentes, ou se tornar complexos arranjos para aplicações específicas.

As estratégias de sincronismo podem ser baseadas na relação mestre-escravo entre as células dos conversores, onde a célula mestre opera como um “conversor padrão” e as demais células, denominadas células escravas, são controladas de maneira específica para garantir a operação de acordo com a técnica desejada.

Na técnica de entrelaçamento, as  $N$  células que compõe o conversor global operam com um ângulo de fase dado por  $(360/N)$  entre si. As  $N-1$  células escravas operam com um ângulo de fase dado por  $(i*360/N)$  em relação à operação da célula mestre, onde  $i$  representa a  $i$ -ésima célula escrava.

As células escravas podem ser sincronizadas com relação à célula mestre através de estratégias sem realimentação de estados e com realimentação de estados. Os métodos denominados sem realimentação de estados, ou seja, de malha aberta, consistem na geração de tempos de atraso, referentes aos ângulos de fase requeridos, baseados no período de chaveamento relativo ao conversor mestre em seus períodos de chaveamentos prévios. Especificamente, as células escravas podem ser sincronizadas nas estratégias de sincronismo de malha aberta considerando o instante do comando de entrada em condução do interruptor principal da célula mestre [25], ou o instante de comando para o bloqueio do interruptor principal da célula mestre [26]. As estratégias de malha fechada são baseadas na medição do ângulo de fase entre a operação das células para o ajuste desta fase baseada em um algoritmo ou circuito de compensação de erro de fase [27]. Além disso, em função da estratégia de controle empregada para a regulação do conversor global, por exemplo, modo de controle por corrente ou modo de controle por tensão, as estratégias de sincronismo podem influenciar na operação do conversor global levando a instabilidades.

### 3 PERDAS MÉDIAS NO CONVERSOR CC-CC BOOST

O conversor CC-CC *boost* realiza a conversão de energia considerando a existência de perdas no processo. As principais fontes de perdas de potência na operação do conversor *boost* estão localizadas nos dispositivos do circuito de potência, que são os responsáveis pela efetiva conversão de energia do sinal de entrada para o sinal de saída desejado. Geralmente, as perdas relacionadas com o circuito de controle são desprezíveis quando comparados com as do circuito de potência [28].

Neste sentido, a fim de investigar o rendimento do conversor é necessário fazer uma estimativa das perdas associadas com cada um dos componentes dos circuitos nos diferentes modos de funcionamento. Basicamente, as investigações serão focadas na determinação das perdas relacionadas com os indutores, capacitores e com os semicondutores.

As seções seguintes descrevem brevemente a metodologia utilizada para determinar as perdas associadas com os componentes do circuito, sendo também apresentados alguns parâmetros reais de dispositivos.

#### 3.1 Perdas Médias no Indutor e Capacitor

As perdas no indutor estão relacionadas com as perdas no cobre devido à resistência do fio das espiras e as perdas no núcleo devido a histerese e correntes de Foucault no núcleo magnético, conforme (3.1).

$$P_L = P_{L-nucleo} + P_{L-cobre} \quad (3.1)$$

A resistência série equivalente dos enrolamentos ( $R_L$ ) pode ser calculada através da seção transversal, do comprimento do fio e da condutibilidade do material ( $\rho$ ). Assim, as perdas associadas com a resistência série do indutor ( $R_L$ ) podem ser estimadas usando a expressão regular de dissipação de energia (3.2), onde ( $I_{L-eficaz}$ ) é o valor eficaz da corrente que flui pelo indutor.

$$P_{L-cobre} = R_L \cdot I_{L-eficaz}^2 \quad (3.2)$$

Com relação ao capacitor, a principal fonte de perdas para este tipo de aplicação está relacionada também a resistência série do dispositivo ( $R_{C-ESR}$ ). Assim, perda média relacionada com a resistência série do capacitor ( $P_{C-ESR}$ )

também pode ser determinada de forma equivalente ao indutor, empregando o conceito regular de dissipação de energia conforme (3.3).

$$P_{C-ESR} = R_{C-ESR} \cdot I_{C-eficaz}^2 \quad (3.3)$$

### 3.2 Perdas Médias nos Semicondutores

As perdas de energia nos semicondutores, interruptores e diodos, podem ser determinadas de maneira geral considerando a soma das perdas de condução e das perdas de comutação, conforme (3.4).

$$P_{Semicondutor} = P_{condução} + P_{comutação} \quad (3.4)$$

As perdas de condução são devido às quedas de tensão apresentadas nos terminais de entrada e saída dos interruptores durante o estado de condução. Enquanto as perdas de comutação estão envolvidas com as energias dispendidas para proporcionar a entrada em condução e o bloqueio do interruptor. As perdas de comutação são dependentes da corrente direta no momento da comutação e da frequência do evento, e, também de outros parâmetros como a tensão de bloqueio, a temperatura da junção, a resistência de porta entre outros.

Apesar do interruptor no conversor *boost* poder ser implementado por interruptores do tipo MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), neste trabalho o interruptor adotado nas análises será o do tipo IGBT (*Insulated-gate bipolar transistor*).

#### 3.2.1 Perdas de Condução nos Semicondutores

As perdas de condução em interruptores do tipo IGBT podem ser estimadas através da representação de uma fonte de tensão ( $V_{CE0}$ ) em série com uma resistência ( $r_C$ ), que representa o IGBT em um estado de fluxo de corrente ( $i_C$ ) entre o coletor e o emissor, por (3.5).

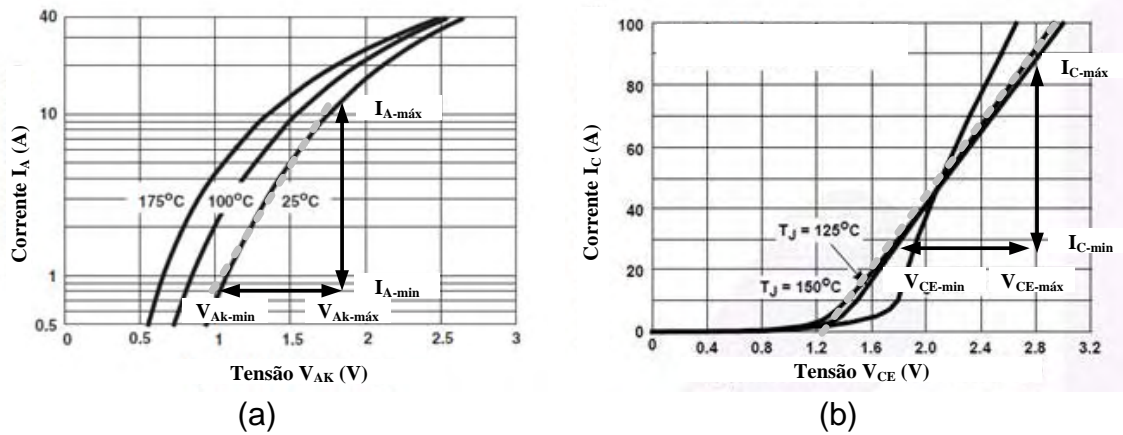
$$V_{CE}(i_C) = V_{CE0} + r_C \cdot i_C \quad (3.5)$$

Analogamente, a aproximação (3.5) também pode ser usada para representar a perda em condução do diodo (3.6).

$$V_D(i_D) = V_{D0} + r_D \cdot i_D \quad (3.6)$$

Os parâmetros envolvidos em (3.5) e (3.6) podem ser determinados através de ensaios experimentais ou através do material fornecido pelo fabricante (*datasheet*), onde os valores  $u_{CE0}$  e  $u_{D0}$  são respectivamente as relações extraídas dos gráficos de operação, como ilustra a figura 3.1 [29, 30].

Figura 3.1 - Curvas características de operação do IGBT (a) e do diodo (b)



Fonte: Autor (2013)

O valor instantâneo das perdas em condução do interruptor IGBT pode ser estimado por (3.7).

$$P_{CT}(t) = v_{CE}(t) \cdot i_C(t) = v_{CE0} \cdot i_C(t) + r_C \cdot i_C^2(t) \quad (3.7)$$

Aplicando a definição de valor médio para o intervalo de tempo delimitado pelo período de chaveamento ( $T_{SW}$ ) em (3.7) é possível obter a expressão relacionada com as perdas médias de condução para o interruptor ( $P_{CD}$ ), dada por (3.8), onde os valores médio e eficaz da forma de onda da corrente que flui pelo interruptor são  $I_{C-média}$  e  $I_{C-eficaz}$ , respectivamente.

$$P_{CT} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} p_T(t) dt = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (v_{CE0} \cdot i_C(t) + r_C \cdot i_C^2(t)) dt = v_{CE0} \cdot I_{C-média} + r_C \cdot I_{C-eficaz}^2 \quad (3.8)$$

De forma equivalente, para o diodo o valor instantâneo das perdas em condução pode ser determinado por (3.9), e as perdas médias de condução ( $P_{CD}$ ) por (3.10), onde  $I_{D-média}$  e  $I_{D-eficaz}$  são os valores médios e eficazes da forma de onda de corrente que flui pelo diodo.

$$P_{CD}(t) = v_D(t) \cdot i_D(t) = v_{D0} \cdot i_D(t) + r_D \cdot i_D^2(t) \quad (3.9)$$



$$P_{CD} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} p_{CD}(t) dt = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (v_{D0} \cdot i_D(t) + r_D \cdot i_D^2(t)) dt = v_{D0} \cdot I_{D-média} + r_D \cdot I_{D-eficaz}^2 \quad (3.10)$$

### 3.2.2 Perdas de Chaveamento nos Semicondutores

As perdas de energia nos momentos de comutação para entrada em condução ( $E_{on}$ ) e para o bloqueio ( $E_{off}$ ) podem ser determinadas através da integral do produto da corrente instantânea ( $i_c(t)$ ) que flui pelo semicondutor pela tensão instantânea sobre os seus terminais ( $v_{CE}(t)$ ) considerando os limites impostos pela duração da comutação ( $t_{comutação-on}$  e  $t_{comutação-off}$ ), conforme (3.11) e (3.12).

$$E_{on} = \int_0^{t_{comutação-on}} v_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt \quad (3.11)$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{comutação-off}} v_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt \quad (3.12)$$

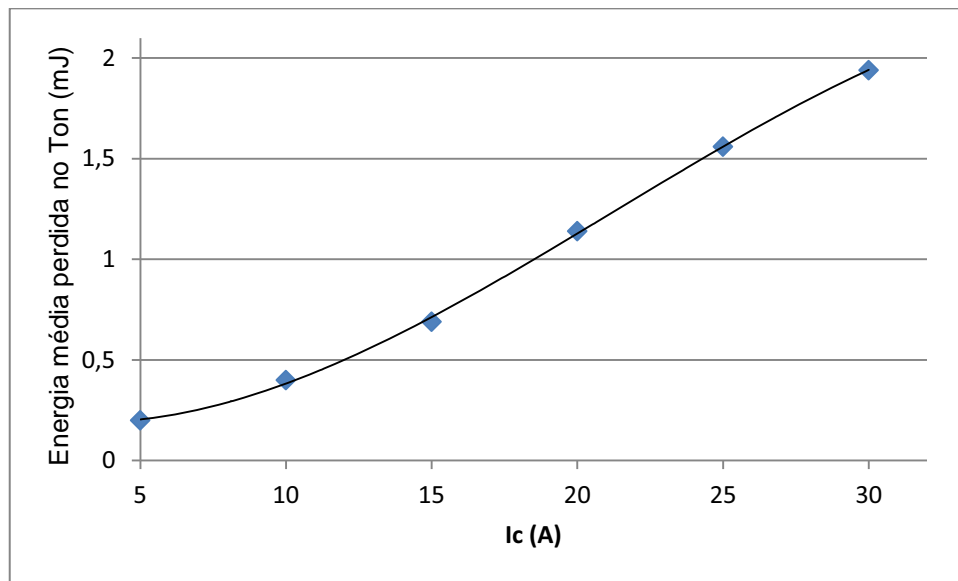
Assim, a perda média total relacionada com os processos de comutação no interruptor (IGBT) pode ser estimada através do produto da energia demandada pelo chaveamento pela frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ ), conforme (3.13).

$$P_{S-comutação} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (3.13)$$

Usualmente as curvas características das perdas médias de comutação envolvidas com o processo de entrada em condução e com o bloqueio são fornecidas pelos fabricantes nos documentos técnicos descritivos dos dispositivos (*datasheets*). À partir destas curvas é possível determinar através de métodos matemáticos de regressão expressões para serem empregadas nos modelos de estimação de perdas das comutação.

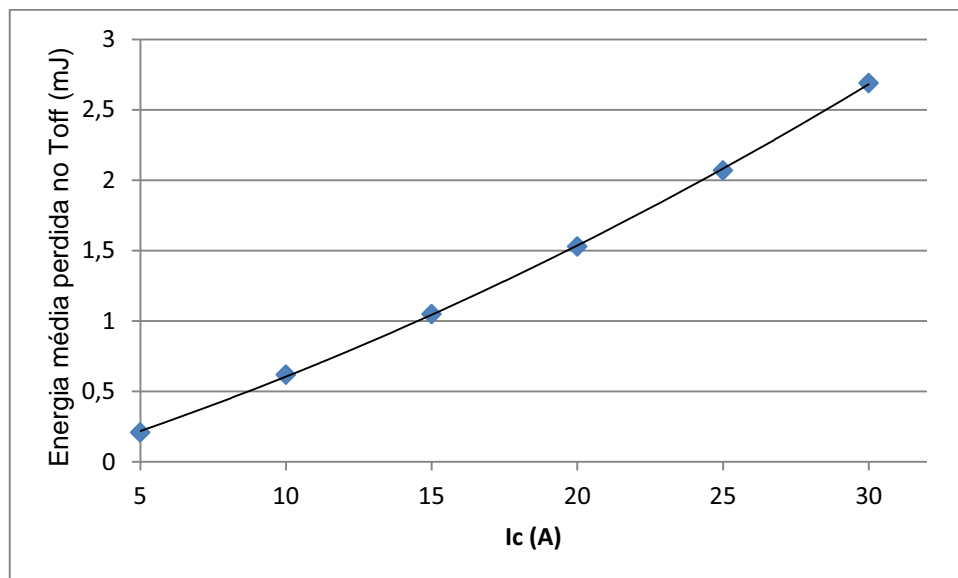
As figuras 3.2 e 3.3 mostram as curvas relacionadas com as energias envolvidas com o processo de entrada em condução e bloqueio em função da corrente de coletor para dispositivo IGBT, modelo HGTP12N60C3D [29].

Figura 3.2 - Curva da energia média demandada no processo de entrada em condução ( $E_{on}$ ) em função da corrente de coletor



Fonte: Autor (2013)

Figura 3.3 - Curva da energia média demandada no processo de bloqueio ( $E_{off}$ ) em função da corrente de coletor



Fonte: Autor (2013)

As expressões (3.14) e (3.15), obtidas através de regressão polinomial das curvas presentes nas figuras 3.2 e 3.3, representam as energias demandadas na comutação para o período envolvido com o processo de entrada em condução ( $t_{comutação-on}$ ) e para o período envolvido com o processo

de bloqueio ( $t_{\text{comutação-off}}$ ) em função da corrente de coletor ( $I_C$ ), respectivamente.

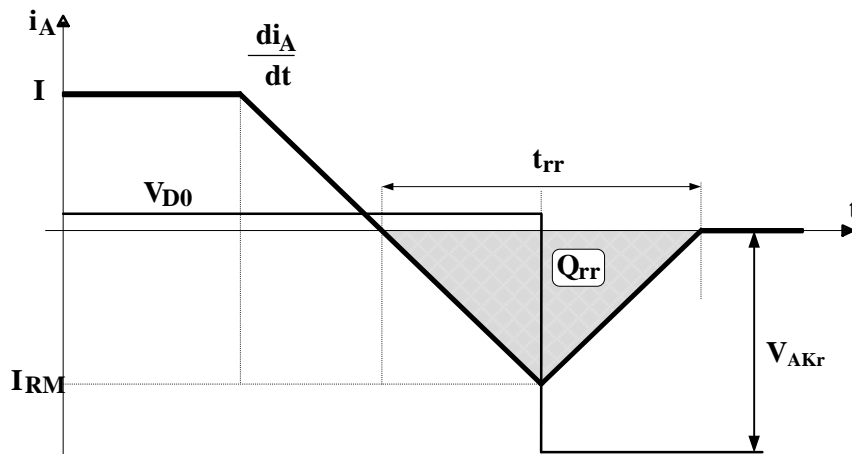
$$E_{on} [mJ] = -9.10^{-5} . I_C^3 + 5,8.10^{-3} . I_C^2 - 34,9.10^{-3} . I_C + 246,7.10^{-3} \quad (3.14)$$

$$E_{off} [mJ] = 1,1.10^{-3} . I_C^2 + 61,2.10^{-3} . I_C - 113.10^{-3} \quad (3.15)$$

Por outro lado, nestes tipos de aplicações as perdas de comutação nos diodos estão relacionadas com o atraso na entrada em condução do diodo, o que provoca uma tensão direta superior a de condução, sendo significativa em frequências superiores a dezenas de kHz, e as relacionadas com a recuperação reversa do semiconductor.

A perda média relacionada com a recuperação reversa do diodo pode ser encontrada através das formas de onda de corrente e tensão características de comutação para o bloqueio, ilustradas na figura 3.4.

Figura 3.4 – Formas de onda características de corrente e tensão em um diodo na comutação para o bloqueio



Fonte: Fairchild (2013)

Deste modo, a perda média relacionada com a recuperação reversa no diodo pode ser estimada através do produto da carga armazenada durante a condução pela tensão aplicada nos terminais e pela frequência de chaveamento, conforme (3.16).

$$P_{D-off} = f_{sw} \int_0^{t_{\text{comutação-off}}} v_{AK}(t) . i_A(t) dt = f_{sw} . V_{AKr} . Q_{rr} \quad (3.16)$$

Onde:  $Q_{RR}$  é a carga relacionada com o processo de recuperação reversa do diodo,  $V_{AKr}$  é a tensão de recuperação reversa,  $I_{RM}$  é a corrente reversa máxima e  $t_{rr}$  é o tempo de recuperação reversa.

### 3.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram apresentadas análises para a obtenção da estimativa das perdas médias associadas com a operação de cada um dos componentes do conversor CC-CC Boost.

As análises abordaram as perdas relacionadas com os indutores, capacitores e com os semicondutores. Nos indutores e capacitores foram consideradas as perdas ôhmicas relacionadas com a resistência série equivalente dos mesmos. Para os semicondutores, as perdas foram divididas em perdas de condução e perdas de comutação.

Neste sentido, confrontando as perdas médias com os diferentes modos de condução é possível constatar que nos modos de condução descontínua e crítica às perdas de comutação nos interruptores relacionadas com a entrada em condução podem ser desprezadas devido a condução iniciar com corrente nula. Adicionalmente, as perdas relacionadas com a recuperação reversa no diodo também podem ser desprezadas nestes modos de condução devido a inclinação suave de corrente no processo de bloqueio do diodo.



## 4 MODELOS GENERALIZADOS: VALORES MÉDIOS

O comportamento do conversor *boost*, operando nos três modos de condução será analisado de maneira generalizada considerando o emprego da técnica de valores médios, considerando as perdas relacionadas com a condução de corrente nos dispositivos, apresentada e desenvolvida por [31].

As análises são realizadas considerando a operação em regime permanente e frequência de chaveamento constante. Adicionalmente, nesta análise não são consideradas as perdas de chaveamento, entretanto a metodologia pode ser aprimorada para considerar esta inclusão.

No emprego do modelo as convenções com relação às notações são tais que: as letras maiúsculas representam valores CC, letras minúsculas com acento circunflexo representam valores CA ou valores perturbados, excluindo as componentes harmônicas de alta frequência, e os valores médios constantes por período de chaveamento são representados por letras entre os símbolos de maior que (>) e menor que (<).

### 4.1 Técnica de Modelação por Valores Médios

Conforme definido em [30] basicamente a técnica de Valores Médios emprega os conceitos de balanço de energia nos elementos indutivos e capacitivos presentes no conversor e a técnica de Aproximação Linear da Ondulação (ALO) para a determinação dos modelos considerando a situação de regime permanente.

Neste sentido, considerando a operação em regime permanente, independente do modo de operação, o balanço de energia demanda que para um período de chaveamento tanto o valor médio da tensão no indutor L quanto o valor médio da corrente aplicada ao capacitor devem ser nulos, conforme (4.1) e (4.2).

$$\langle V_L \rangle = \int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (4.1)$$

$$\langle I_C \rangle = \int_0^T i_C(t) dt = 0 \quad (4.2)$$

Quando a relação entre a ondulação da forma de onda e seu valor médio resulta em uma pequena fração é possível empregar a técnica de aproximação linear da ondulação.

Esta técnica consiste da utilização apenas do valor médio da forma de onda, desprezando as variações instantâneas, pois a discrepância entre os valores deve ser pequena não afetando os resultados.

Independente do modo de operação, a operação do conversor demanda que a oscilação da forma de onda de tensão fornecida à carga seja pequena. Neste sentido, como a ondulação da forma de onda da tensão de saída ( $V_{C-CA}$ ) depende do capacitor ( $C_o$ ) é possível empregar a técnica de aproximação linear na tensão do capacitor para os três modos de operação do conversor *boost*, conforme (4.3).

$$v_c(t) = V_c + v_{c-CA} = V_c = V_o \quad (4.3)$$

Por outro lado, a ondulação da forma de onda de corrente através do indutor ( $i_{L-CA}$ ) é extremamente dependente do modo de condução do conversor.

No modo de condução contínua usualmente esta relação é configurada na etapa de projeto considerando uma oscilação entre 5% e 20% de acordo com as restrições de operação impostas. Neste caso, o emprego da técnica de aproximação linear resulta em (4.4).

$$i_L(t) = I_L + i_{L-CA} = I_L \quad (4.4)$$

Entretanto, nos modos de condução descontínua e crítica as ondulações das formas de onda de corrente inerentemente não são pequenas, podendo possuir valores superiores ao seu valor médio. Assim, o emprego da técnica de aproximação linear não é adequado nestes modos de condução, devendo ser levados em consideração tais variações. Outro aspecto está relacionado na definição da análise em um ponto de operação possuindo uma frequência de chaveamento que, para o caso crítico, deve ser corrigido a cada novo ponto de operação devido a variações de carga ou de alimentação.

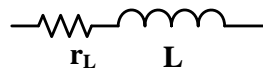
Na sequência são apresentadas as análises relacionadas com o emprego da técnica de valores médios para a determinação das expressões relacionadas com os modelos comportamentais em valores médios do ganho estático e do rendimento generalizado para conversores *boost* considerando a inclusão das perdas de condução (resistência série do indutor, perdas em

condução nos semicondutores). Inicialmente as expressões são derivadas para uma estrutura unicelular, e depois aspectos relacionados com a extensão para arquitetura multicelular são abordados.

## 4.2 Modelação de Perdas

As perdas no indutor do conversor *boost* podem ser relacionadas com as perdas no cobre devido à resistência do fio das espiras e as perdas no núcleo devido a histerese e as correntes parasitas (*Foucault*) no núcleo magnético. Um modelo para a representação das perdas no cobre do indutor é apresentado na figura 4.1, onde um indutor ideal  $L$  é associado em série com a resistência  $R_L$ .

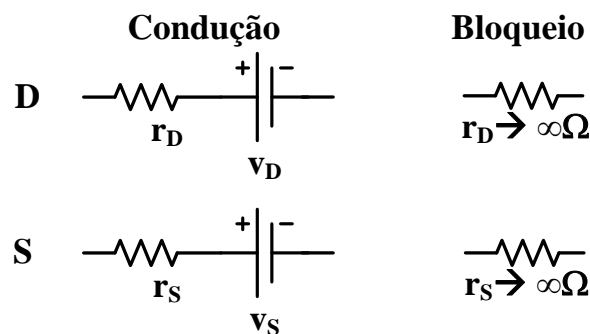
Figura 4.1 – Modelo do indutor incluindo as perdas no cobre



Fonte: Autor (2013)

As perdas nos semicondutores no conversor *boost* estão relacionadas com as perdas de comutação e com as perdas de condução. As perdas de condução são devido as quedas de tensão apresentadas nos terminais de entrada e saída dos interruptores durante o estado de condução. Diodos e IGBTs (*Insulated-gate bipolar transistor*) podem ser modelados com uma precisão razoável por uma resistência em condução ( $r_D$  ou  $r_S$ ) em série com uma fonte de tensão ( $V_D$  ou  $V_S$ ), conforme mostra a figura 4.2.

Figura 4.2 – Modelo dos semicondutores (diodo D e interruptor S) incluindo as perdas de condução para o estágio de condução



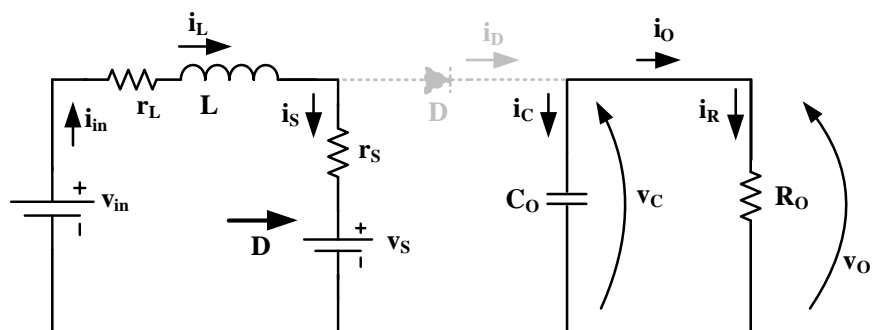
Fonte: Autor (2013)



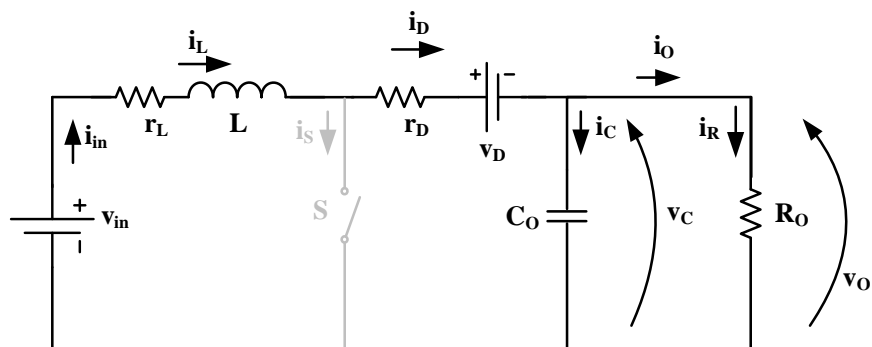
### 4.3 Estágios de Operação – Célula Única

A operação do conversor *boost* composto por célula única pode ser analisada por circuitos esquemáticos de três estágios de operação, considerando a inclusão dos modelos relacionados com as perdas de condução, conforme a figura 4.3.

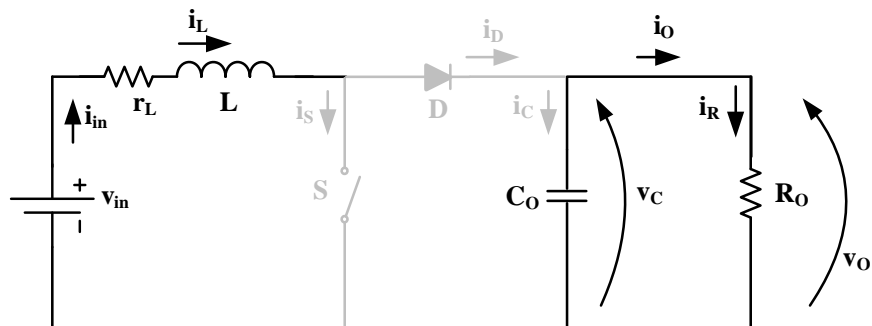
Figura 4.3 – Circuitos esquemáticos dos três estágios de operação considerando a inclusão das perdas de condução



a) Estágio de operação 1:  $0 < t \leq D_1.T$



b) Estágio de operação 2:  $D_1.T < t \leq (D_1+D_2).T$



c) Estágio de operação 3:  $(D_1+D_2).T < t \leq (D_1+D_2+D_3).T$

Fonte: Autor, (2013)

O período de chaveamento  $T$  é o resultado das somas dos intervalos de tempo referentes a cada estágio de operação e da frequência de chaveamento ( $f_s$ ), conforme (4.5). Para o modo de condução contínuo não existe o terceiro estágio, portanto, o termo relacionado com este intervalo é desprezado.

$$T = (D_1 + D_2 + D_3) \cdot \frac{1}{f_s} \quad (4.5)$$

O intervalo de tempo relacionado com  $(D_2.T + D_3.T)$  representa a porção do tempo onde o interruptor não está conduzindo e o intervalo relacionado com  $(D_1.T)$  representa a porção de tempo que o interruptor está conduzindo.

Para o estágio de operação 1, durante o intervalo de tempo delimitado por  $D_1.T$ , conforme o circuito esquemático apresentado na figura 4.3, a tensão sobre o indutor e a corrente sobre o capacitor podem ser determinadas por (4.6) e (4.7).

$$v_L(t) = v_{L-E1}(t) = V_{in} - i_L(t)R_L - i_L(t)R_S - V_S \quad (4.6)$$

$$i_C(t) = -\frac{v(t)}{R_o} \quad (4.7)$$

O intervalo de tempo iniciando em  $D_1.T$  e se estendendo até  $(D_1+D_2).T$  delimita o estágio de operação 2, onde a evolução da corrente no capacitor e a tensão no indutor podem ser expressas por (4.8) e (4.9).

$$v_L(t) = v_{L-E2}(t) = V_{in} - i_L(t)R_L - i_L(t)R_D - V_D - v_C(t) \quad (4.8)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{v(t)}{R_o} \quad (4.9)$$

De maneira análoga, as expressões da tensão no indutor e da corrente no capacitor relacionadas com o intervalo de descontinuidade da corrente no modo de condução descontínua podem ser expressas por (4.10) e (4.11).

$$v_L(t) = 0 \quad (4.10)$$

$$i_C(t) = -\frac{v(t)}{R_o} \quad (4.11)$$

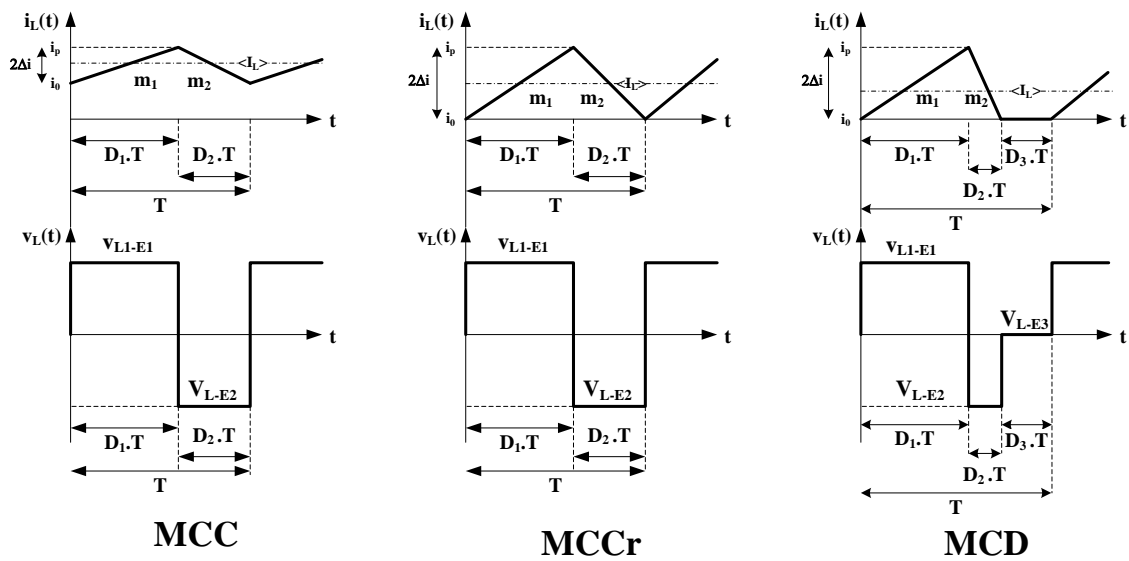
A figura 4.4 apresenta as formas de onda características da corrente e da tensão no indutor do conversor *boost* para os três modos de condução.

As constantes  $m_1$  e  $m_2$  são as inclinações de subida e descida da corrente através do indutor, que são expressas através de (4.12) e (4.13).

$$m_1 = \frac{V_{L-E1}}{L} \quad (4.12)$$

$$m_2 = \frac{V_{L-E2}}{L} \quad (4.13)$$

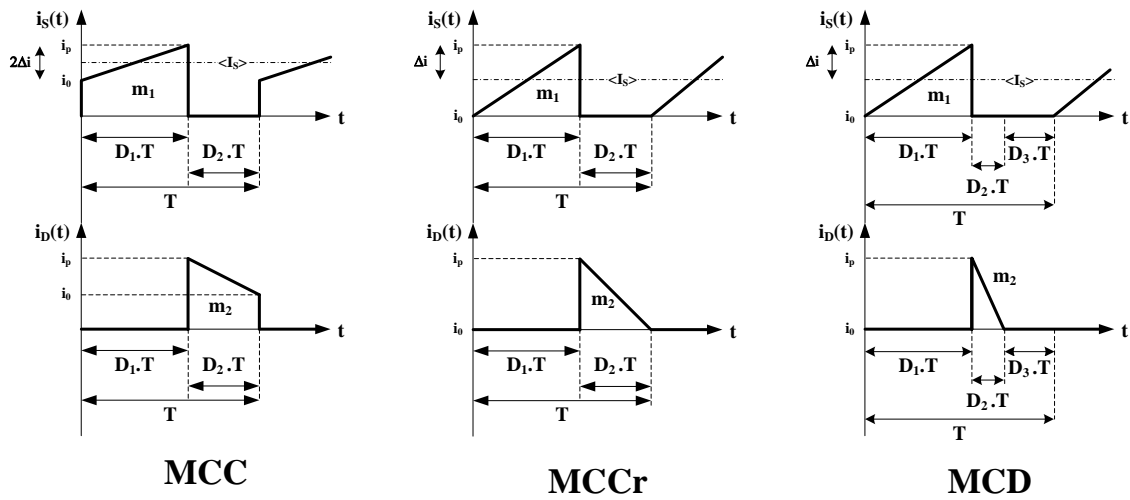
Figura 4.4 – Formas de onda características da corrente e tensão no indutor do conversor *boost* para os três modos de condução



Fonte: Autor (2013)

As formas de onda características da corrente que fluem nos semicondutores, nomeadamente interruptor (S) e diodo (D), do conversor CC-CC *boost* para os três modos de condução são ilustradas na figura 4.5.

Figura 4.5 – Formas de onda características da corrente nos semicondutores do conversor *boost* para os três modos de condução



Fonte: Autor (2013)

À partir das formas de onda características apresentadas nas figuras 4.4 e 4.5 é possível determinar as expressões relacionadas com seus valores médios e eficazes.

Assim, as expressões para os valores médios e eficazes das formas de onda de corrente no indutor e nos semicondutores válidas para os modos de condução descontínua e crítica são apresentadas de (4.14) a (4.19), e de (4.20) a (4.25) para o modo de condução contínuo.

$$I_{L-eficaz} = i_P \sqrt{\frac{D_1 + D_2}{3}} \quad (4.14)$$

$$I_{L-média} = i_P \frac{D_1 + D_2}{2} \quad (4.15)$$

$$I_{S-eficaz} = i_P \sqrt{\frac{D_1}{3}} \quad (4.16)$$

$$I_{S-média} = i_P \frac{D_1}{2} \quad (4.17)$$

$$I_{D-eficaz} = i_P \sqrt{\frac{D_2}{3}} \quad (4.18)$$

$$I_{D-média} = i_P \frac{D_2}{2} \quad (4.19)$$

$$I_{L-eficaz} = \sqrt{\frac{(D_1 + D_2)(i_o^2 + i_p \cdot i_o + i_p^2)}{3}} = I_L \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta_i}{I_L} \right)^2} \quad (4.20)$$

$$I_{L-média} = (i_p + i_o) \frac{D_1 + D_2}{2} = I_L \quad (4.21)$$

$$I_{S-eficaz} = \sqrt{\frac{(D_1)(i_o^2 + i_p \cdot i_o + i_p^2)}{3}} = I_L \cdot \sqrt{D_1} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta_i}{I_L} \right)^2} \quad (4.22)$$

$$I_{S-média} = (i_p + i_o) \frac{D_1}{2} = I_L \cdot D_1 \quad (4.23)$$

$$I_{D-eficaz} = \sqrt{\frac{(D_2)(i_o^2 + i_p \cdot i_o + i_p^2)}{3}} = I_L \cdot \sqrt{D_2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\Delta_i}{I_L} \right)^2} \quad (4.24)$$

$$I_{D-média} = (i_p + i_o) \frac{D_2}{2} = I_L \cdot D_2 \quad (4.25)$$

Considerando o modo de condução contínua onde apenas os estágios de operação 1 e 2 acontecem e a técnica de aproximação linear é possível simplificar as expressões de (4.6) a (4.9). As expressões (4.26) e (4.27) são relacionadas com o estágio de operação 1, enquanto as expressões (4.28) e (4.29) relacionadas com o estágio de operação 2.

$$v_L(t) = V_{L-E1} = V_{in} - I_L \cdot R_L - I_L \cdot R_S - V_S \quad (4.26)$$

$$i_C(t) = I_{C-E1} = -\frac{V_o}{R_o} \quad (4.27)$$

$$v_L(t) = V_{L-E2} = V_{in} - I_L \cdot R_L - I_L \cdot R_D - V_D - V_o \quad (4.28)$$

$$i_C(t) = I_{C-E2} = I_L - \frac{V_o}{R_o} \quad (4.29)$$

Aplicando o princípio do balanço de energia no conjunto de (4.26) até (4.29) é possível determinar a expressão (4.30) que descreve as componentes médias de tensão existentes no laço do indutor, com a corrente de laço sendo a corrente média do indutor ( $I_L$ ), e a expressão (4.31) que descreve as correntes fluindo no nó conectado ao capacitor, com a tensão média nos terminais do capacitor sendo igual a ( $V_o$ ).

$$\langle V_L \rangle = 0 = V_{in} - V_o \cdot (1 - D) - V_S \cdot D - V_D \cdot (1 - D) - I_L \cdot (R_L + D \cdot R_S + (1 - D) \cdot R_D) \quad (4.30)$$

$$\langle I_C \rangle = 0 = -\frac{V_o}{R} + (1-D).I_L \quad (4.31)$$

#### 4.4 Estágios de Operação – Arquitetura Multicelular Paralela e Entrelaçada

No procedimento de extensão da modelagem para conversores operando com várias células de comutação em paralelo, considerou-se que tanto o estágio de entrada quanto o de saída são comuns a todas as  $N_{CP}$  células, e que todas as células estão operando de maneira autônoma, ou seja, não possuem interações entre si.

Assim, a quantidade de energia entregue à carga pode ser determinada pela somatória das energias supridas por cada célula de potência em operação. A energia entregue para a carga proveniente de cada célula de potência *boost* ( $N_{CP}$ ) está relacionada com o valor médio da corrente através do indutor da célula durante um período de chaveamento.

Por outro lado, a aplicação da técnica de entrelaçamento refere-se às células estarem operando defasadas entre si de valores pré-estabelecidos, conseqüentemente as formas de onda da corrente através dos indutores também estarão. Entretanto, como os parâmetros são análogos, os valores médios são iguais, possibilitando a aproximação do valor médio total como sendo a somatória de todos os valores médios. Considerando as aproximações dadas por (4.32) até (4.34) e aplicando em (4.30) e (4.31) são obtidas as expressões (4.35) e (4.36), correspondentes ao emprego de  $N_{CP}$  células em paralelo e de acordo com a técnica de entrelaçamento.

$$I_{L-1} = I_{L-2} = \dots = I_{L-N_{CP}} \quad (4.32)$$

$$I_{L-Total} = \sum_{i=1}^{N_{CP}} I_{L-i} = I_{L-1} + I_{L-2} + \dots + I_{L-N_{CP}} \quad (4.33)$$

$$I_{L-Total} = N_{CP} \cdot I_{L-N_{CP}} \quad (4.34)$$

$$\langle V_L \rangle = 0 = V_{in} - V_o \cdot (1-D) - V_s \cdot D - V_D \cdot (1-D) - \left( I_{L-N_{CP}} \right) \cdot \left( R_L + D \cdot R_s + (1-D) \cdot R_D \right) \quad (4.35)$$

$$\langle I_C \rangle = 0 = -\frac{V_o}{R} + (1-D) \cdot \left( N_{CP} \cdot I_{L-N_{CP}} \right) \quad (4.36)$$

#### 4.5 Ganho de Conversão Estático e Rendimento – Modo MCC

Empregando (4.35) e (4.36) é possível determinar a expressão para o ganho estático de tensão ( $q$ ), do conversor *boost* composto por NCP células entrelaçadas, operando no modo de condução contínua e considerando as perdas em condução, conforme (4.37).

$$\begin{aligned}
 q = \frac{V_o}{V_{in}} = & \frac{1}{(1-D)} \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{N_{cp}} \left( \frac{D}{(1-D)^2} \frac{R_s}{R_o} + \frac{1}{(1-D)} \frac{R_D}{R_o} + \frac{1}{(1-D)^2} \frac{R_L}{R_o} \right)} \right] \dots \\
 & \frac{V_s}{V_{in}} \frac{D}{(1-D)} \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{N_{cp}} \left( \frac{D}{(1-D)^2} \frac{R_s}{R_o} + \frac{1}{(1-D)} \frac{R_D}{R_o} + \frac{1}{(1-D)^2} \frac{R_L}{R_o} \right)} \right] \dots \\
 & \frac{V_D}{V_{in}} \left[ \frac{1}{1 + \frac{1}{N_{cp}} \left( \frac{D}{(1-D)^2} \frac{R_s}{R_o} + \frac{1}{(1-D)} \frac{R_D}{R_o} + \frac{1}{(1-D)^2} \frac{R_L}{R_o} \right)} \right]
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

Além disso, à partir da relação das potências de entrada ( $P_{in} = V_{in} \cdot I_{L-Total}$ ) e saída ( $P_o = V_o \cdot I_o$ ) e da expressão ganho estático é possível determinar a expressão (4.38) que delimita o comportamento do rendimento da operação de conversão de energia das topologias.

$$\eta = (1-D) \cdot q \tag{4.38}$$

A expressão do ganho estático ( $q$ ) é composta por três partes. A primeira parte,  $1/(1-D)$  está relacionada com o ganho estático do conversor ideal quando todas as perdas são desconsideradas.

Os demais termos refletem o efeito de cada uma das perdas em condução sobre o ganho estático. As perdas relacionadas com as tensões em condução dos semicondutores aparecem como termos adicionais de subtração da parcela principal. As perdas relacionadas com as resistências série dos semicondutores e do indutor aparecem como termos de adição no denominador das parcelas existentes, por conseguinte diminuindo o valor global.

As resistências em condução dos semicondutores ( $R_D$  e  $R_S$ ) são representadas pelos seus valores efetivos dependentes da razão cíclica, pois tais resistências processam energia apenas nos instantes em que o semiconductor está em estado de condução. Assim, por exemplo, caso a razão cíclica aplicada seja nula a resistência em condução efetiva do interruptor desaparece da expressão, pois o interruptor não seria comandado para a condução em nenhum momento.

A determinação da perda de potência em uma resistência por definição envolve o cálculo da corrente eficaz através da resistência em vez do valor médio da corrente empregado na determinação do modelo. Entretanto, desde que a ondulação da corrente no indutor seja pequena em relação ao seu valor médio, as resistências efetivas fornecidas pelo modelo por valores médios são capazes de estimar com razoável precisão as perdas de potência nos elementos.

Por exemplo, considerando a expressão (4.22) relacionada com o valor eficaz da corrente eficaz no interruptor, uma oscilação típica de 20% na forma de onda de corrente levaria a uma discrepância de apenas 1.33% entre o valor fornecido pelo modelo por valores médios e o determinado diretamente pela expressão de perda. Porém, nos modos de condução descontínua e crítica, onde a oscilação é elevada, as correntes eficazes devem ser empregadas para a determinação adequada das perdas relacionadas com a condução.

A medida que a razão cíclica se aproxima da unidade as perdas relacionadas com os fatores  $1/(1-D)$  e  $1/(1-D)^2$  causam mudanças quantitativas relevantes no ganho estático.

Por outro lado, diferentemente do caso ideal, onde o ganho estático idealizado é muito elevado quando a razão cíclica se aproxima da unidade, quando as perdas são consideradas o ganho estático tende a se tornar quase nulo, pois nesta condição o interruptor permanece sempre conduzindo fazendo com que o indutor não seja conectado ao estágio de saída em nenhum momento do período de chaveamento. Desta forma, nenhuma energia é transferida para a saída e a tensão de saída tende a zero. A corrente no indutor cresce a valores elevados limitados somente pelas resistências série do indutor e do interruptor ( $R_L$  e  $R_S$ ) e pela tensão em condução  $V_S$ . Assim, uma grande



quantidade de potência é demandada nestas resistências enquanto nenhuma potência é entregue a carga, o que ocasiona em um rendimento do processo podendo tender a zero, quando a razão cíclica se aproxima da unidade. Portanto, estas perdas podem limitar drasticamente a tensão máxima que o conversor pode produzir e reduzir o rendimento.

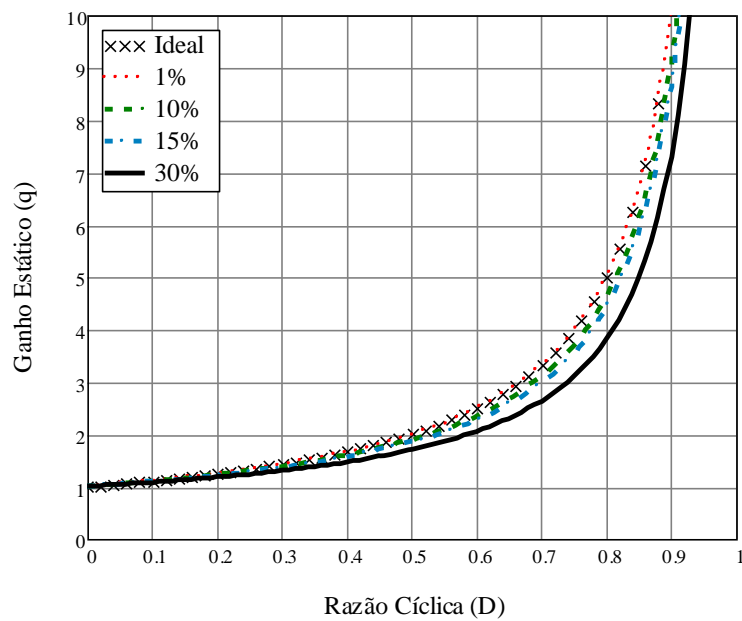
As figuras 4.6 até 4.10 apresentam as curvas do ganho estático do conversor considerando o emprego de célula de potência única para o modo MCC em função da variação da razão cíclica. As curvas consideram o caso ideal, onde todas as perdas são desprezadas, e casos onde são empregados parâmetros relacionados com as perdas em variações percentuais, de maneira isolada ou em pares, com o objetivo de avaliar a suscetibilidade e a pertinência destes parâmetros sobre a operação.

Para as aplicações desejadas neste trabalho, considerando o emprego de um interruptor do tipo IGBT, de acordo com as condições de operação (temperatura, corrente e tensão), a tensão em condução pode apresentar um valor típico variando de 1V a 2,5V e a resistência em condução possui um valor típico podendo variar de 5m $\Omega$  até 30m $\Omega$ . Assim, considerando um caso exemplo, onde a tensão de alimentação seja igual a 100V, a tensão de saída seja de 400V e a potência fornecida a carga seja de 500W, o parâmetro relacionado com a tensão em condução varia de 1% a 2,5%, enquanto o parâmetro da resistência em condução é praticamente nulo para estas condições.

As figuras 4.6 e 4.7 apresentam os efeitos das perdas relacionadas com interruptor semiconductor controlado sobre o ganho estático da estrutura considerando o emprego de célula de potência única. A figura 4.6 considera apenas o efeito da relação da tensão em condução do interruptor controlado pela tensão de alimentação e a figura 4.7 considera o parâmetro da relação de tensão em condução, configurado em 1,5%, e a relação da resistência em condução do interruptor controlado pela resistência de carga sendo alterada em quantidades percentuais. É possível constatar que o efeito da relação da tensão em condução possui uma influência pequena sobre a curva não causando a mudança grande da forma da curva, nem uma limitação do ganho estático.

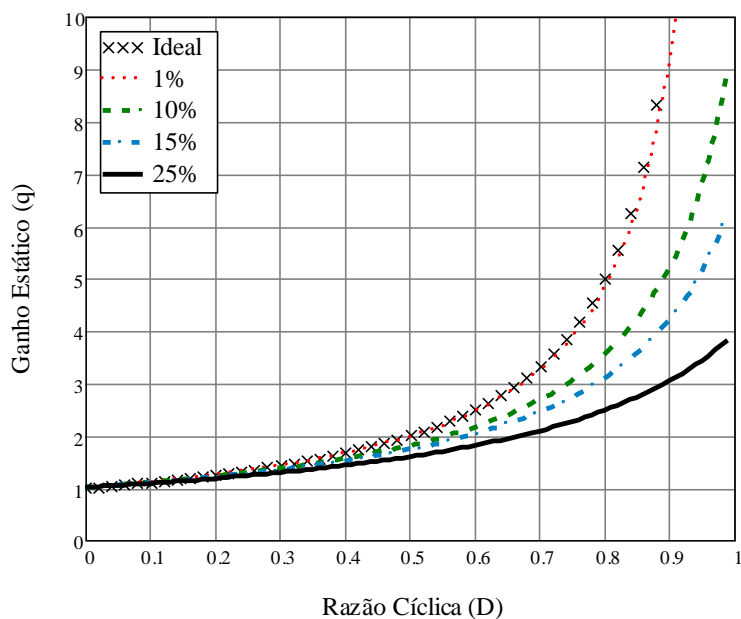
O parâmetro da relação da resistência em condução possui um efeito relevante de alteração na forma da curva e conseqüentemente de limitação de ganho estático máximo, caso este parâmetro possua valores elevados. Entretanto, para as condições desejadas de análise este parâmetro possui valor típico menor que 1%, portanto não representando um parâmetro considerado crítico na limitação do ganho estático obtido.

Figura 4.6 – Efeito da relação da tensão em condução do interruptor controlado pela tensão de alimentação sobre o ganho estático



Fonte: Autor (2013)

Figura 4.7 – Efeito da relação da resistência em condução do interruptor controlado pela resistência de carga sobre o ganho estático, com a relação de tensão em condução igual a 1,5%



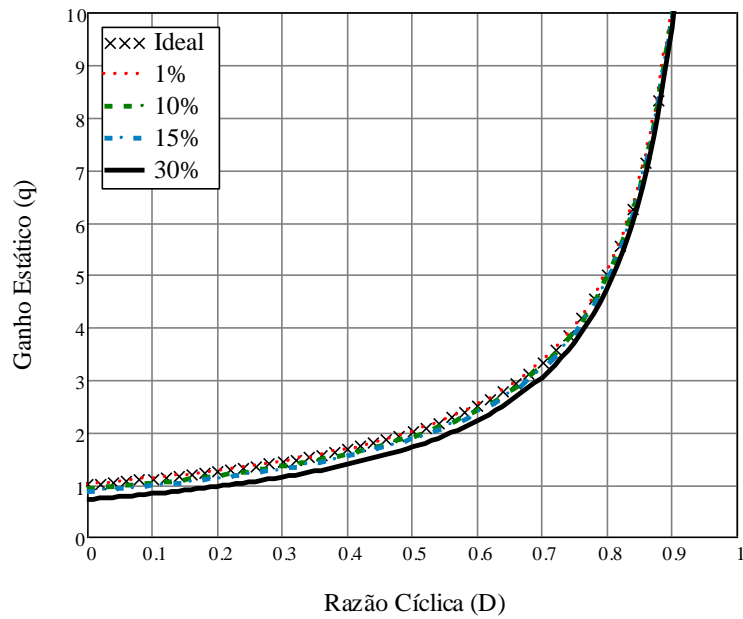
Fonte: Autor (2013)

Para as aplicações desejadas neste trabalho, considerando o emprego de um interruptor autônomo do tipo diodo (ultrafast), de acordo com as condições de operação (temperatura, corrente e tensão), a tensão em condução apresenta um valor típico podendo variar de 0,5V a 3V e a resistência em condução possui um valor típico podendo variar de 5mΩ até 100mΩ. Assim, considerando o caso exemplo, o parâmetro relacionado com a tensão em condução pode variar de 0,5% a 3,0%, enquanto o parâmetro da resistência em condução nestas condições apresenta valores bem próximos de zero.

As curvas relacionadas com os efeitos das perdas devido ao interruptor semiconductor autônomo sobre o ganho estático da estrutura são apresentadas nas figuras 4.8 e 4.9.

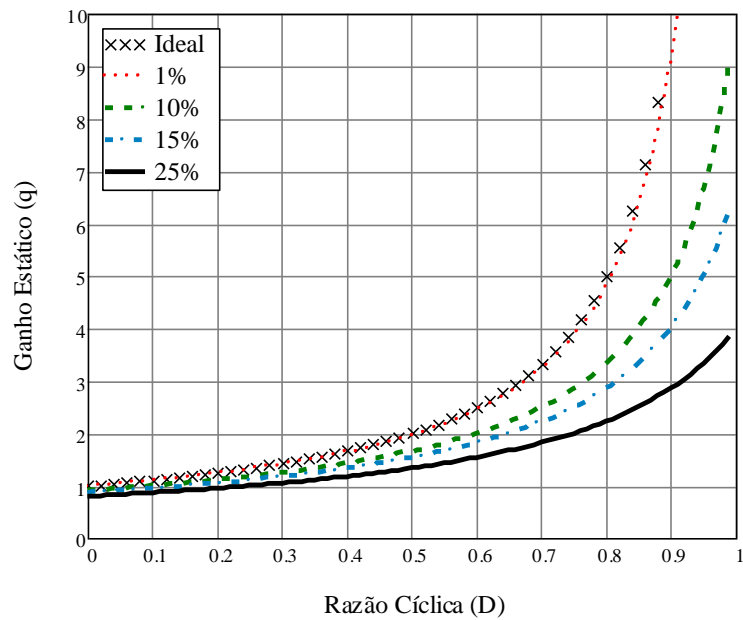
De maneira análoga ao apresentado para o interruptor controlado, a figura 4.8 considera apenas o efeito da relação da tensão em condução do interruptor controlado pela tensão de alimentação e a figura 4.9 considera a relação da resistência em condução do interruptor controlado pela resistência de carga sendo alterada em quantidades percentuais com o parâmetro da relação de tensão em condução, configurado em 0,75%.

Figura 4.8 – Efeito da relação da tensão em condução do interruptor autônomo pela tensão de alimentação sobre o ganho estático



Fonte: Autor (2013)

Figura 4.9 – Efeito da relação da resistência em condução do interruptor autônomo pela resistência de carga sobre o ganho estático, com a relação de tensão em condução igual a 0,75%



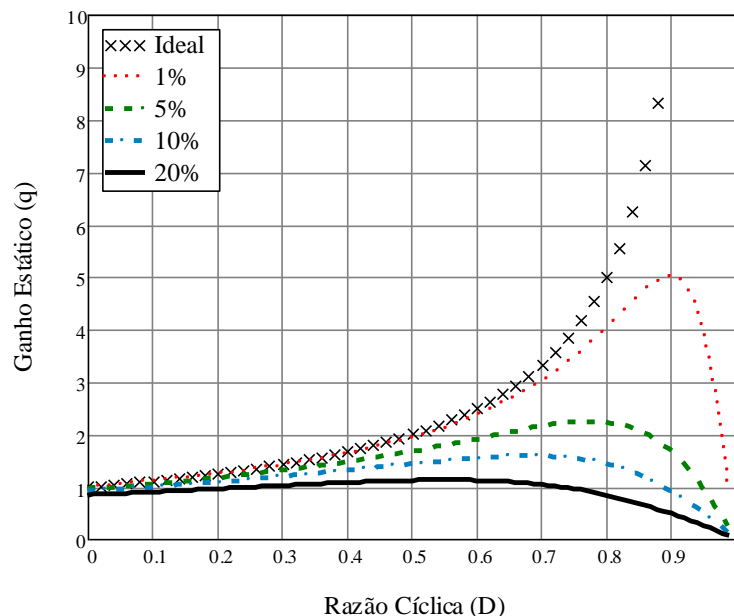
Fonte: Autor (2013)

As curvas relacionadas com os efeitos das perdas devido à resistência série do indutor sobre o ganho estático da estrutura são apresentadas na figura 4.10. Para a obtenção das curvas os demais parâmetros referentes às perdas foram desprezados, ou seja, definidos como nulos.

O comportamento das curvas obtidas demonstra que este parâmetro possui uma influência grande na forma da curva ao longo da excursão da razão cíclica, podendo causar uma limitação do máximo ganho estático obtido à medida que o valor da relação cresce. Para o caso onde a relação considerada foi de 1% o máximo ganho estático poderia ser obtido com razão cíclica igual a 0,9, sendo igual a 5. Por outro lado, elevando a relação para 5% o máximo ganho estático seria de apenas 2,23 para a razão cíclica igual a 0,78.

Considerando que a resistência de carga é um fator imperativo de atendimento do processo, a resistência série do indutor se mostra um parâmetro muito influente na curva de ganho estático que pode causar a limitação drástica do máximo ganho estático obtido, além de deslocar o ponto de máximo para as regiões da razão cíclica quase unitária, onde a utilização do período de chaveamento pelo intervalo de condução do interruptor controlado é quase total.

Figura 4.10 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o ganho estático



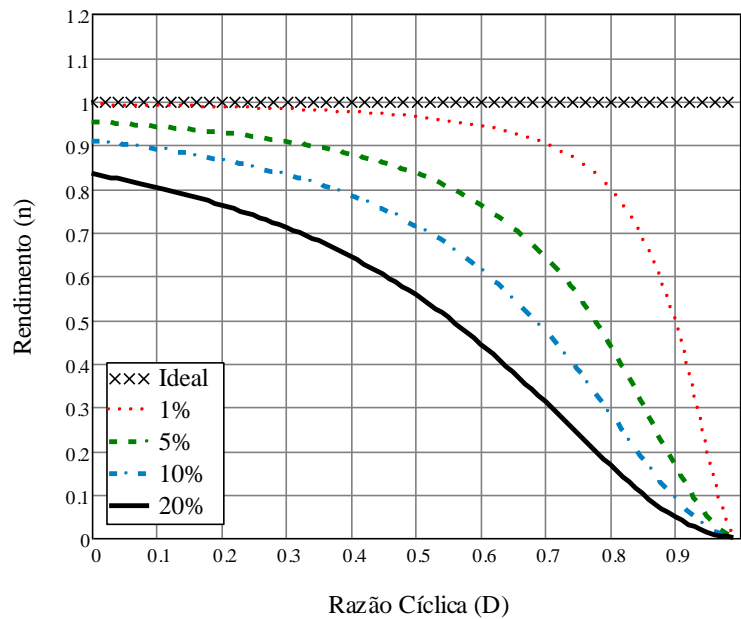
Fonte: Autor (2013)

Neste sentido, o emprego de relações menores entre a resistência série do indutor e a resistência de carga minimiza tais efeitos restritivos na obtenção de ganho de conversão estático elevado. Entretanto, a diminuição da resistência série do indutor implica no projeto e construção de indutores de maior volume, maior peso, e, conseqüentemente de maior custo financeiro.

As figuras 4.11 até 4.16 apresentam curvas do rendimento do conversor utilizando célula de potência única para o modo MCC em função da variação da razão cíclica.

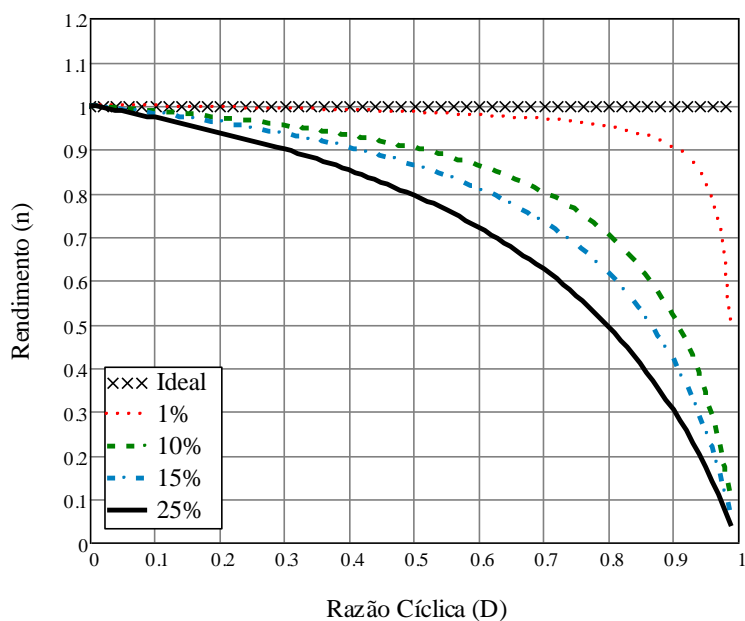
De maneira análoga ao realizado para o ganho estático, as curvas consideram o caso ideal, onde todas as perdas são desprezadas, e casos onde são empregados parâmetros relacionados com as perdas em variações percentuais, de maneira isolada ou em pares, com o objetivo de avaliar a suscetibilidade e a pertinência destes parâmetros sobre a operação.

Figura 4.11 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o rendimento



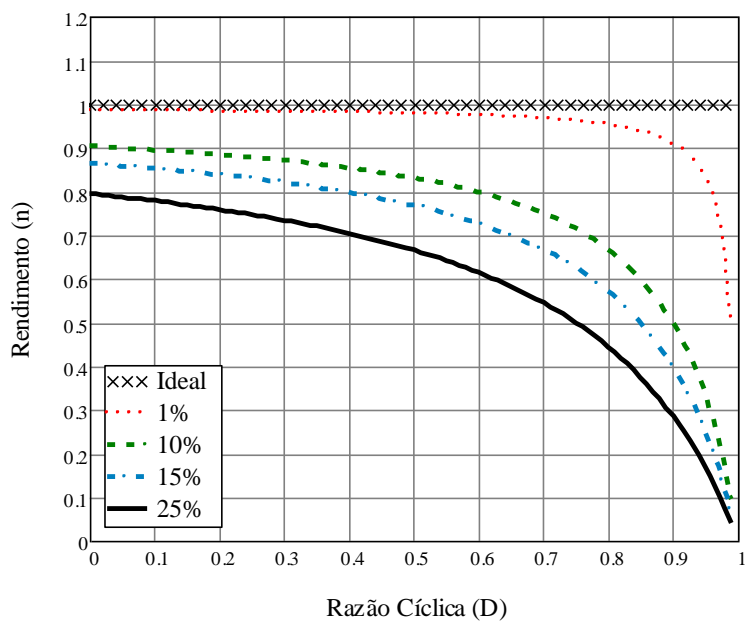
Fonte: Autor (2013)

Figura 4.12 – Efeito da relação da resistência em condução do interruptor controlado pela resistência de carga sobre o rendimento, com a relação de tensão em condução igual a 1,5%



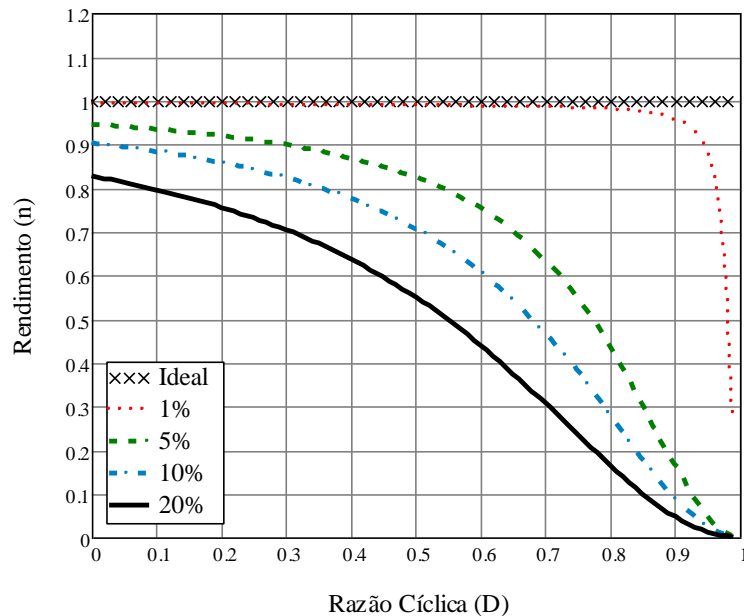
Fonte: Autor (2013)

Figura 4.13 – Efeito da relação da resistência em condução do interruptor autônomo pela resistência de carga sobre o rendimento, com a relação de tensão em condução igual a 0,75%



Fonte: Autor (2013)

Figura 4.14 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o rendimento, com todas as outras perdas consideradas



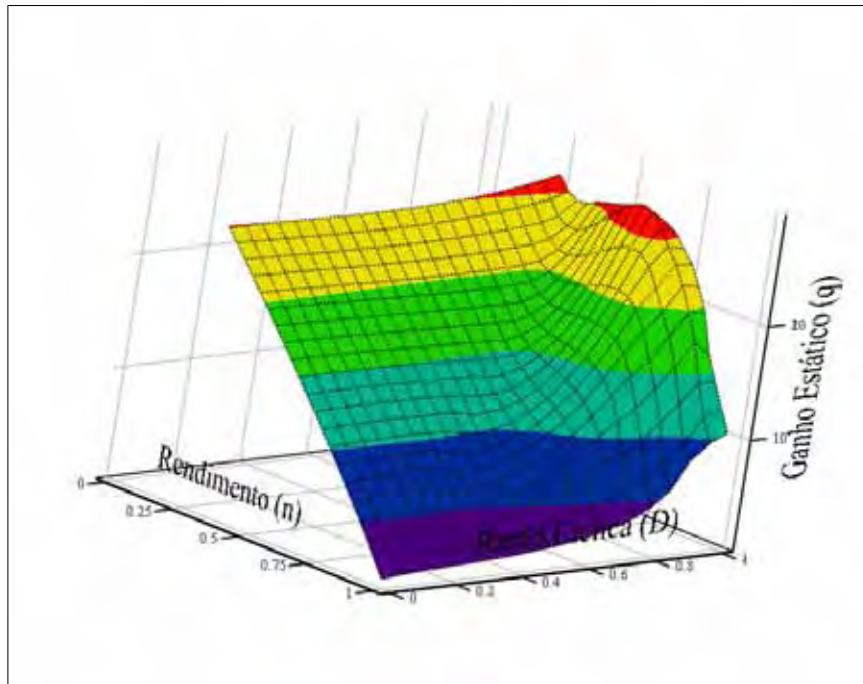
Fonte: Autor (2013)

Os comportamentos das curvas demonstram de maneira análoga ao obtido nas análises para o ganho de conversão estática a influência marcante das relações entre resistências na forma da curva do rendimento ao longo da excursão da razão cíclica, podendo causar a redução drástica do rendimento obtido à medida que o valor da relação cresce. Além disso, as relações das resistências série do indutor e do diodo com a resistência de carga resultam em decréscimo no rendimento mesmo em situações em que a razão cíclica é nula.

A superfície relacionada com o ganho estático e o rendimento em função da razão cíclica, considerando as perdas em condução, para o conversor de uma única célula operando no modo de condução contínua é apresentada na figura 4.15.



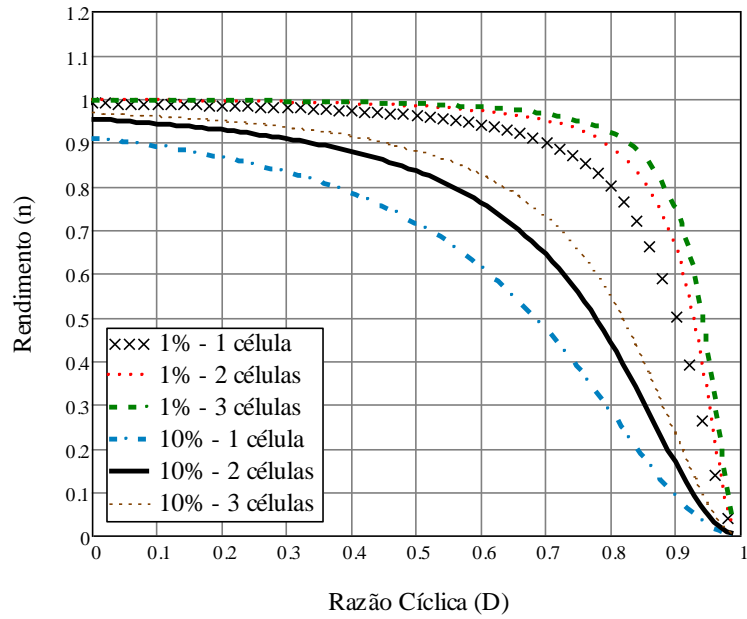
Figura 4.15 – Curva 3D da superfície relacionada com o ganho estático e rendimento em função da razão cíclica, com todas as perdas de condução consideradas no caso exemplo



Fonte: Autor (2013)

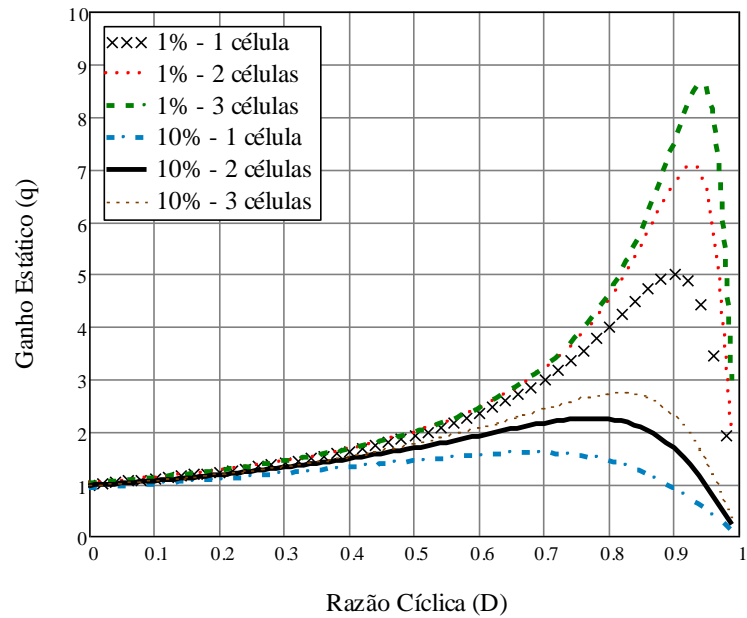
As figuras 4.16 e 4.17 apresentam as curvas do ganho estático e do rendimento relacionadas com os efeitos das relações das resistências série dos indutores em situações de arquitetura multicelular, desconsiderando as demais perdas. As curvas são geradas considerando o emprego de uma até três células de potência e o emprego do mesmo valor de indutor, mantendo a relação de resistências iguais a 1% e 10% em cada caso.

Figura 4.16 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o rendimento em casos multicelulares, com todas as outras perdas desconsideradas



Fonte: Autor (2013)

Figura 4.17 – Efeito da relação da resistência série do indutor pela resistência de carga sobre o ganho estático em casos multicelulares, com todas as outras perdas desconsideradas



Fonte: Autor (2013)

O aumento do número de células de potência ( $N_{CP}$ ) teoricamente ocasiona uma melhoria no rendimento e no máximo valor do ganho estático,

além do aumento da razão cíclica necessária para a obtenção dos valores máximos quando comparado com o caso de célula de potência única.

A realização do projeto do indutor considerando a divisão dos esforços de corrente entre as células na arquitetura multicelular, mantendo as configurações de núcleo, pode resultar na diminuição das resistências série apresentadas em cada indutor e conseqüentemente em melhoria no rendimento e na elevação do ganho estático máximo que pode ser obtido.

Por outro lado, o aumento da densidade de potência nos indutores, devido a diminuição das configurações do núcleo, pode levar a um aumento nas resistências série resultantes em cada uma das células, e conseqüentemente a elevação das perdas, pois o decréscimo da corrente e a elevação do valor da resistência nas  $N_{CP}$  células podem não ser equivalentes.

Para os casos onde a relação é de 1% os efeitos são notados no rendimento para valores de razão cíclica maiores que meio e o ganho estático máximo aumenta de 5 quando a razão cíclica (D) é de 0,9 para 8,65 quando a razão cíclica é igual a 0,94, ao elevar-se de uma para três células. Enquanto para os casos de relação igual a 10% as diferenças entre as curvas do rendimento são relevantes em toda a extensão da razão cíclica.

#### 4.6 Ganho de Conversão Estático e Rendimento – Modo MCD e MCCr

No modo de condução descontínua, onde os estágios de operação 1, 2 e 3 acontecem, a técnica de aproximação linear somente pode ser aplicada para simplificar as expressões relacionadas com a ondulação de tensão sobre o capacitor (4.7), (4.9) e (4.11). O modo de condução crítica, em um ponto de operação, pode ser interpretado como sendo um caso especial do modo de condução descontínuo onde o terceiro estágio de operação não existe.

As ondulações de corrente através do indutor devem ser contabilizadas devido a sua grande variação em amplitude. Assim, as expressões (4.39) e (4.40) são relacionadas com o estágio de operação 1, enquanto as expressões (4.41) e (4.42) relacionadas com o estágio de operação 2, e por fim, as expressões (4.43) e (4.44) com o estágio de operação 3.

$$v_L(t) = v_{L-E1}(t) = V_{in} - i_L(t)R_L - i_L(t)R_S - V_S \quad (4.39)$$

$$i_c(t) = I_{C-E1} = -\frac{V_o}{R_o} \quad (4.40)$$

$$v_L(t) = v_{L-E2}(t) = V_{in} - i_L(t)R_L - i_L(t)R_D - V_D - v_C(t) \quad (4.41)$$

$$i_c(t) = I_{C-E2} = i_L(t) - \frac{V_o}{R_o} \quad (4.42)$$

$$v_L(t) = 0 \quad (4.43)$$

$$i_c(t) = I_{C-E3} = -\frac{V_o}{R_o} \quad (4.44)$$

Além disso, no conversor CC-CC *boost* a corrente que flui através do diodo deve ser igual a corrente drenada pela carga mais a corrente drenada pelo capacitor, conforme (4.45). Pelo princípio do balanço de energia no capacitor, a corrente média através do capacitor deve ser nula em regime permanente, assim é possível obter (4.46).

$$i_D(t) = i_c(t) + \frac{v_C(t)}{R_o} \quad (4.45)$$

$$\langle I_D \rangle = \frac{V_o}{R} \quad (4.46)$$

Aplicando o princípio do balanço de energia no conjunto de (4.39) até (4.44) é possível determinar as expressões (4.47) e (4.48), onde a corrente de pico ( $i_p$ ) e a porcentagem de duração do estágio de operação 2 ( $D_2$ ) são incógnitas no sistema.

$$\langle V_L \rangle = 0 = V_{in}(D_1 + D_2) - V_o \cdot D_2 - V_S \cdot D_1 - V_D \cdot D_2 - i_p \cdot ((D_1 + D_2) \cdot R_L + D_1 \cdot R_S + D_2 \cdot R_D) \quad (4.47)$$

$$\langle I_C \rangle = 0 = -\frac{V_o}{R_o} + \frac{i_p \cdot D_2}{2} \quad (4.48)$$

O valor da corrente de pico ( $i_p$ ) pode ser determinado através da expressão da corrente através do indutor empregando o circuito equivalente relacionado com o estágio de operação 1, conforme (4.49).

$$i_{L-E1}(t) = \frac{V_{in} - V_S}{R_L + R_S} \cdot \left( 1 - e^{-t \cdot \left( \frac{R_L + R_S}{L} \right)} \right) \cong \frac{V_{in} - V_S}{L} t \quad (4.49)$$

Assim, o valor da corrente de pico ( $i_p$ ) pode ser determinado aplicando a aproximação da função exponencial por uma expansão em série de Taylor de ordem unitária e considerando o intervalo de tempo integral do primeiro estágio de operação igual a  $D_1.T$ , conforme (4.50).

$$i_p = i_L(D_1.T) \cong \frac{V_{in} - V_s}{L} D_1.T \quad (4.50)$$

Substituindo a expressão relacionada com a corrente de pico ( $i_p$ ), (4.50) e a relacionada com a duração do estágio de operação 2 ( $D_2$ ), (4.48), na expressão (4.47) é possível obter a expressão (4.51).

$$q^2 + b_1.q + b_2 = 0 \quad (4.51)$$

Onde (4.52) e (4.53) são as raízes obtidos de (4.51) e (4.54) é uma constante.

$$b_1 = \left[ 2.D_1 \cdot \frac{(R_L + R_D)}{R_o} \cdot \frac{1}{k} \left[ 1 - \frac{V_s}{V_{in}} \right] + \frac{V_D}{V_{in}} - 1 \right] \quad (4.52)$$

$$b_2 = \left( \left( \frac{V_s}{V_{in}} \right)^2 - 2 \cdot \frac{V_s}{V_{in}} + 1 \right) \left( \frac{D_1^2 \left( 2.D_1 \cdot \frac{(R_L + R_s)}{R_o} - k \right)}{k^2} \right) \quad (4.53)$$

$$k = \frac{2.L}{R_o.T} \quad (4.54)$$

A solução proposta pelo método de Bhaskara para a equação quadrática (4.55) possui duas raízes, devido aos parâmetros serem todos positivos e a tensão de saída ser positiva somente a raiz positiva é tomada para a determinação da expressão relacionada com o ganho estático do conversor *boost* unicelular considerando as perdas em condução e operando no modo de condução descontínua.

$$q = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-b_1}{2} + \sqrt{\frac{b_1^2 - 4.b_2}{4}} \quad (4.55)$$

As características do conversor se modificam significativamente quando o conversor opera no modo de condução descontínua. A tensão de saída se torna totalmente dependente da carga ocasionando a elevação da impedância de saída do conversor.

A expressão do rendimento pode ser desenvolvida de maneira análoga ao procedimento efetuado para o modo de condução contínua, obtendo-se (4.56).

$$\eta = q \cdot \frac{\left(1 - q - \frac{V_D}{V_{in}}\right) \frac{D_2}{D_1}}{\left(1 - \frac{V_S}{V_{in}}\right)} \quad (4.56)$$

#### 4.7 Conclusões Parciais

No capítulo foram analisados os modelos que descrevem o comportamento da operação do conversor *boost* em regime permanente considerando três modos de condução (MCD, MCCr e MCCC) e arquitetura celular paralela com a técnica de entrelaçamento em valores médios.

Os modelos são baseados na técnica de valores médios e as definições de equilíbrio de energia no indutor e no capacitor. Além disso, a técnica de aproximação linear das oscilações foi empregada nas formas de onda de tensão no capacitor para todos os modos de condução e para aproximar as oscilações de corrente através dos indutores no modo de condução contínua.

Os modelos contemplam as perdas médias relacionadas com a condução de corrente nos dispositivos, devido aos elementos série resistivos e as quedas de tensão no indutor e nos semicondutores.

Para o modo de condução contínua a perda média de condução desenvolvida pelo modelo representa com boa precisão a perda calculada através das expressões dos valores eficazes de corrente.

Os modelos foram empregados para levantar diversas curvas para análise dos efeitos de cada uma das perdas sobre o ganho de conversão estática e sobre o rendimento.

À partir das coletâneas de curvas obtidas considerando situações de projeto realizáveis na prática foi possível constatar a grande influência dos elementos resistivos série na limitação do ganho de conversão estática máximo, e conseqüentemente no rendimento da conversão de energia.



## 5 ANÁLISE DE OPERAÇÃO: ESTUDOS DE CASOS

Com o objetivo de realizar a análise das topologias de conversores CC-CC *boost*, com arquitetura celular paralela, para servirem de estágio de conversão de entrada em aplicações onde sejam necessárias as condições de elevado ganho, elevado rendimento e requerimento de corrente contínua da fonte de alimentação com baixa amplitude ondulação, é definido um caso típico de atendimento para fundamentar as comparações das topologias e suas condições de operação.

Inicialmente são abordados os projetos dos componentes que compõem as células de potência, bem como suas especificações práticas, para todas as configurações de modo de condução e número de células de potência (1 ou 2 em paralelo).

Considerando as especificações determinadas nos projetos os comportamentos das diferentes configurações de conversores CC-CC são avaliados e comparados através dos modelos equivalentes das perdas em valores médios e através de simulação computacional.

### 5.1 Projeto dos Componentes

Nesta seção são apresentados resumidamente os projetos e dimensionamentos da especificação idealizada dos componentes das células de potência *Boost* para o conversor operando nos 3 modos de condução e também para a operação entrelaçada considerando 2 células de potência.

O caso típico escolhido para análise está relacionado com o atendimento de uma potência nominal de 1kW e uma tensão contínua de 380V à partir de uma fonte de tensão de entrada de 96V. O valor escolhido para a tensão de entrada está relacionado com possível emprego da associação série de painéis fotovoltaicos tendo como valor resultante 96V. A adoção da tensão de saída como sendo 380V se deve ao fato desta amplitude ser uma necessidade regular de barramentos de alimentação de estágios de conversão CC-CA empregados em diversas aplicações. As ondulações na forma de onda de corrente através do indutor e na forma de onda de tensão de saída são definidas como sendo de 20% e 1%, respectivamente. A tabela 5.1 apresenta



os parâmetros relacionados com as especificações de atendimento para o caso típico.

Tabela 5.1 - Especificações para o caso típico

Parâmetros de operação	Valores
Tensão de entrada ( $V_{in}$ )	96V
Tensão de saída ( $V_o$ )	380V
Potência (P)	1000W
Frequência de operação ( $f_{sw}$ )	20 kHz
Ondulação da tensão de saída ( $\Delta V_c$ )	1%
Ondulação da corrente de entrada ( $\Delta I$ )	20%

Fonte: Autor (2013)

As especificações dos elementos armazenadores de energia, indutor e capacitor, são realizadas considerando a análise ideal do conversor e as definições apresentadas nos capítulos 2 e 4.

A determinação da resistência de carga equivalente relacionada com a potência de 1kW na tensão de 380 V pode ser encontrada usando (5.1).

$$R = \frac{V_o^2}{P} \quad (5.1)$$

As correntes médias de entrada e de saída podem ser determinadas por (5.2) e (5.3).

$$I = \frac{P}{V_{in}} \quad (5.2)$$

$$I_o = \frac{P}{V_o} \quad (5.3)$$

Assim, o valor da capacitância para o filtro de saída pode ser calculado através da expressão (5.4) considerando uma variação de 1% na tensão de saída (3,8V).

$$C = \frac{I_o}{f \cdot \Delta V_c} \cdot \frac{(V_o - V_{in})}{V_o} \quad (5.4)$$

Para o modo de condução contínua o cálculo da indutância considerando a ondulação de 20% da corrente de entrada pode ser determinado por (5.5).

$$L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{\Delta I} \quad (5.5)$$

Para a configuração da arquitetura celular, envolvendo duas células entrelaçadas, o valor obtido para a configuração de célula única foi dividido por dois, ocasionando a duplicação da ondulação presente em cada célula de potência, mas ainda resultando em ondulação menor que o requerido na entrada (20%) devido ao efeito do entrelaçamento.

A razão cíclica para MCC foi calculada através de (5.6).

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_o} \quad (5.6)$$

A tabela 5.2 apresenta o resumo dos valores obtidos para as grandezas de operação e componentes.

Tabela 5.2 – Resumo de valores para as grandezas de operação e componentes considerando o MCC

Grandezas calculadas	Resultados
Razão cíclica (D)	0,747
Carga resistiva (R)	143Ω
Corrente média de entrada (I)	10,42A
Corrente média de saída (I <sub>o</sub> )	2,63A
Capacitância (C)	25,87μF
Indutância (L) para 1 célula	1792μH
Indutância (L) para 2 células	896μH

Fonte: Autor (2013)

Para o cálculo do valor da indutância do conversor no MCD, conforme as restrições apresentadas no Capítulo 2, a ondulação de corrente deve ser maior que seu valor médio. Assim, através de (5.7) é possível determinar o valor da indutância crítica, sendo esta a indutância que delimita a limite entre os modos de operação MCC e MCD.

$$L = \frac{V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot I_o} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (5.7)$$

O valor da indutância determinado para a operação no modo MCD foi escolhido como sendo aproximadamente 5,8% menor que a indutância determinada para o MCCr para deslocar a operação dentro da região da

descontinuidade. Para a operação entrelaçada, o valor da indutância é o dobro do valor determinado para a operação com célula única.

O resumo dos valores obtidos para as grandezas de operação e componentes para os modos MCD e MCCr são apresentados na tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Resumo de valores para os componentes considerando os MCC e MCCr

<b>Grandezas calculadas</b>	<b>Resultados</b>
Capacitância (C)	25,87 $\mu$ F
Indutância (L) para 1 célula em MCD	162 $\mu$ H
Indutância (L <sub>1</sub> ) para 2 células em MCD	324 $\mu$ H
Indutância (L) para 1 célula em MCCr	172 $\mu$ H
Indutância (L <sub>1</sub> ) para 2 células em MCCr	344 $\mu$ H

Fonte: Autor (2013)

A seguir serão apresentadas as especificações práticas dos semicondutores, capacitores e indutores.

### 5.1.1 Especificação dos Semicondutores

Dentre os possíveis interruptores semicondutores com propriedades de controle de entrada em condução e bloqueio de corrente contínua em elevadas frequências, foi adotado para o estudo um interruptor do tipo IGBT. Enquanto para o diodo de saída, devido à necessidade da realização da recuperação reversa em um intervalo de tempo pequeno e em situações de tensões elevadas, optou-se pelo emprego de um diodo o tipo ultrarrápido.

A tabela 5.4 apresenta os esforços máximos de operação nos semicondutores relacionados com a estimação no caso ideal em MCD.

Tabela 5.4 – Esforços máximos de operação nos semicondutores relacionados com caso ideal em MCD

<b>Máximos valores ideais exigidos dos semicondutores</b>		
Grandezas	IGBT	DIODO
Corrente média (A)	8,26	2,71
Corrente eficaz (A)	11,04	6,34
Corrente de pico (A)	22,12	22,12
Tensão de pico (V)	394,05	393,0

Fonte: Autor (2013)

Assim, a especificação do IGBT é realizada considerando o modelo HGTP12N60A4D, por suprir as demandas de operação, como tensão e corrente e operar em uma faixa de frequência compatível a necessidade dos casos estudados [29]. Para as excursões de corrente existentes nos casos analisados o interruptor apresenta uma tensão direta em condução equivalente igual a 1,5V e uma resistência série equivalente de condução igual a 25m $\Omega$ , e ao comportamento das perdas de comutação estimados por (3.14) e (3.15). De maneira análoga, em função das necessidades de operação o diodo da célula de potência é especificado como sendo o modelo RHRP860. Este dispositivo de acordo com as informações fornecidas pelo fabricante apresenta uma tensão direta em condução equivalente igual a 0,7V e uma resistência série equivalente de condução igual a 71m $\Omega$ .

#### 5.1.2 Especificação dos Capacitores

Devido as características de operação optou-se pelo emprego de um capacitor eletrolítico da marca Cornell Dubilier, com capacitância comercial de 22 $\mu$ F, e apresentando segundo seu fabricante uma resistência série equivalente (ESR) de 25m $\Omega$ .

Adicionalmente, o valor da capacitância pode ser reduzido devido ao aumento da frequência das formas de onda no estágio de saída com o entrelaçamento, entretanto, nestes estudos de casos para efeitos de comparação o valor do capacitor será mantido o mesmo.

#### 5.1.3 Especificação dos Indutores

A especificação dos indutores envolve a especificação do material e geometria do núcleo magnético, da bitola e comprimento dos fios para a composição das espiras e da necessidade de entreferro. A obtenção de indutores operando de forma linear, considerando a relação da densidade do fluxo magnético e da força do campo magnético, envolve usualmente o emprego de um entreferro.

Dessa forma o dimensionamento dos indutores leva em consideração o uso de núcleos de ferrite que mantém o indutor menos sensível às variações na permeabilidade do material magnético.

As variações na permeabilidade do material devido às variações na componente contínua da corrente e na tensão aplicada ao indutor, não ocasionam variações apreciáveis na indutância [30 e 31].

A metodologia empregada na especificação dos indutores é baseada nos métodos apresentados em [31 e 32].

A sequência a seguir, apresenta os passos usados para o projeto dos indutores, iniciando com as informações primárias necessárias:

- a) Intensidade de indutância requerida ( $L$ );
- b) Valores de pico ( $I_{\text{pico}}$ ) e eficaz ( $I_{\text{rms}}$ ) da forma de onda da corrente que flui através do indutor;
- c) Frequência máxima ( $f_{\text{smax}}$ ) da forma de onda da corrente que flui através do indutor;
- d) Fator de utilização da janela ( $K_u$ );
- e) Magnitude máxima da densidade de corrente ( $j_{\text{max}}$ );
- f) Indução magnética máxima ( $B_{\text{max}}$ ), definida em função de tipo do material magnético.

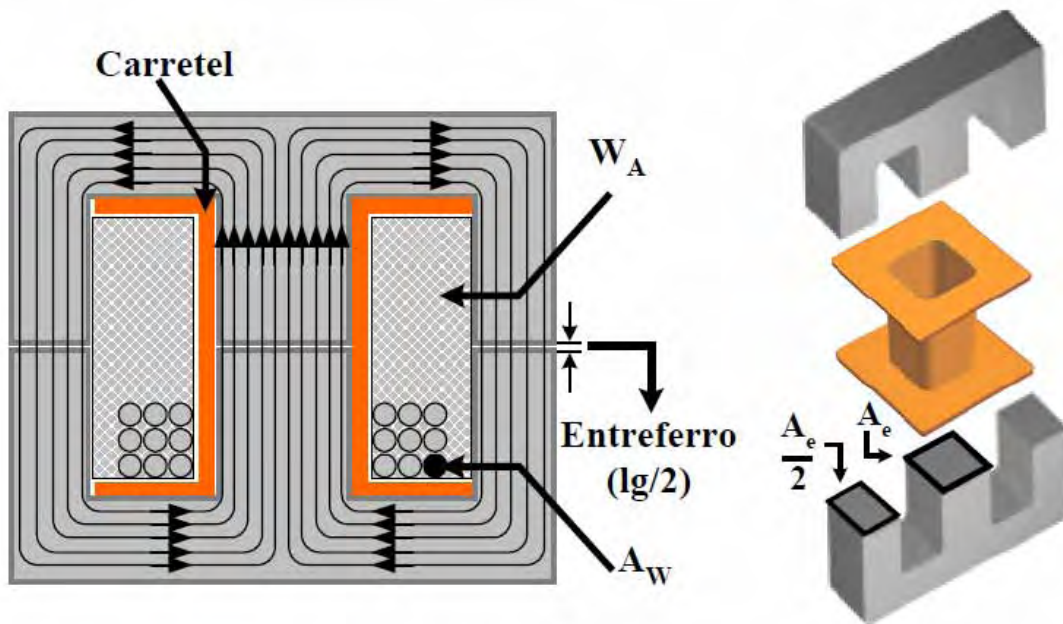
Com o levantamento dos dados dos itens vistos a próxima etapa é calcular o produto da área da janela do núcleo requerido  $(A_e W_A)_R$  através da equação (5.8) onde  $A_e$  é a área efetiva da seção transversal do núcleo magnético e  $W_A$  é a área da janela disponível para os enrolamentos.

$$(A_e W_A)_R \geq L \cdot \frac{I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{rms}}}{K_u \cdot B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}}} \quad (5.8)$$

Dessa forma é possível escolher/determinar o tipo de núcleo magnético (NEE, NP, NU, EC, ETD, PM, PQ, etc) e também encontrar a resistência série do enrolamento ( $R_s$ ).

A figura 5.1 ilustra as informações referentes à localização dos parâmetros  $A_e$ ,  $W_A$  e entreferro ( $l_g$ ) em um núcleo do tipo NEE.

Figura 5.1 - Identificação das variáveis  $A_e$ ,  $W_A$ ,  $A_w$  e  $l_g$  em um núcleo do tipo NEE



Fonte: F.A.S. Gonçalves (2005)

Consultando catálogos de fabricantes de núcleos magnéticos, o modelo de núcleo que possuir um produto  $A_e \cdot W_A$  maior que  $(A_e \cdot W_A)_R$  será o escolhido. Adotando o valor do  $A_e$  e do  $W_A$  do núcleo escolhido segue-se os passos para o cálculo do número de espiras ( $N$ ), através da equação (5.9).

$$N \geq \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (5.9)$$

Calcular o entreferro necessário ( $l_g$ ), através da equação (5.10), onde  $N$  é o número de espiras e  $\mu_0$  é a permeabilidade do vácuo ( $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ ).

$$l_g = \frac{N^2 \cdot A_e \cdot \mu_0}{L} \cdot 10^2 \quad (5.10)$$

Determinar a seção mínima (bitola) do condutor a ser utilizado nas espiras em função da corrente eficaz exigida. Adota-se um fio que possua uma seção transversal de cobre ( $Scu$ ) com valor maior que  $(Scu)_{ini}$  dado pela equação (5.11).

$$Scu_{ini} = \frac{I_{rms}}{J_{max}} \quad (5.11)$$

Verificar se a restrição imposta pela equação (5.12) é satisfeita. Se sim, significa que o coeficiente de penetração ( $\Delta$ ), dado pela equação (5.13), é maior que o raio da seção transversal de cobre do condutor escolhido, então

não será necessário utilizar fios do tipo Litz. Caso contrário, a utilização de fios Litz faz-se necessária, então se segue para os próximos equacionamentos.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs_{\max}}} \quad (5.12)$$

$$\Delta < \sqrt{\frac{Scu}{\pi}} \quad (5.13)$$

Determinar o diâmetro máximo do condutor ( $D_{\max}$ ) do condutor e o número de fios necessários para a composição do fio Litz, através das equações, (5.15), (5.16) e (5.16).

$$D_{\max} = 2.\Delta \quad (5.14)$$

$$Scu_{Litz} = 2.\pi.R^2 \quad (5.15)$$

$$N_{Litz} = \frac{Scu_{ini}}{Scu_{Litz}} \quad (5.16)$$

Alguns fatores podem influenciar no fator de utilização da janela do núcleo ( $K_u$ ) ocasionando um valor menor que um. Como por exemplo, quando as camadas de fios no ato do enrolamento das espiras não se encaixam perfeitamente, e, quando o tipo de isolamento, a bitola do fio e o carretel também ocupam uma pequena parcela de área da janela disponível.

A resistência serie causada pelo fio é calculado através de (5.17), onde  $\rho$  é a resistividade do cobre ( $1,72.10^{-8}\Omega.m$ ),  $l$  é o comprimento do condutor (m) e  $A$  é a seção transversal do condutor ( $m^2$ ).

$$R_s = \rho \times \frac{l}{A} \quad (5.17)$$

No desenvolvimento de todas as especificações considerou-se que:

- O fator de utilização da janela ( $K_u$ ) seria igual a 0,7;
- A magnitude máxima da densidade de corrente ( $J_{\max}$ ) é igual a  $350A/cm^2$ ;
- A indução magnética máxima ( $B_{\max}$ ) é igual a 0,3T;
- O tipo de núcleo a ser utilizado é do tipo NEE, e o material magnético é ferrite (Thornton - IP12).

Assim, as tabelas 5.5, 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 e 5.10 apresentam os resultados dos cálculos efetuados para a especificação e confecção dos indutores para os 6 modos em discussão.

Tabela 5.5 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para caso de 1 célula no MCC

Variáveis	Amplitudes	Comentários
L	1792 $\mu$ H	Dados requeridos
I <sub>pico</sub>	11,46A	
I <sub>rms</sub>	10,48A	
F <sub>smax</sub>	20kHz	
(A <sub>e</sub> . W <sub>A</sub> ) <sub>R</sub>	29,25cm <sup>4</sup>	Produto de áreas requerido
A <sub>e</sub>	7,98cm <sup>2</sup>	Núcleo NEE65/33/39 (Thornton)
W <sub>A</sub>	5,48cm <sup>2</sup>	
A <sub>e</sub> . W <sub>A</sub>	43,71cm <sup>4</sup>	
N	86	Quantidade de espiras
lg	4,1mm	Entreferro
Scu <sub>ini</sub>	0,02991cm <sup>2</sup>	AWG 12
Scu	0,0331cm <sup>2</sup>	
R <sub>s</sub>	64m $\Omega$	Resistência série

Fonte: Autor (2013)

Tabela 5.6 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para o caso de 2 células no MCC

Variáveis	Amplitudes	Comentários
L	896 $\mu$ H	Dados requeridos
I <sub>pico</sub>	8,02A	
I <sub>rms</sub>	5,24A	
F <sub>smax</sub>	20kHz	
(A <sub>e</sub> . W <sub>A</sub> ) <sub>R</sub>	4,91cm <sup>4</sup>	Produto de áreas requerido
A <sub>e</sub>	2,4cm <sup>2</sup>	Núcleo NEE42/21/20 (Thornton)
W <sub>A</sub>	2,56cm <sup>2</sup>	
A <sub>e</sub> . W <sub>A</sub>	6,14cm <sup>4</sup>	
N	100	Quantidade de espiras
lg	3,35mm	Entreferro
Scu <sub>ini</sub>	0,0143cm <sup>2</sup>	AWG 15
Scu	0,0165cm <sup>2</sup>	
R <sub>s</sub>	87m $\Omega$	Resistência série

Fonte: Autor (2013)



Tabela 5.7 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para o caso de 1 célula no MCD

Variáveis	Amplitudes	Comentários
L	162 $\mu$ H	Dados requeridos
I <sub>pico</sub>	22,12A	
I <sub>rms</sub>	12,77A	
F <sub>smax</sub>	20kHz	
(A <sub>e</sub> .W <sub>A</sub> ) <sub>R</sub>	6,21cm <sup>4</sup>	Produto de áreas requerido
A <sub>e</sub>	3,54cm <sup>2</sup>	Núcleo NEE55/28/21 (Thornton)
W <sub>A</sub>	3,75cm <sup>2</sup>	
A <sub>e</sub> .W <sub>A</sub>	13,29cm <sup>4</sup>	
N	34	Quantidade de espiras
lg	3,12mm	Entreferro
Scu <sub>ini</sub>	0,0364cm <sup>2</sup>	AWG 11
Scu	0,0417cm <sup>2</sup>	
R <sub>s</sub>	14m $\Omega$	Resistência série

Fonte: Autor (2013)

Tabela 5.8 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para caso de 2 células no MCD

Variáveis	Amplitudes	Comentários
L	324 $\mu$ H	Dados requeridos
I <sub>pico</sub>	11,05A	
I <sub>rms</sub>	6,38A	
F <sub>smax</sub>	20kHz	
(A <sub>e</sub> .W <sub>A</sub> ) <sub>R</sub>	3,098cm <sup>4</sup>	Produto de áreas requerido
A <sub>e</sub>	1,81cm <sup>2</sup>	Núcleo NEE42/21/15 (Thornton)
W <sub>A</sub>	2,56cm <sup>2</sup>	
A <sub>e</sub> .W <sub>A</sub>	4,634cm <sup>4</sup>	
N	66	Quantidade de espiras
lg	3,05mm	Entreferro
Scu <sub>ini</sub>	0,0182cm <sup>2</sup>	AWG 14
Scu	0,0208cm <sup>2</sup>	
R <sub>s</sub>	41m $\Omega$	Resistência série

Fonte: Autor (2013)

Tabela 5.9 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para o caso de 1 célula no MCCr

Variáveis	Amplitudes	Comentários
L	172 $\mu$ H	Dados requeridos
I <sub>pico</sub>	20,84A	
I <sub>rms</sub>	12,03A	
F <sub>smax</sub>	20kHz	
(A <sub>e</sub> .W <sub>A</sub> ) <sub>R</sub>	5,872cm <sup>4</sup>	Produto de áreas requerido
A <sub>e</sub>	2,4cm <sup>2</sup>	Núcleo NEE42/21/20 (Thornton)
W <sub>A</sub>	2,56cm <sup>2</sup>	
A <sub>e</sub> .W <sub>A</sub>	6,145cm <sup>4</sup>	
N	50	Quantidade de espiras
lg	4,34mm	Entreferro
Scu <sub>ini</sub>	0,0344cm <sup>2</sup>	AWG 11
Scu	0,0417cm <sup>2</sup>	
R <sub>s</sub>	17m $\Omega$	Resistência série

Fonte: Autor (2013)

Tabela 5.10 - Resumo dos cálculos efetuados para a especificação do indutor para o caso de 2 células no MCCr

Variáveis	Amplitudes	Comentários
L	344 $\mu$ H	Dados requeridos
I <sub>pico</sub>	10,42A	
I <sub>rms</sub>	6,01A	
F <sub>smax</sub>	20kHz	
(A <sub>e</sub> .W <sub>A</sub> ) <sub>R</sub>	2,944cm <sup>4</sup>	Produto de áreas requerido
A <sub>e</sub>	1,81cm <sup>2</sup>	Núcleo NEE42/21/15 (Thornton)
W <sub>A</sub>	2,56cm <sup>2</sup>	
A <sub>e</sub> .W <sub>A</sub>	4,634cm <sup>4</sup>	
N	66	Quantidade de espiras
lg	2,88mm	Entreferro
Scu <sub>ini</sub>	0,0172cm <sup>2</sup>	AWG
Scu	0,0208cm <sup>2</sup>	
R <sub>s</sub>	41m $\Omega$	Resistência série

Fonte: Autor (2013)

As figuras 5.2 e 5.3 apresentam comparações entre os resultados obtidos nos projetos dos indutores. Para a realização das comparações todos os valores são representados em unidades normalizadas considerando as

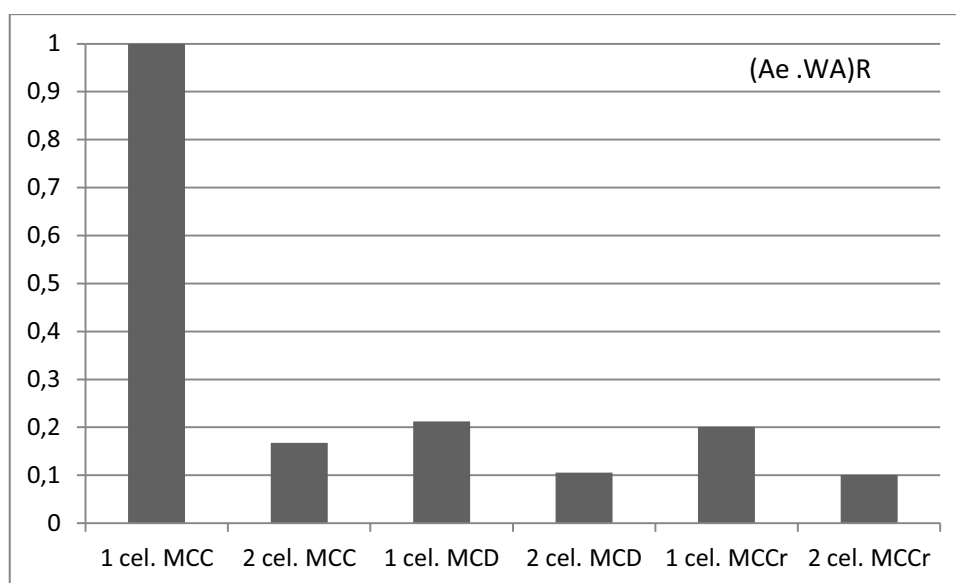
bases definidas como sendo os valores encontrados para o caso de 1 célula operando no MCC.

A comparação da área de janela requerida  $(A_e.W_A)_R$  para os casos avaliados é mostrada na figura 5.2, sendo este parâmetro importante na escolha do tipo de núcleo pois sua grandeza indica de maneira proporcional o volume/tamanho do dispositivo. Os gráficos de barra relacionados com os parâmetros das resistências série encontradas para os indutores para os diferentes casos de operação são ilustrados na figura 5.3.

A área de janela requerida para o núcleo do caso de 1 célula operando em MCC quando comparada a necessária aos demais modos que utilizam apenas 1 único núcleo nos modos MCD e MCCr se mostrou pelo menos três vezes maior, resultando possivelmente em um volume maior. Para os casos com 2 células, apesar da área de janela requerida para os núcleos serem menores necessita-se o uso de dois o que acarreta em uma área de janela requerida equivalente um pouco maior que o caso do uso de uma célula única.

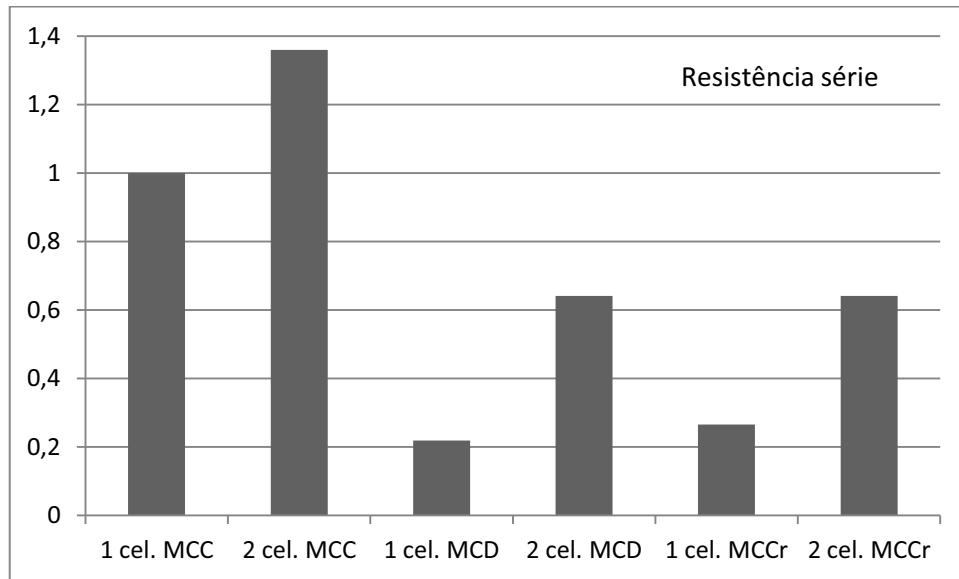
Os dois casos relacionados com o modo MCC apresentam as maiores resistências séries, devido à necessidade de elevada indutância para garantir o modo contínuo na corrente. Assim, para uma mesma intensidade de corrente eficaz, quanto maior for a resistência série maior será a perda correlata.

Figura 5.2 - Comparativo relativo às ocupações de área de janela dos núcleos usados para cada caso



Fonte: Autor (2013)

Figura 5.3 - Comparativo relativo às resistências série dos indutores para cada modo de operação



Fonte: Autor (2013)

Outro aspecto está relacionado com a influência da geometria e do tamanho do núcleo no valor resultante de resistência série. Constatou-se que a diminuição do tamanho do núcleo para melhorar os aspectos de volume e densidade de potência no caso da operação com duas células ocasionou uma elevação das resistências séries maior que o dobro.

## 5.2 Resultados Estimados Usando Modelo por Valores Médios

Nesta seção serão avaliadas as diferentes configurações de conversores CC-CC através das definições obtidas nos modelos por valores médios. As análises consideram as perdas de condução relacionadas com os indutores e semicondutores e a estimação das perdas de comutação nos semicondutores.

As tabelas 5.11 e 5.12 apresentam a coletânea dos parâmetros operacionais e as perdas médias estimadas através do uso dos modelos apresentados e expressões abordadas nos capítulos 3 e 4.

Tabela 5.11- Valores estimados das correntes nos semicondutores e indutores para os casos avaliados

<b>Grandezas estimadas</b>	<b>1 cél. MCC</b>	<b>2 cél. MCC</b>	<b>1 cél. MCD</b>	<b>2 cél. MCD</b>	<b>1 cél. MCCr</b>	<b>2 cél. MCCr</b>
I eficaz no indutor (A)	10,49	5,24	12,78	6,39	12,03	6,01
I média no indutor (A)	10,42	5,21	11,06	5,53	10,42	5,21
I mínima no indutor (A)	9,06	4,53	11,04	5,52	10,40	5,20
I máxima no indutor (A)	7,78	3,89	8,27	4,13	7,78	3,89
I eficaz no interruptor (A)	5,27	2,64	6,42	3,21	6,05	3,03
I média no interruptor (A)	2,64	1,32	2,79	1,40	2,64	1,32
I eficaz no diodo (A)	10,49	5,24	12,78	6,39	12,03	6,01
I média no diodo (A)	10,42	5,21	11,06	5,53	10,42	5,21

Fonte: Autor (2013)

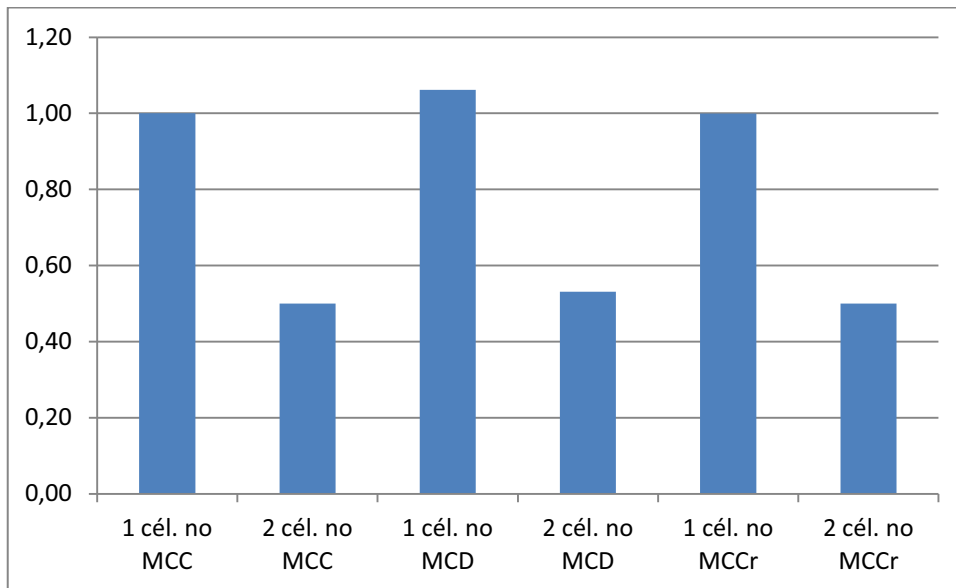
Tabela 5.12 - Perdas nos elementos do conversor e rendimento para os casos avaliados

<b>Perdas</b>	<b>1 cél. MCC</b>	<b>2 cél. MCC</b>	<b>1 cél. MCD</b>	<b>2 cél. MCD</b>	<b>1 cél. MCCr</b>	<b>2 cél. MCCr</b>
PL-cobre (W)	7,04	4,78	2,28	3,35	2,46	2,97
PD-condução (W)	1,97	0,99	2,93	1,46	2,60	1,30
PS-condução (W)	2,05	1,03	3,05	1,52	2,70	1,35
PS-comutação Eon (W)	7,94	7,65	-	-	-	-
PS-comutação Eoff (W)	14,14	12,66	34,08	28,66	31,93	24,92
Total de perdas (W)	33,15	27,11	42,34	34,99	39,69	30,54
Rendimento ( $\eta$ )	0,968	0,974	0,959	0,966	0,962	0,970

Fonte: Autor (2013)

A figura 5.4 apresenta um gráfico de barras envolvendo as estimações dos valores médios de corrente nos indutores, onde é possível constatar a divisão dos esforços médios para os casos usando 2 células quando comparados aos casos de emprego de uma única célula.

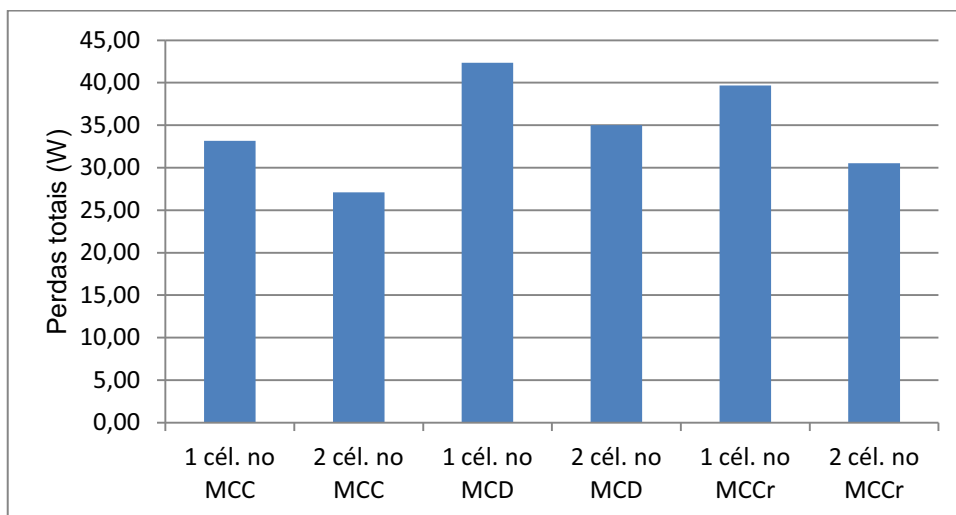
Figura 5.4 – Cálculo da corrente média no indutor da célula de potência *boost*



Fonte: Autor (2013)

As figuras 5.5 até 5.9 apresentam gráficos de barras comparativos envolvendo as perdas médias totais, as perdas devido ao cobre nas indutâncias, as perdas de condução totais e as perdas de comutação para o conversor fornecendo a potência nominal.

Figura 5.5 – Perdas médias totais para a potência nominal

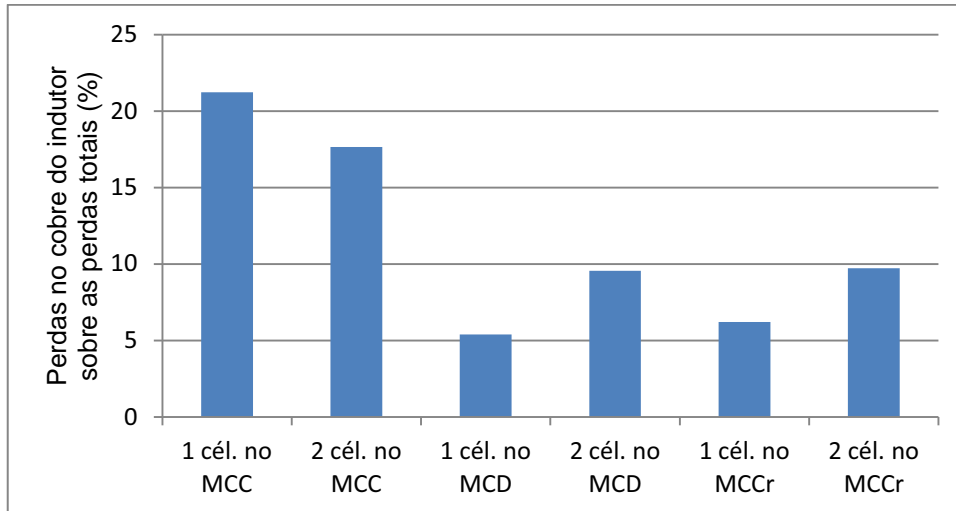


Fonte: Autor (2013)

As perdas médias totais resultaram em amplitudes menores que 45W, para o fornecimento de 1kW, levando em todos os casos a uma operação com um rendimento na condição de operação nominal elevado.

As perdas médias de potência relacionadas com o cobre nos indutores, mostradas na figura 5.6, representam menos que 10% das perdas totais nos modos de condução descontínua e crítica. Nos casos MCC estas perdas para 1 célula e 2 células entrelaçadas são 21% e 18%, respectivamente.

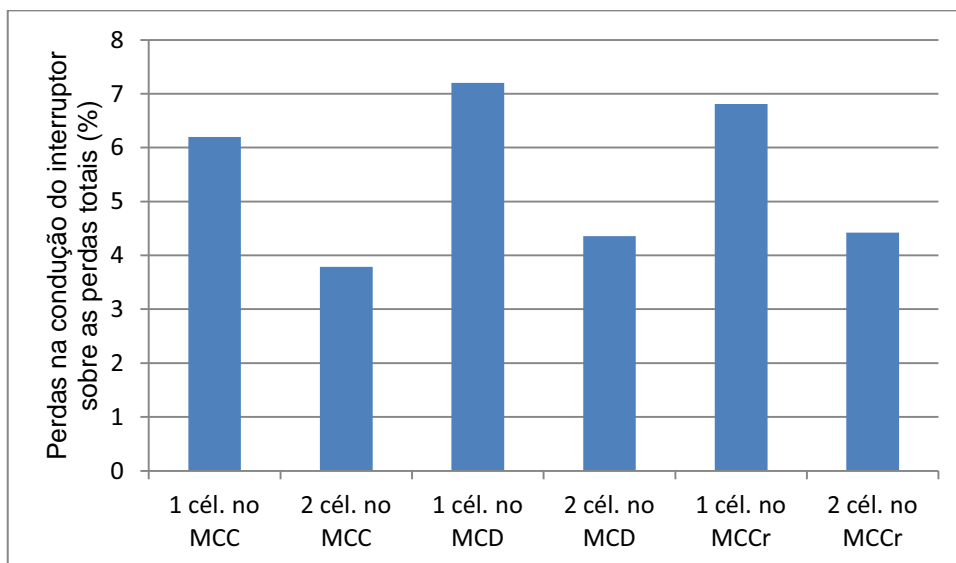
Figura 5.6 – Perdas médias no cobre do indutor para a potência nominal



Fonte: Autor (2013)

A figura 5.7 demonstra que mesmo empregando razões cíclicas elevadas nas operações, as perdas de condução no interruptor representam intensidades menores que 8% das perdas totais em todos os casos, devido as baixas resistências série e tensões diretas apresentadas pelos interruptores.

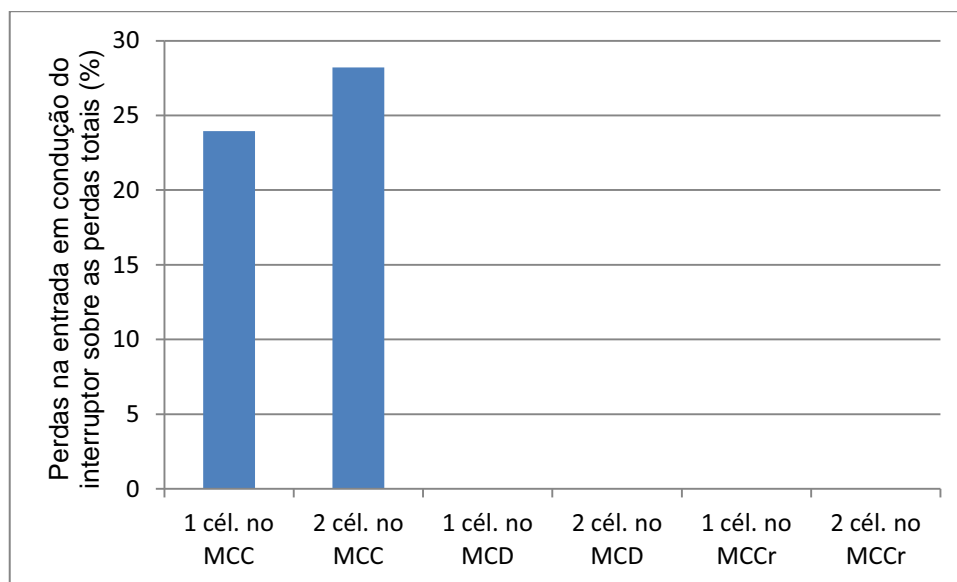
Figura 5.7 – Perdas médias de condução no interruptor para a potência nominal



Fonte: Autor (2013)

Conforme a figura 5.8, as perdas relacionadas com a entrada em condução dos interruptores representam 24% e 27% das perdas totais para os casos de célula única e duas células no modo MCC, respectivamente.

Figura 5.8 – Perdas médias de comutação de entrada em condução no interruptor para a potência nominal

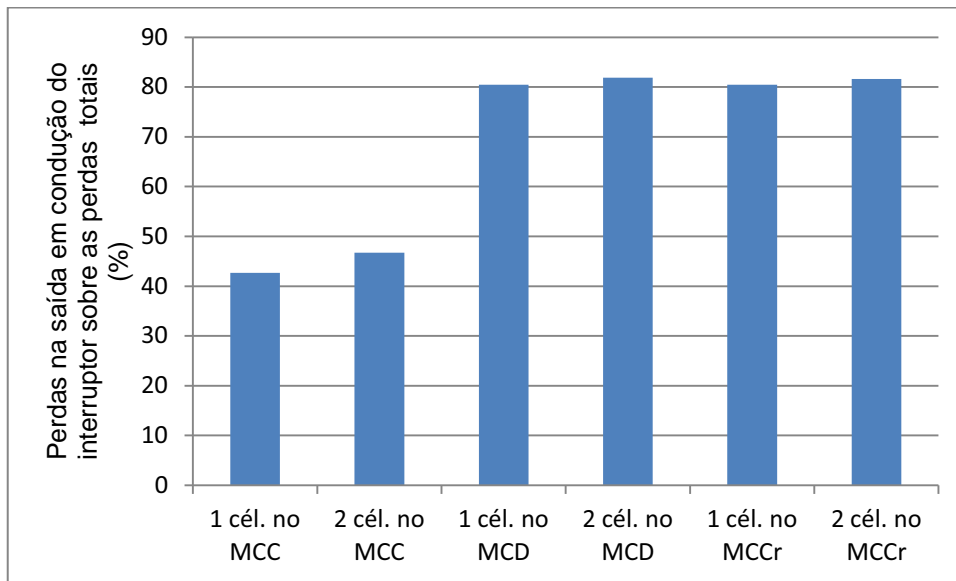


Fonte: Autor (2013)

A figura 5.9 ilustra as perdas relacionadas com o bloqueio dos interruptores que representam mais de 80% das perdas médias totais para os casos envolvendo os modos de condução descontínua e críticas. Enquanto este tipo de perda de comutação nos modos de condução contínua representam 42% e 44%, para os casos de 1 célula e 2 células, respectivamente.



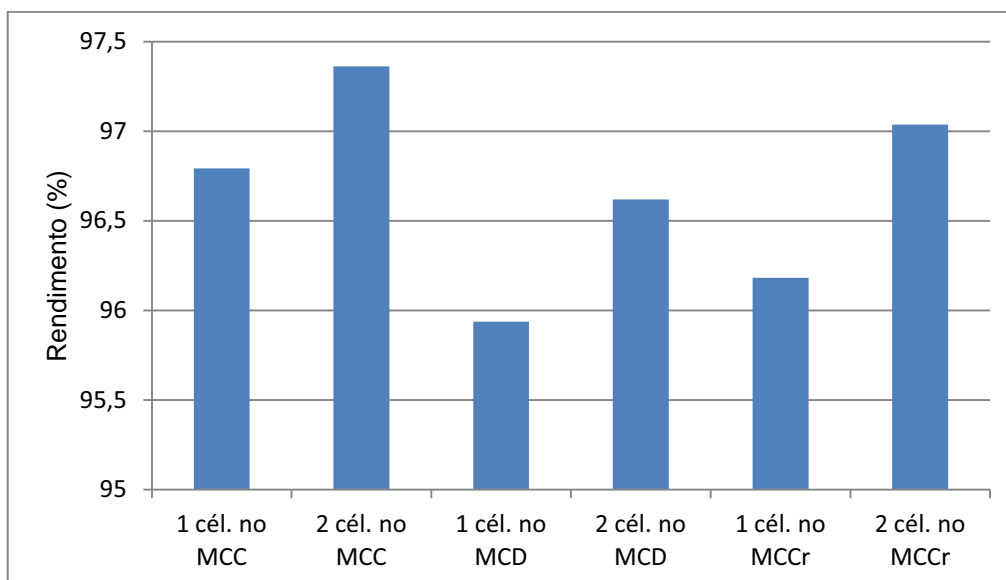
Figura 5.9 – Perdas médias de comutação de bloqueio no interruptor para a potência nominal



Fonte: Autor (2013)

Por fim, a comparação dos rendimentos finais obtidos considerando o fornecimento da potência nominal para cada um dos casos é mostrada na figura 5.10.

Figura 5.10 – Rendimentos para a potência nominal



Fonte: Autor (2013)

As comparações das estimações para os rendimentos indicam que os casos envolvendo o emprego de duas células teoricamente possuem potencial para resultar em melhores rendimentos quando comparados aos seus casos de

operação considerando apenas uma única célula de potência. Nas condições analisadas a estimação do rendimento resultante para o caso de duas células no modo MCC apresentou as menores perdas totais, e conseqüentemente o maior valor de rendimento estimado.

### **5.3 Resultados Estimados Usando Simulação Computacional**

Nesta seção serão avaliadas através de simulação computacional as diferentes configurações de conversores CC-CC, considerando as perdas de condução relacionadas com os indutores e semicondutores e a estimação das perdas de comutação nos semicondutores.

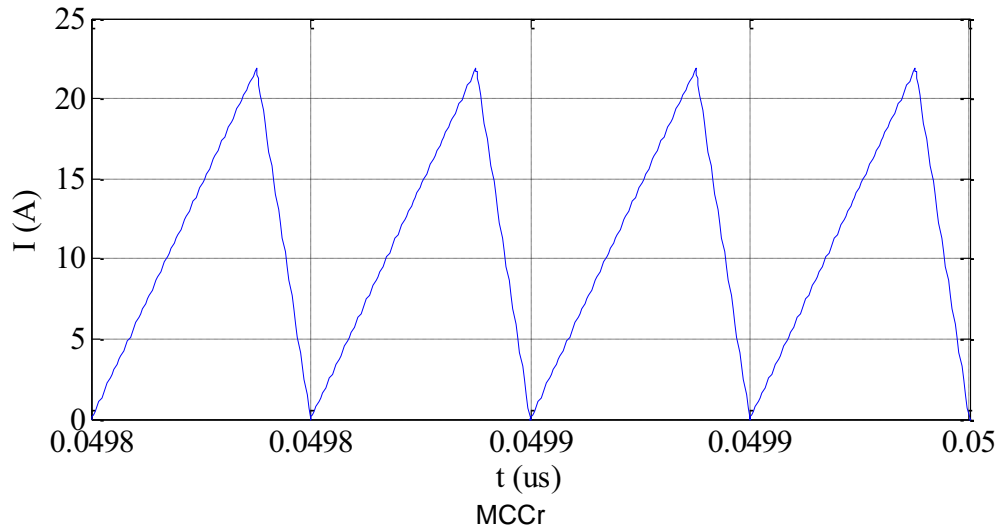
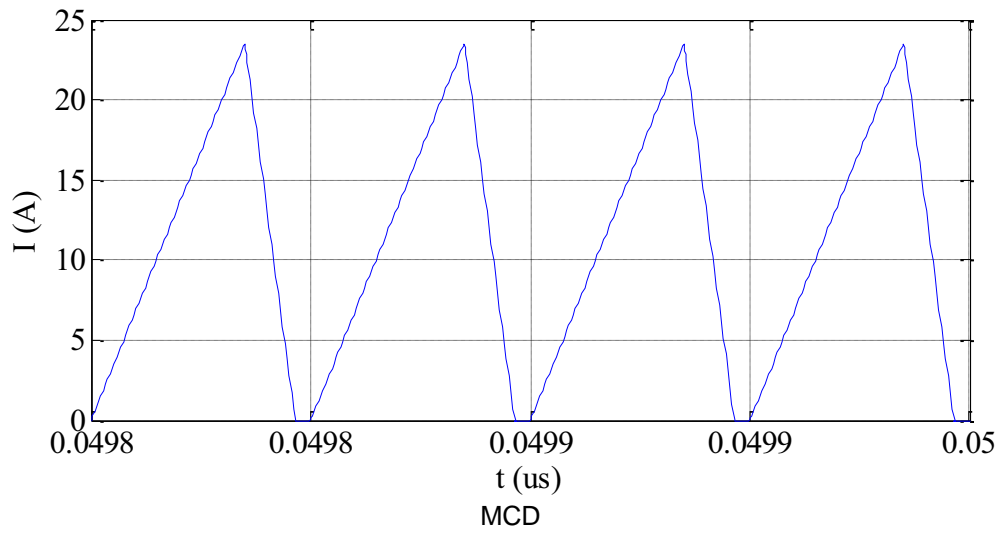
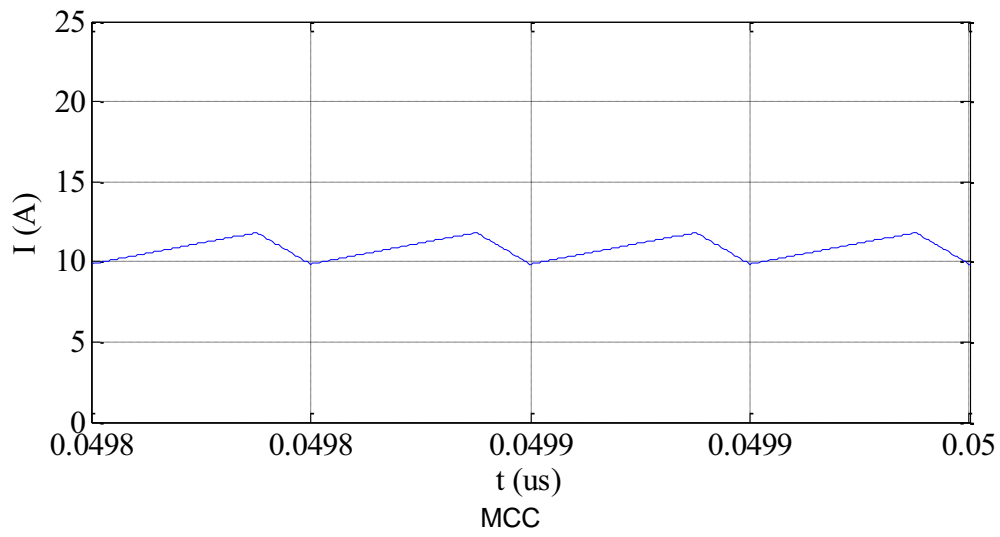
Os resultados relacionados com a operação de célula única envolvendo os diferentes modos de condução serão apresentados conjuntamente, e de forma análoga, na sequência os resultados envolvendo operação de células em paralelo serão apresentados.

As figuras de 5.11 até 5.17 ilustram as formas de onda relacionadas com a corrente no indutor, a tensão na carga, a corrente e tensão no interruptor e diodo para a operação de célula única com operação no MCC, MCD e MCCr.

Para a operação considerando célula única, o comportamento da forma de onda da corrente através do indutor para os modos MCD e MCCr demonstra a característica pulsante da corrente, com amplitude de ondulação alcançando o dobro do valor médio exigido da fonte. Neste sentido, o comportamento da forma de onda de corrente no indutor para o caso MCC, possuindo uma ondulação de aproximadamente 2A, representa uma característica positiva para aplicações onde a existência de correntes pulsada significaria a diminuição da vida útil da fonte de alimentação.

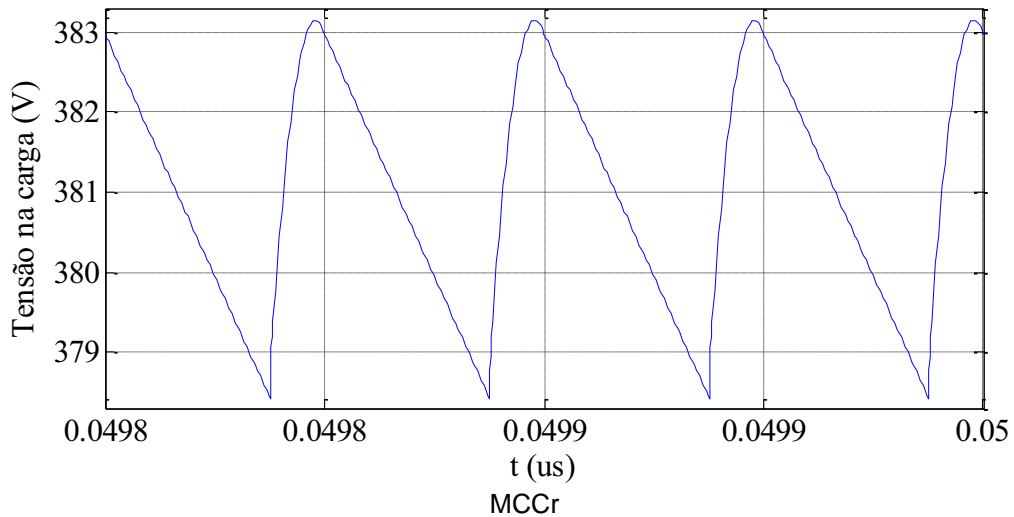
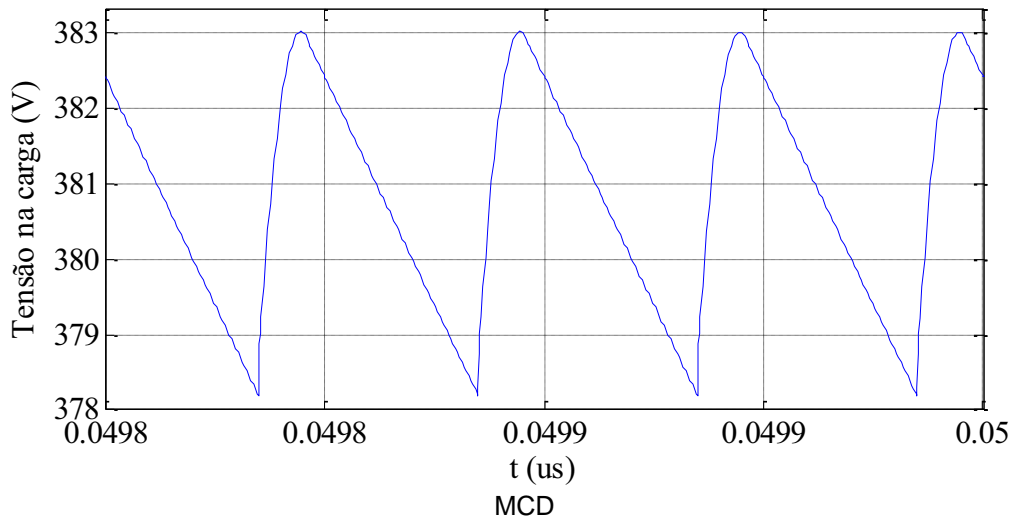
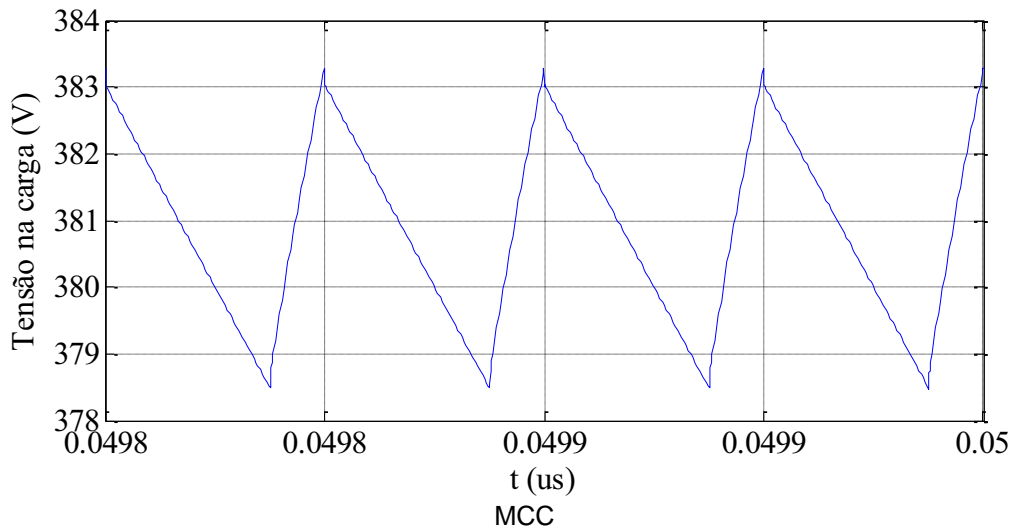
As formas de onda de tensão e corrente fornecidas para a carga demonstram o atendimento das amplitudes especificadas no projeto, ratificando a possibilidade do emprego da aproximação linear da ondulação nos modelos médios para a ondulação de tensão fornecida a carga para todos os modos de operação devido a pequena ondulação resultante, menor que 6V de pico a pico.

Figura 5.11 - Formas de onda da corrente através do indutor (1 cel.)



Fonte: Autor (2013)

Figura 5.12 - Forma de onda da tensão na carga (1 cel.)



Fonte: Autor (2013)

As formas de onda de corrente através dos interruptores são ilustradas na figura 5.14. Para o modo de condução contínuo é possível constatar que os interruptores efetuam a comutação para a entrada em condução e para o

bloqueio com corrente contínua positiva com valores iguais a 11,8A e 9,3A, respectivamente.

Para os modos de condução descontínua e crítica a entrada em condução acontece em um intervalo de operação em que não existe corrente fluindo pelo interruptor, portanto resultando em uma entrada em condução com característica de corrente nula e conseqüentemente a minimização da perda de comutação relacionada com esta comutação. Entretanto, o interruptor nestes modos devem efetuar a comutação para o bloqueio considerando o valor de pico da forma de onda da corrente pulsante que flui pelo indutor, especificamente 23,5A e 21,8A para os modos MCD e MCCr.

Estes valores elevados ocasionam o aumento das perdas de comutação para o bloqueio nestes modos quando comparados com a perda de comutação para o bloqueio estimada para o modo MCC.

As formas de onda de tensão sobre os interruptores e diodo, nos intervalos de não condução pelos mesmos, demonstram que seus esforços de tensão máximos estão relacionados com a amplitude do barramento de tensão de saída, fornecido a carga. Nos intervalos de tempo relacionados com a descontinuidade, constata-se que a tensão sobre o interruptor permanece igual ao valor da fonte de alimentação.

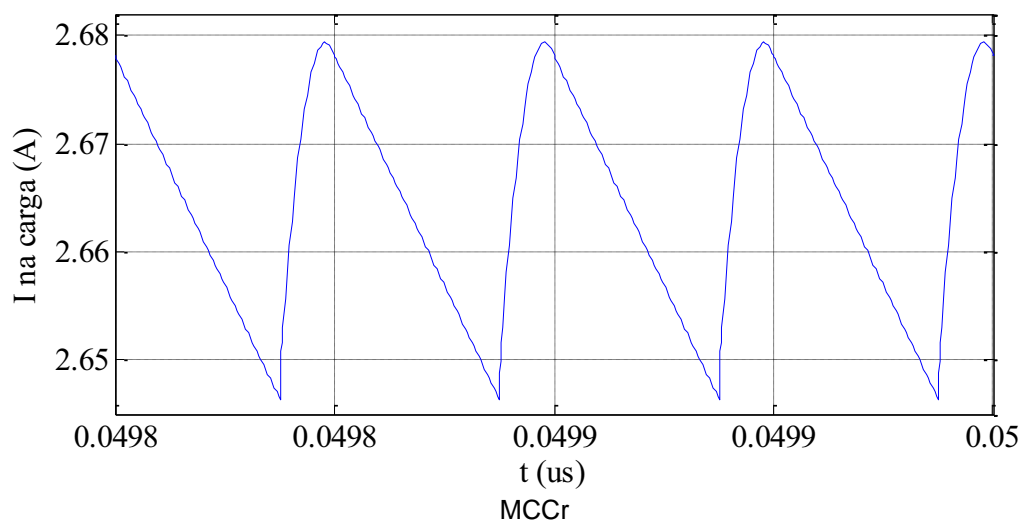
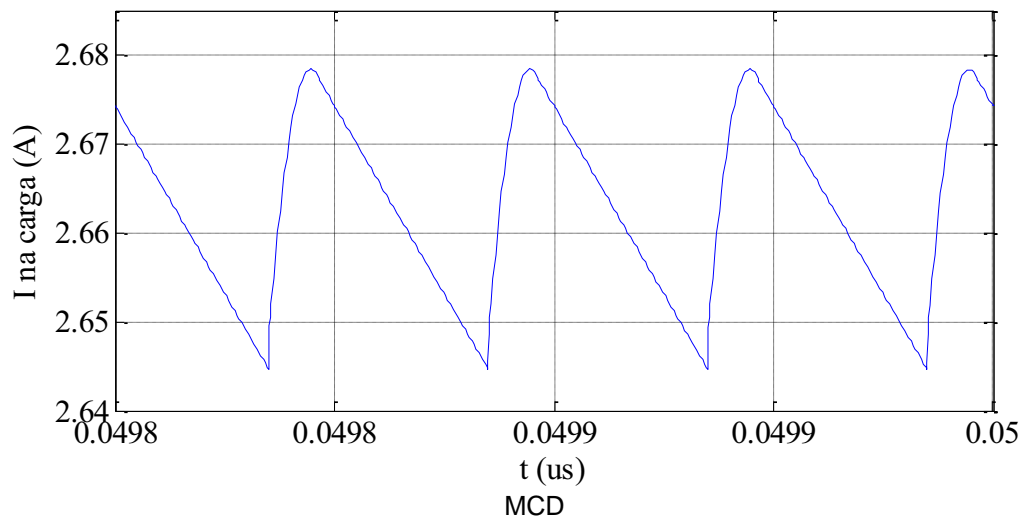
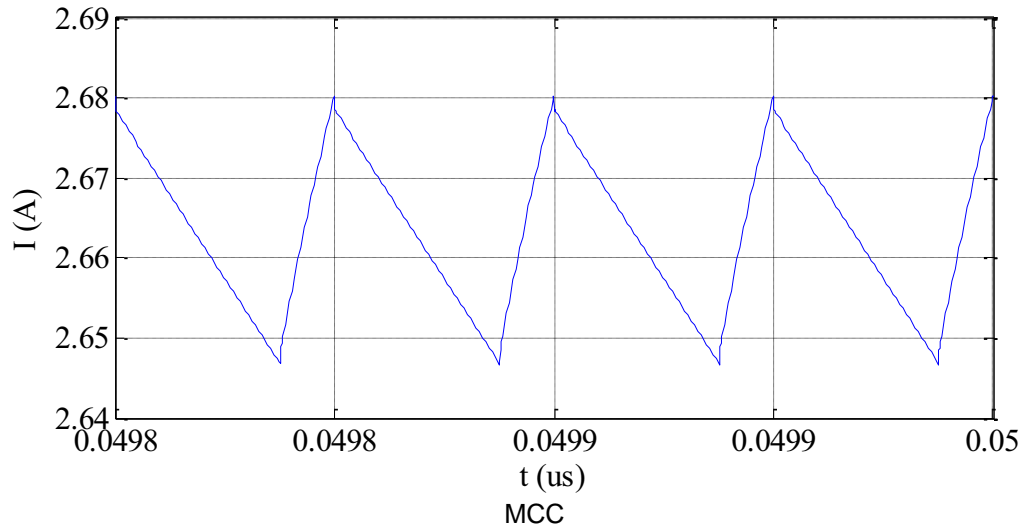
De forma análoga, a figura 5.15 apresenta a forma de onda de corrente fluindo através dos diodos. Para os modos de condução descontínua e crítica apesar da forma de onda de corrente ainda possuir um valor elevado no instante que delimita o início da condução, a evolução da corrente ocorre através de uma inclinação suave de corrente no processo de bloqueio do diodo. Portanto, as perdas relacionadas com a recuperação reversa dos diodos são desprezadas nestes modos de condução.

Porém, no modo de condução contínua o diodo é submetido a um processo de comutação com corrente contínua positiva o que pode resultar em elevadas perdas devido ao processo de recuperação reversa.

Para a operação considerando célula única, o comportamento da forma de onda da corrente através do indutor para os modos MCD e MCCr demonstra a característica pulsante da corrente, com amplitude de ondulação alcançando o dobro do valor médio exigido da fonte. Neste sentido, o comportamento da

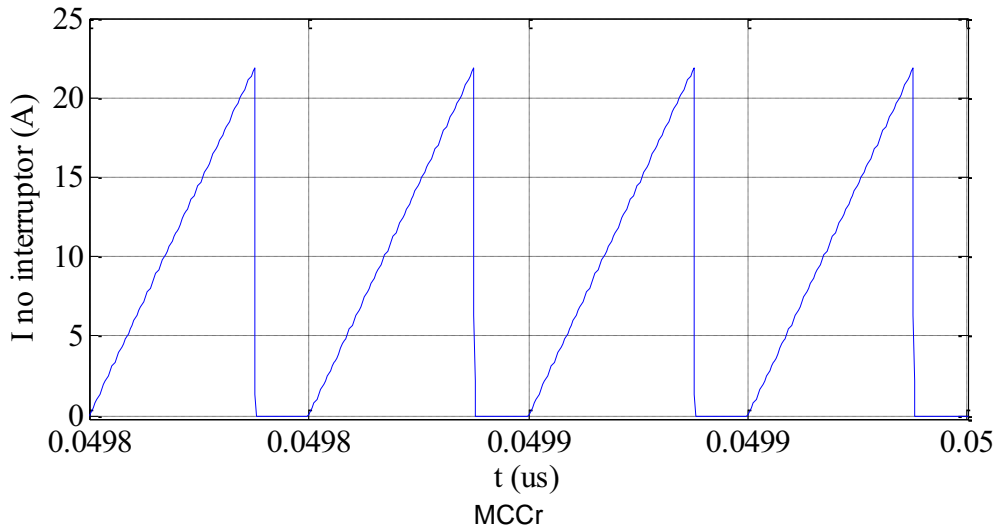
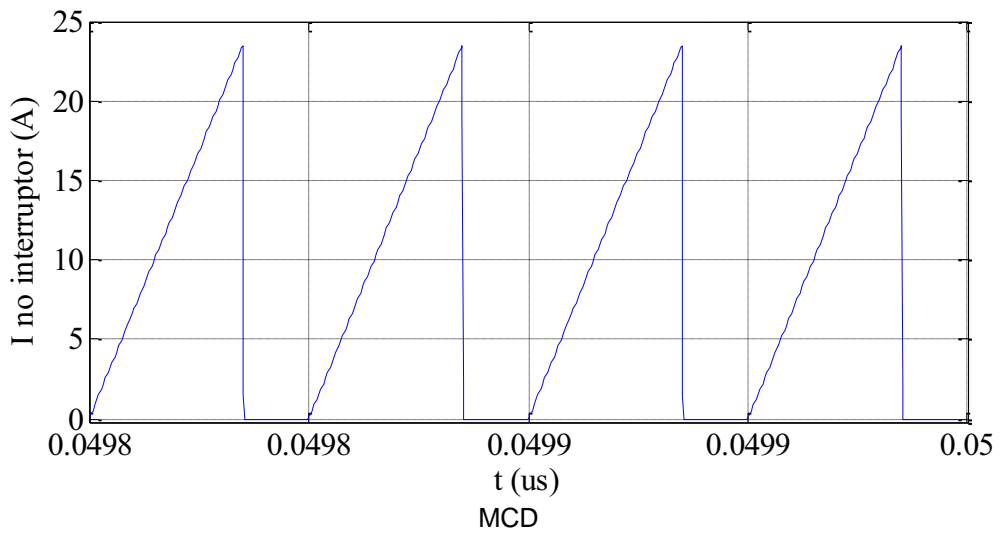
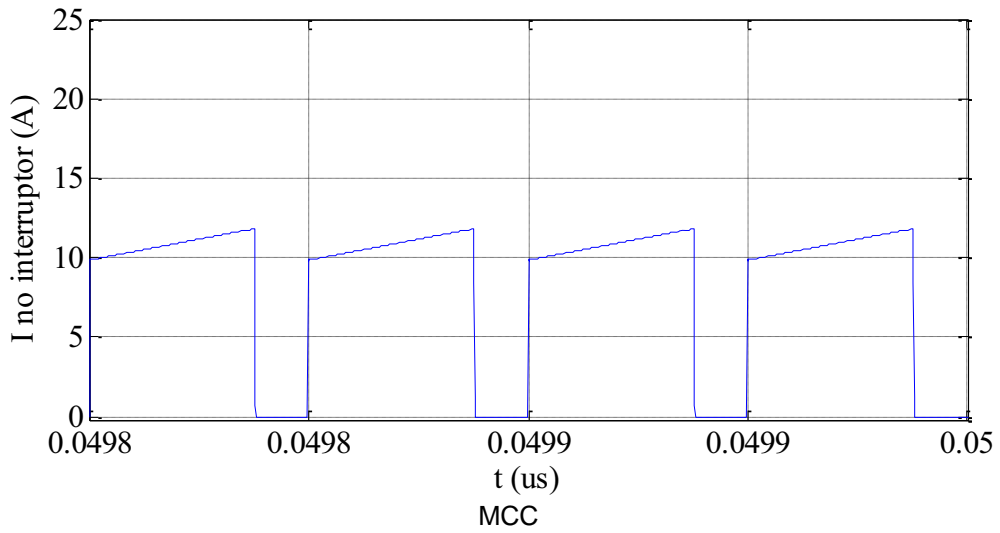
forma de onda de corrente no indutor para o caso MCC, possuindo uma ondulação de aproximadamente 2A.

Figura 5.13 - Forma de onda da corrente na carga (1 cel.)



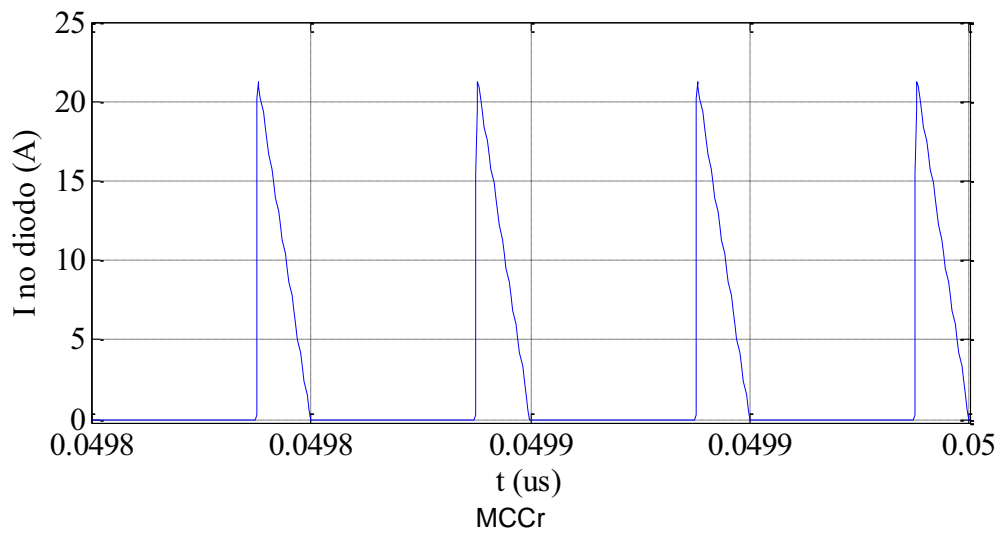
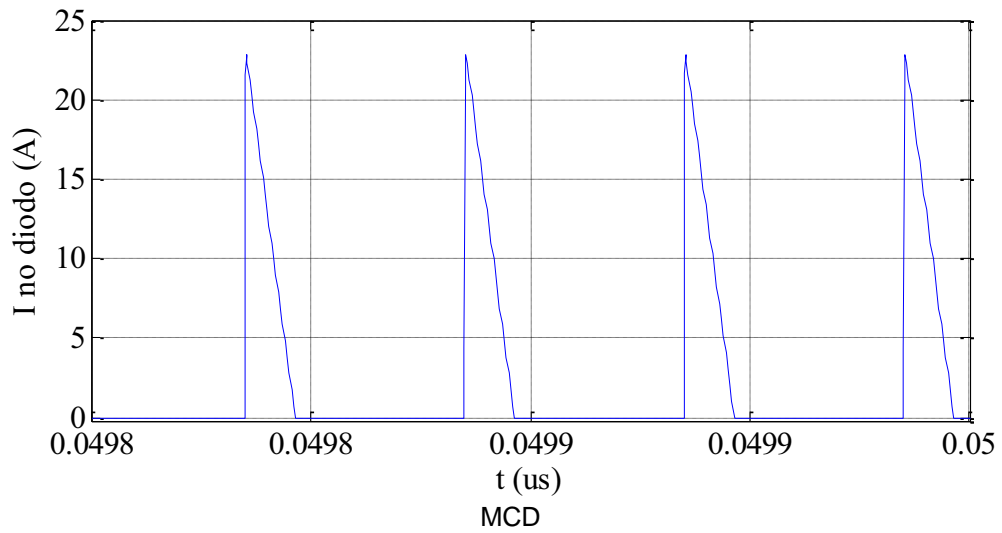
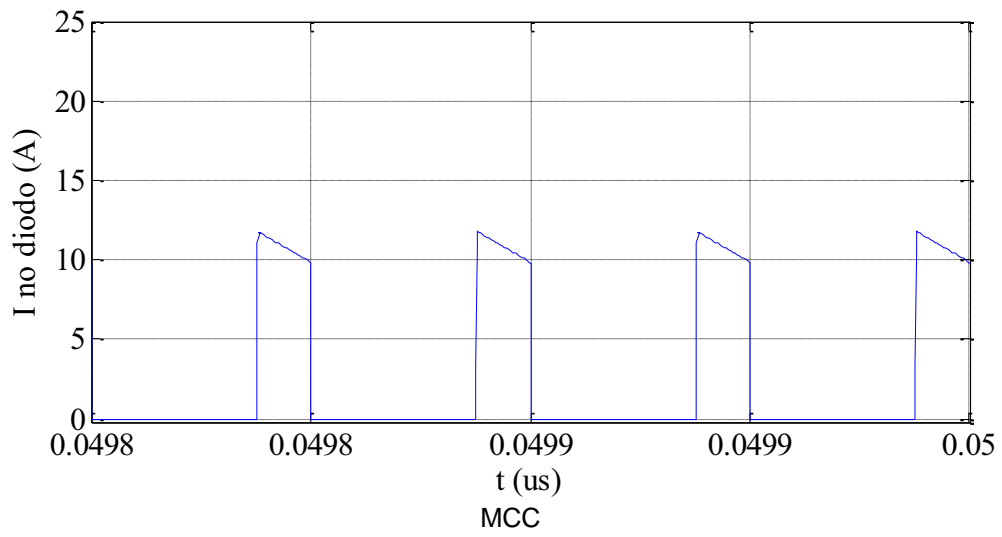
Fonte: Autor (2013)

Figura 5.14 - Forma de onda da corrente no interruptor (1 cel.)



Fonte: Autor (2013)

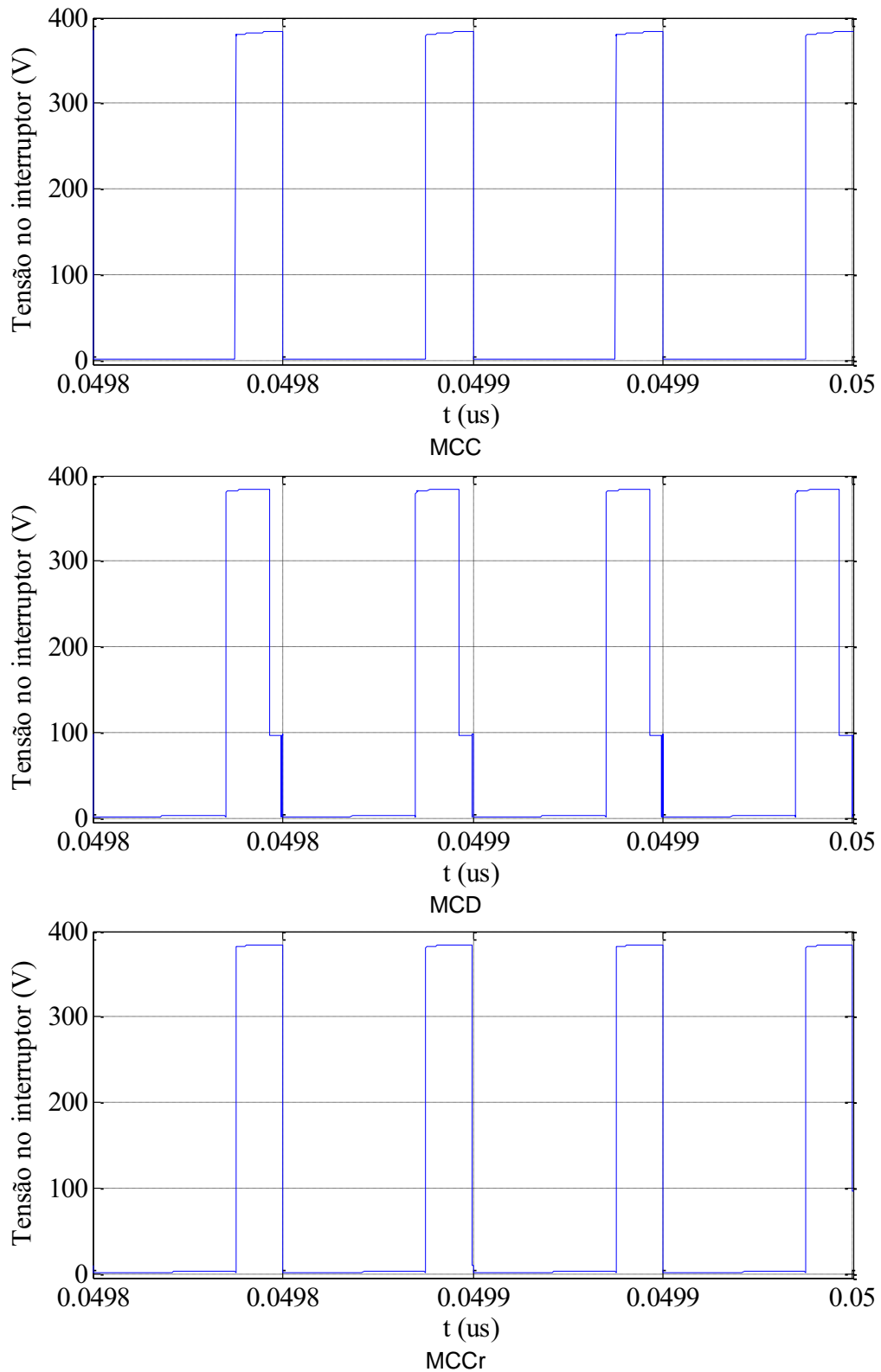
Figura 5.15 - Forma de onda da corrente no diodo (1 cel.)



Fonte: Autor (2013)

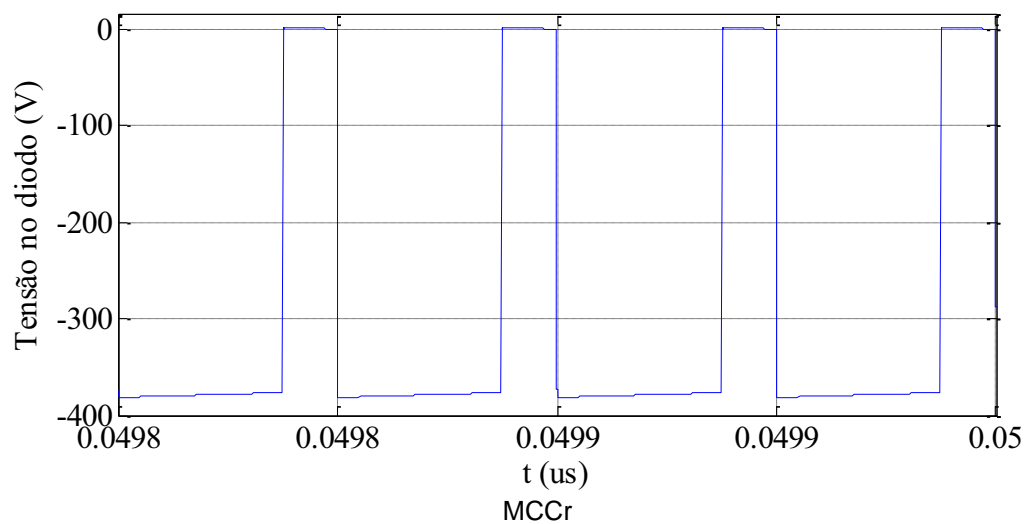
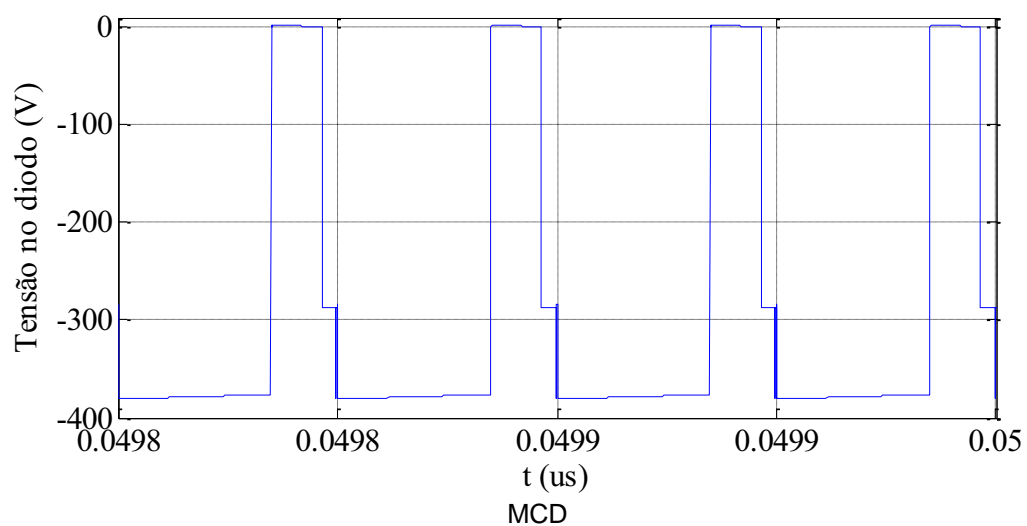
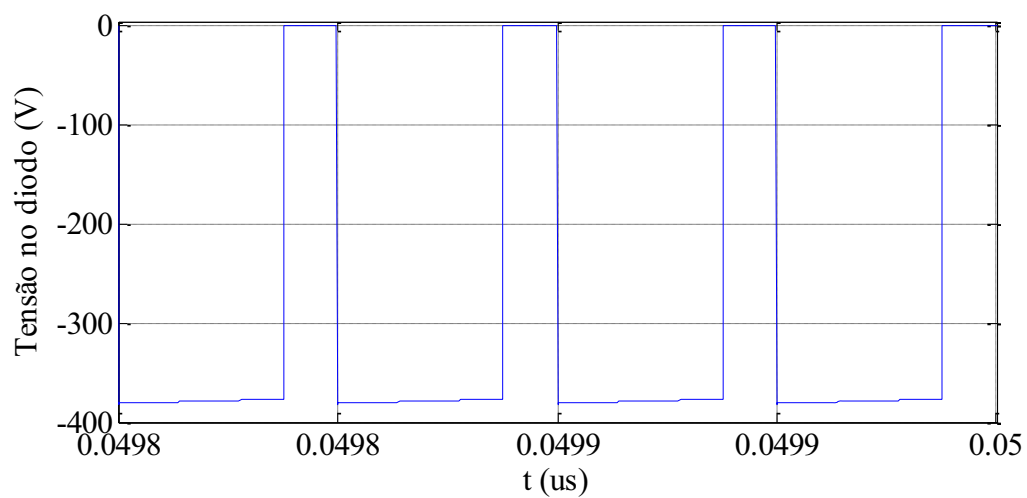


Figura 5.16 - Forma de onda da tensão no interruptor (1 cel.)



Fonte: Autor (2013)

Figura 5.17 - Forma de onda da tensão no diodo (1 cel.)



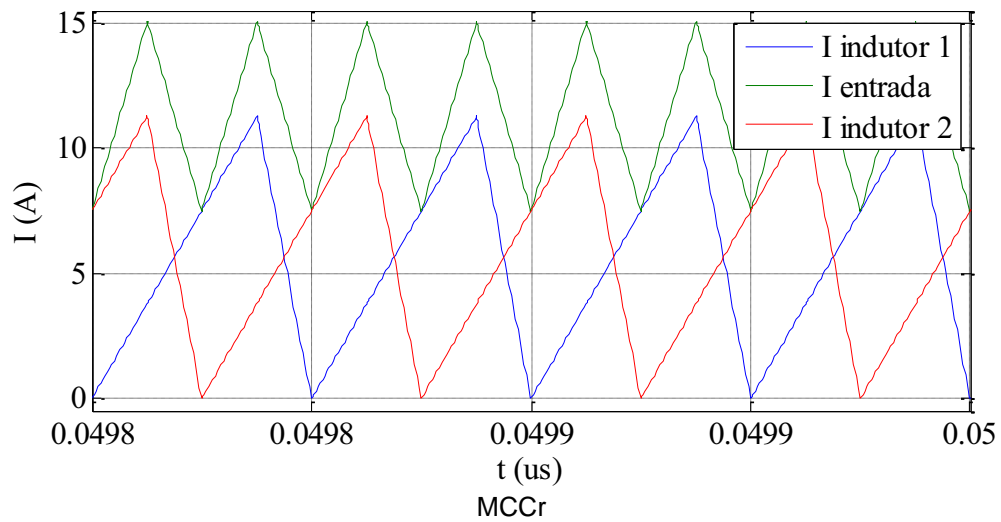
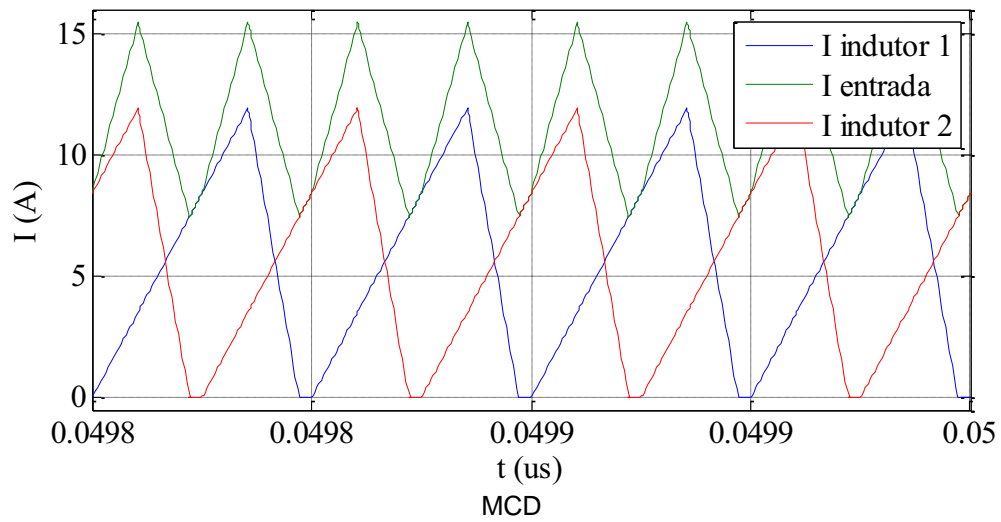
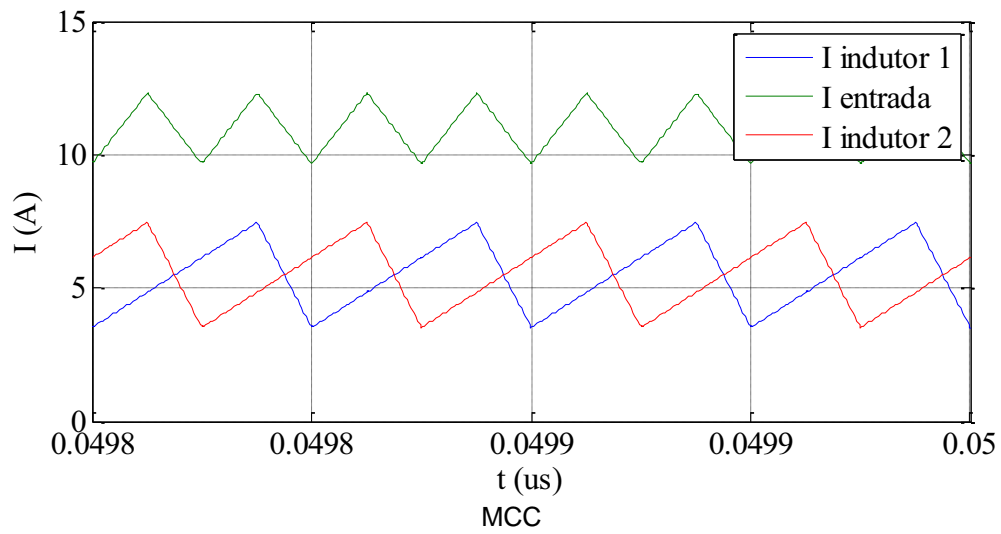
Fonte: Autor (2013)

As figuras de 5.18 até 5.21 ilustram as formas de onda relacionadas com a corrente de entrada, corrente nos indutores das células de potência, a tensão na carga, a corrente e tensão no interruptor e diodo para a operação de conversor construído pela associação paralela de duas células entrelaçadas com operação nos modos MCC, MCD e MCCr.

A figura 5.18 mostra as formas de onda da corrente de entrada e através do indutor *boost* para os casos considerando a operação nos diferentes modos de condução, para arquitetura celular de duas células. Através destas formas de onda é possível constatar a diminuição da ondulação de corrente drenada da fonte com o emprego da técnica de entrelaçamento. Especificamente, no modo de condução contínuo a ondulação devido a estratégia empregada para a especificação do indutor a ondulação de corrente permaneceu com intensidades equivalente em torno de 18% da corrente média de entrada, enquanto nos modos de condução descontínua e crítica a redução foi de aproximadamente 65% quando comparados com a operação com célula única. Desta forma, nestes modos de operação, apesar da característica de operação nos indutores resultar em formas de onda de corrente pulsantes, a forma de onda requerida da fonte de alimentação é contínua com forma equivalente a operação no modo de condução contínua, mas com a elevação da frequência.

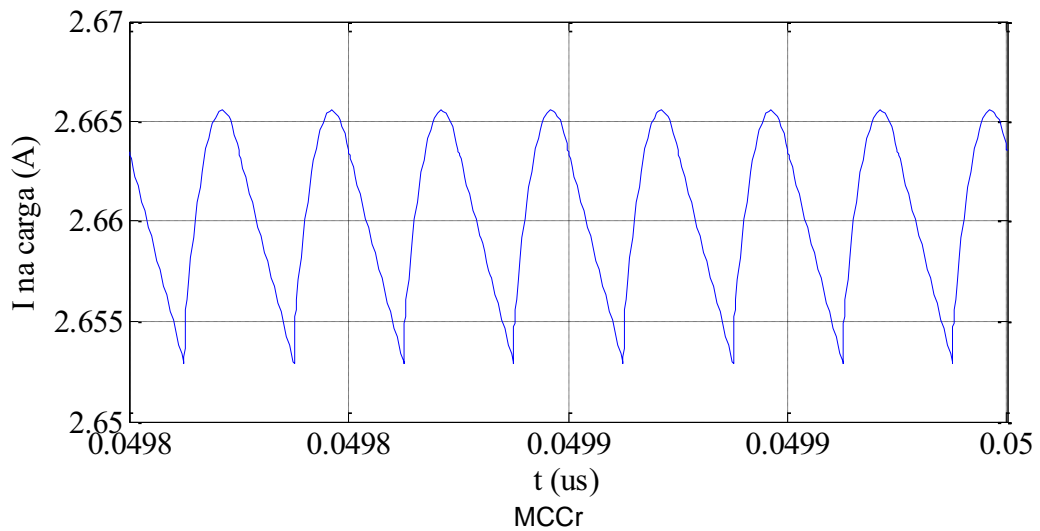
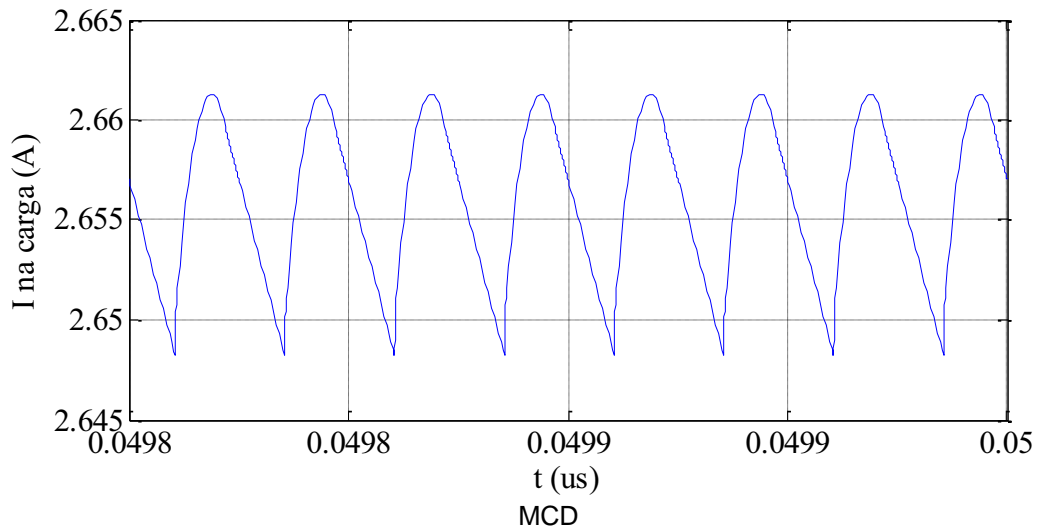
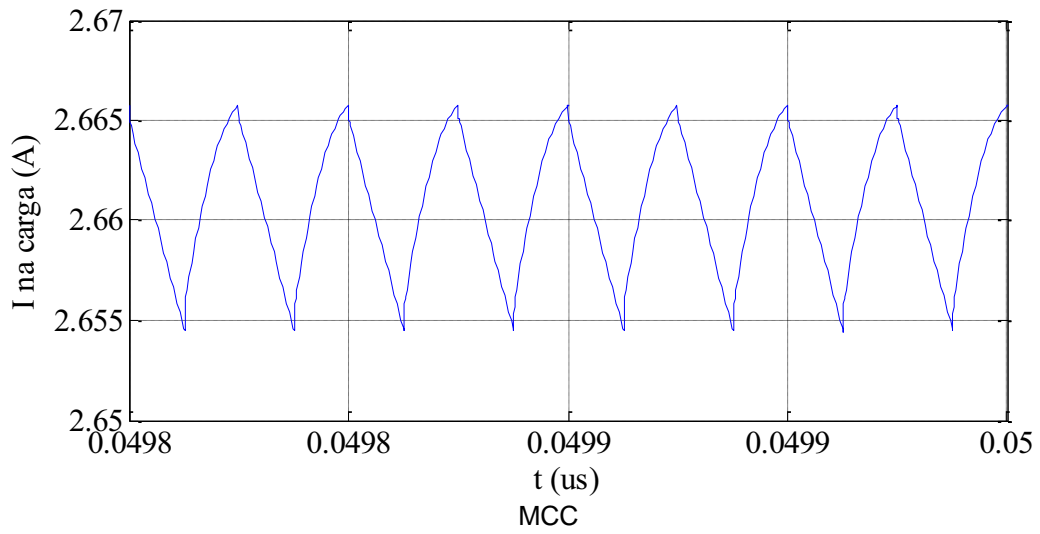
A forma de onda da corrente entregue para a carga demonstra além da diminuição da ondulação da tensão fornecida a carga, usando a mesma capacitância, também a duplicação da frequência da forma de onda entregue ao estágio de saída.

Figura 5.18 - Formas de ondas da corrente nos indutores (2 cel.)



Fonte: Autor (2013)

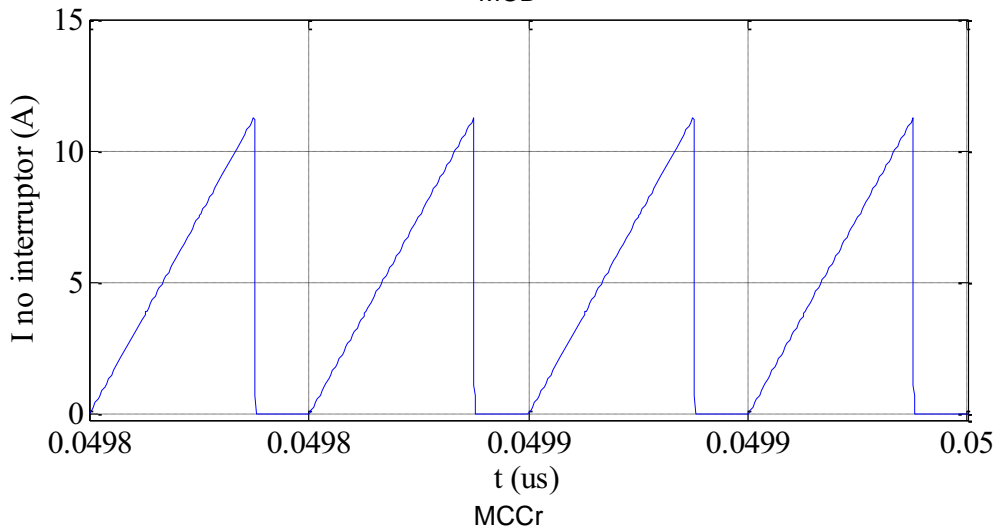
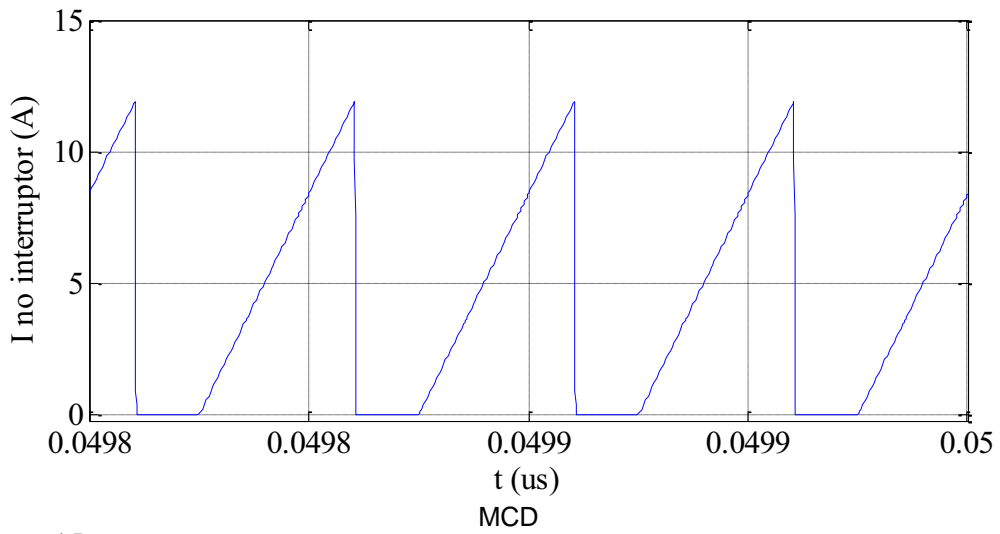
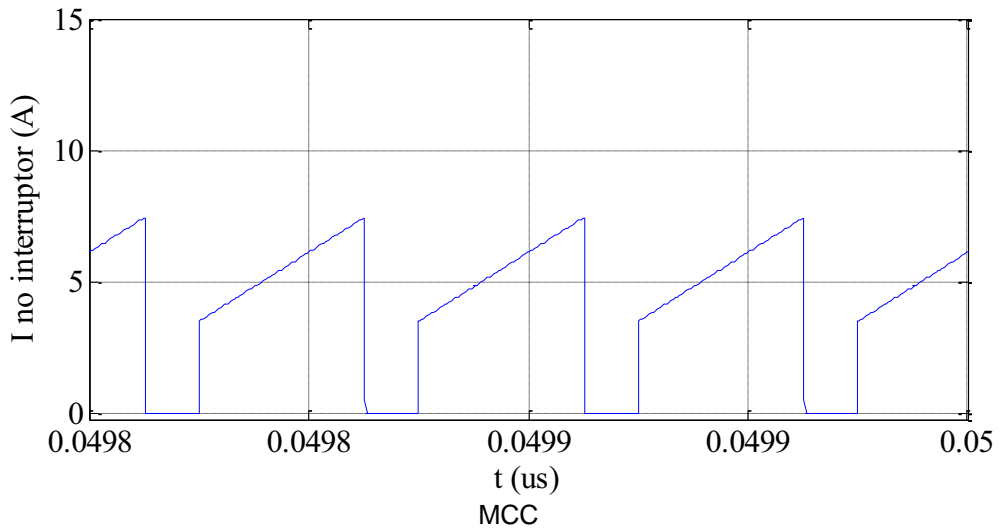
Figura 5.19 - Forma de onda da corrente na carga (2 cel.)



Fonte: Autor (2013)

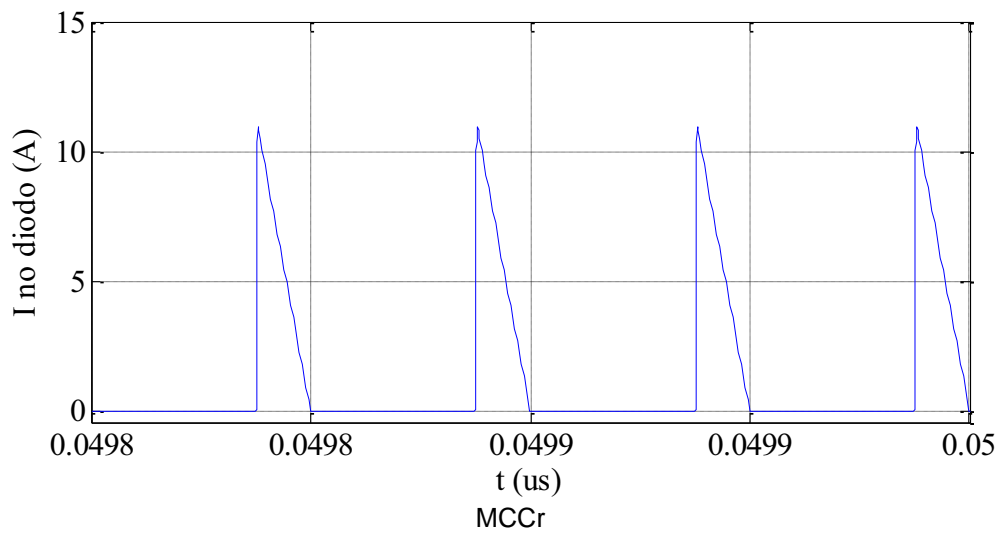
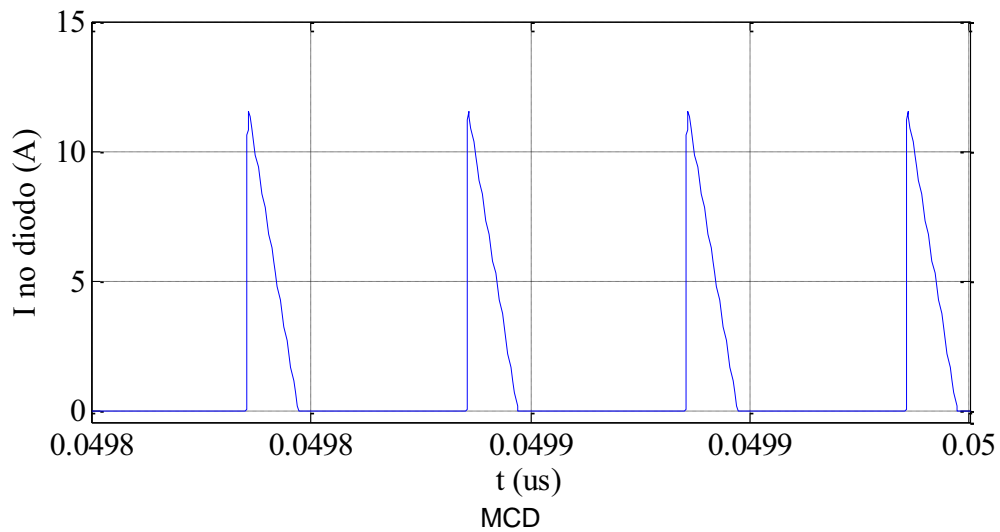
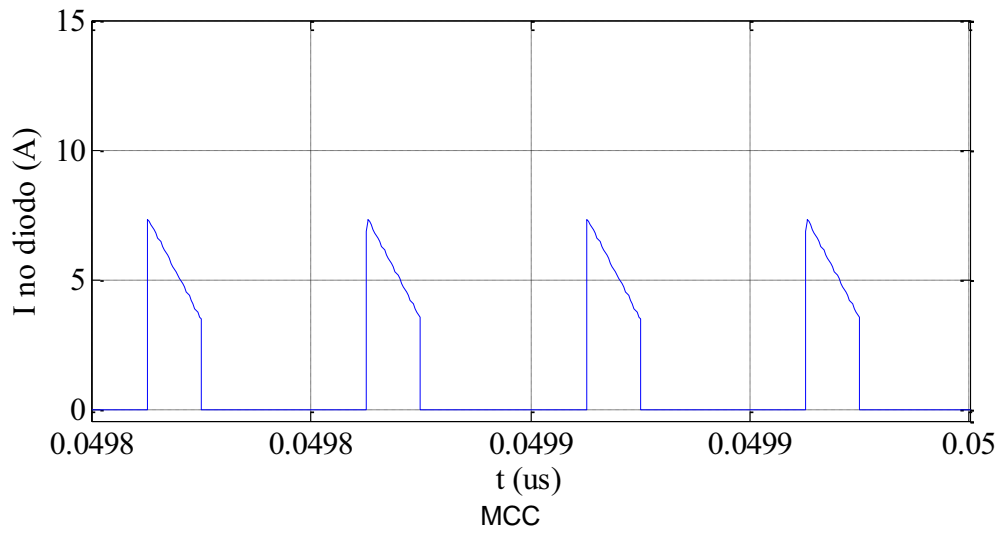
As figuras 5.20 e 5.21 apresentam as formas de onda de corrente fluindo através dos interruptores e dos diodos para a operação com duas células entrelaçadas.

Figura 5.20 - Forma de onda da corrente no interruptor (2 cel.)



Fonte: Autor (2013)

Figura 5.21 - Forma de onda da corrente no diodo (2 cel.)



Fonte: Autor (2013)

Os comportamentos das formas de onda são equivalentes aos comportamentos obtidos com a operação do conversor de célula única, com a diferença devido a divisão dos esforços de corrente entre as células, os valores de pico e médios são menores. Neste sentido, as características das perdas de comutação levantadas para a operação de célula única se mantêm, e estas e as perdas de condução em cada uma das células diminuem devido a divisão dos esforços. Entretanto, esta divisão pode não refletir em uma diminuição das perdas totais, pois a relação não é linear e depende do projeto do indutor e do ponto de operação estabelecido.

A tabelas 5.13 mostra a coletânea de valores obtidos para cada um dos casos de operação analisados em simulação. Considerando os valores coletados, é possível delimitar uma metodologia de comparação entre os valores a fim de se obter as vantagens e desvantagem de operação em cada modo e também gerar base para comparação dos principais resultados com os valores calculados de acordo com o capítulo 3.

Tabela 5.13 - Coletânea de valores obtidos para cada um dos casos de operação

<b>Grandezas</b>	<b>1 cél. MCC</b>	<b>2 cél. MCC</b>	<b>1 cél. MCD</b>	<b>2 cél. MCD</b>	<b>1 cél. MCCr</b>	<b>2 cél. MCCr</b>
$\Delta$ da corrente de entrada (A)	1,97	2,65	23,51	7,97	21,86	7,55
I média no indutor (A)	10,85	5,49	11,05	5,63	11,04	5,64
I mínima no indutor (A)	9,86	3,51	-	-	-	-
I máxima no indutor (A)	11,83	7,46	23,51	11,93	21,86	11,27
I eficaz no interruptor (A)	9,44	4,89	11,51	5,87	11,09	5,71
I média no interruptor (A)	8,19	4,16	8,39	4,31	8,38	4,31
I eficaz no diodo (A)	5,37	2,74	6,42	3,2	6,2	3,12
I média no diodo (A)	2,66	1,33	2,66	1,33	2,66	1,33
I máxima no diodo (A)	11,75	7,35	22,8	11,55	21,24	10,95
$\Delta$ da tensão na carga (V)	4,790	1,620	4,810	1,860	4,720	1,810

Fonte: Autor (2013)

A tabela 5.14 representa os valores das perdas e rendimentos obtidos nos conversores simulados.



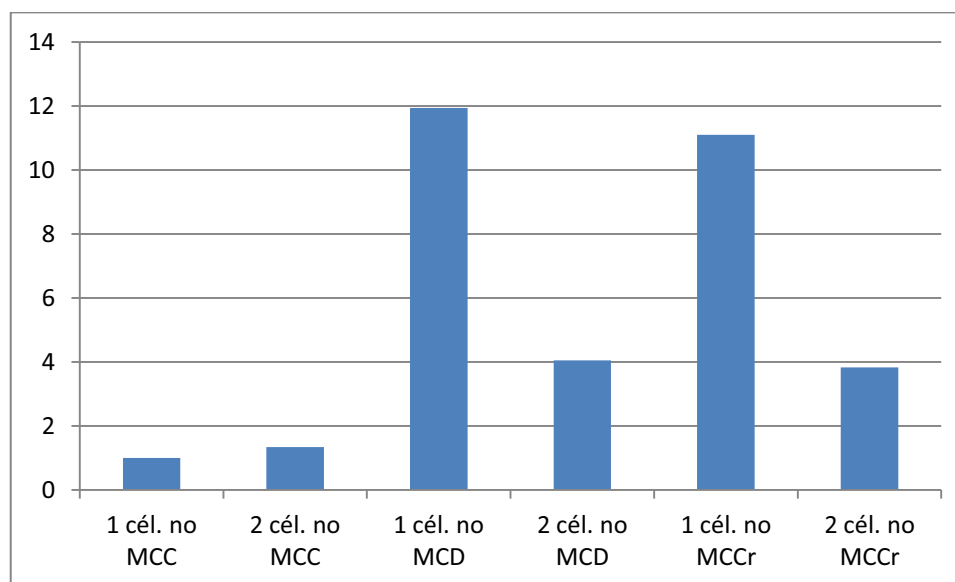
Tabela 5.14 - Perdas e rendimentos obtidos nos elementos do conversor

<b>Perdas</b>	<b>1 cél. MCC</b>	<b>2 cél. MCC</b>	<b>1 cél. MCD</b>	<b>2 cél. MCD</b>	<b>1 cél. MCCr</b>	<b>2 cél. MCCr</b>
PL-cobre (W)	7,56	5,48	2,27	3,68	2,75	3,48
PC-ESR (W)	0,55	0,20	0,86	0,34	0,78	0,31
PD-condução (W)	2,05	1,07	2,93	1,45	2,73	1,38
PS-condução (W)	2,23	1,20	3,31	1,72	3,07	1,63
PS-comutação Eon (W)	7,593	7,67	-	-	-	-
PS-comutação Eoff (W)	15,30	16,20	38,68	30,94	34,99	28,66
Total de perdas (W)	35,28	31,81	48,04	38,13	44,33	35,46
Rendimento ( $\eta$ )	0,966	0,969	0,954	0,963	0,958	0,966

Fonte: Autor (2013)

A coletânea de alguns dos dados apresentadas nas tabelas 5.13 e 5.14 foram agrupadas em gráficos de barras comparativos ilustrados nas figuras 5.22 até 5.24.

Figura 5.22 – Ondulação da forma de onda de corrente de entrada obtida para a potência nominal através de simulação computacional

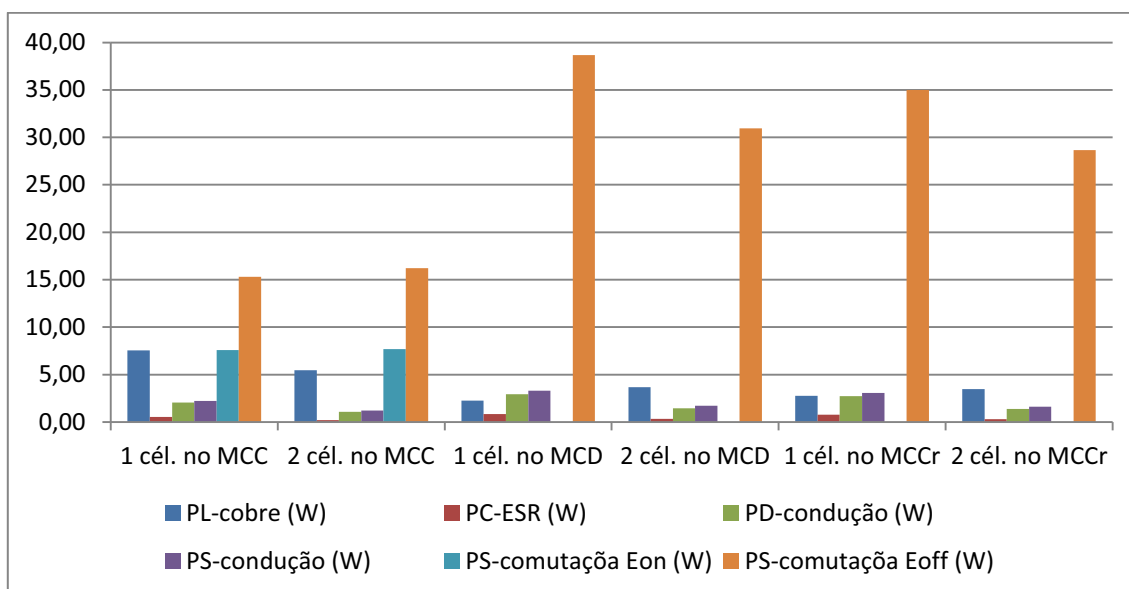


Fonte: Autor (2013)

A contribuição resultante do entrelaçamento na diminuição da ondulação de corrente de entrada nos casos de duas células operando em MCD e MCCr chegando até a 70% pode ser constatada através da figura 5.22.

A figura 5.23 apresenta gráficos de barras comparativos envolvendo a magnitude das perdas médias analisadas considerando todas as configurações de operação para a potência nominal. As perdas médias relacionadas com a comutação para o bloqueio dos interruptores, em todos os casos, representam a categoria de perda de maior contribuição na integralização das perdas médias totais.

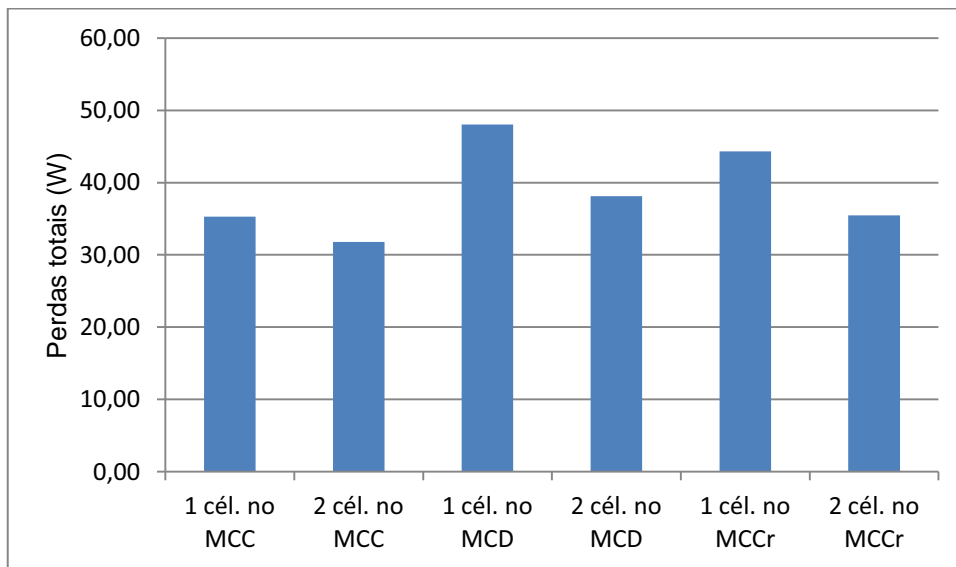
Figura 5.23 – Conjunto das magnitudes das perdas médias para a potência nominal obtidas por simulação computacional



Fonte: Autor (2013)

Os gráficos de barras relacionados com as perdas médias totais para a potência nominal obtidas por simulação computacional são apresentados na figura 5.24. Nas condições de operação avaliadas, as perdas médias totais mantiveram-se abaixo de 4,6% do montante de potência nominal. Adicionalmente, o emprego do entrelaçamento com duas células ocasionou uma diminuição das perdas médias totais.

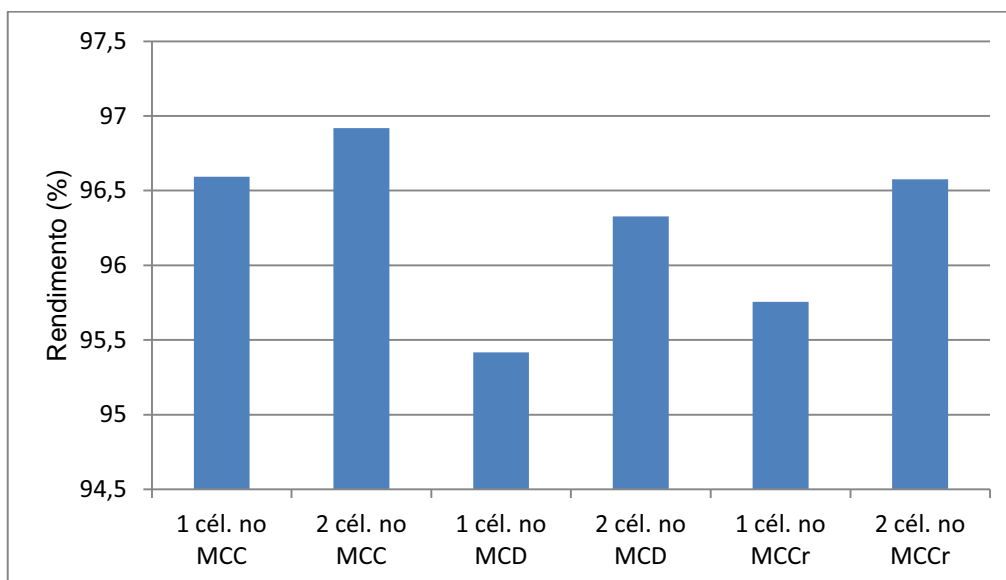
Figura 5.24 – Perdas médias totais para a potência nominal obtidas por simulação computacional



Fonte: Autor (2013)

Por fim, a comparação dos rendimentos finais obtidos considerando o fornecimento da potência nominal para cada um dos casos é mostrada na figura 5.25.

Figura 5.25 – Rendimentos obtidos para a potência nominal através de simulação computacional



Fonte: Autor (2013)

O resultado demonstrou que para as condições de operações especificadas, as divisões das potências, devido ao uso de 2 células, apresentaram o melhor rendimento estimado. Entretanto, existe ainda a necessidade da avaliação experimental para ratificar as estimações determinadas através das simulações e modelos por valores médios.

## 6 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi desenvolvida uma análise comparativa do conversor CC-CC *boost* convencional operando em diferentes modos de condução e considerando a operação de células de potência atuando em paralelo, através da técnica de entrelaçamento, utilizando-se estimativas obtidas por modelos matemáticos e simulações numéricas computacionais.

Os modelos matemáticos utilizados descrevem o comportamento da operação do conversor equivalente em regime permanente, sendo desenvolvidos empregando a técnica de valores médios, as definições de equilíbrio de energia no indutor e no capacitor e a técnica de aproximação linear das oscilações.

Os modelos contemplam as perdas médias relacionadas com a condução de corrente nos dispositivos, devido aos elementos série resistivos e as quedas de tensão no indutor e nos semicondutores, o que permitiu a determinação de diversas curvas para análise dos efeitos de cada uma das perdas sobre o ganho de conversão estática e sobre o rendimento. Desta maneira foi possível constatar uma grande influência dos elementos resistivos série na limitação do ganho de conversão estática máximo, e conseqüentemente no rendimento da conversão de energia.

Com relação à avaliação dos modos de condução, nos modos de condução descontínua e crítica as perdas de comutação nos interruptores relacionadas com a entrada em condução são minimizadas devido à condução iniciar com corrente nula. Além disso, as perdas relacionadas com a recuperação reversa no diodo também são minimizadas devido a derivada suave de decrescimento de corrente no processo de bloqueio do diodo. Portanto, tais perdas foram desprezadas no desenvolvimento dos modelos para tais modos de operação.

Com a técnica de entrelaçamento aplicada em arquitetura celular paralela, para as mesmas condições de operação, constatou-se a redução da oscilação da corrente drenada da fonte de alimentação, permitindo que a corrente drenada seja contínua, mesmo nas operações com grande oscilação de corrente resultantes dos modos de condução descontínua e crítica existentes em cada uma das células de potência.

Além disso, os modos de operação analisados sugerem que na operação nos modos de condução descontínua e crítica existe a minimização das perdas relacionadas com a entrada em condução dos semicondutores controlados, e o decréscimo das perdas relacionadas com a recuperação reversa devido a corrente extinguir com derivada de diminuição suave, o que poderia contribuir na melhoria do rendimento.

A aplicação da técnica de entrelaçamento em configurações de arquitetura celular permitiu a divisão dos esforços de corrente entre as células, o que possibilita em aplicações práticas o emprego de semicondutores para menores esforços de corrente, porém devido a conexão em paralela os esforços de tensão permanecem os mesmos em todos os casos.

A divisão de potência entre as células de maneira geral também pode contribuir para a minimização tanto das perdas em condução quanto nas perdas de chaveamento, pois os valores instantâneos de corrente aos quais os semicondutores são sujeitos também são menores.

Nos casos avaliados, devido aos pontos de operação adotados, os efeitos não refletiram em rendimentos globais com diferenças consistentes, todas apresentando rendimentos elevados e próximos.

Assim, devido à proximidade das intensidades encontradas para os fatores avaliados e a grande complexidade da inclusão dos fatores relacionados com a comutação dos semicondutores nos modelos de simulação existe ainda a necessidade da avaliação experimental para ratificar e aprimorar as estimações determinadas através das simulações e dos modelos por valores médios.

## TRABALHOS FUTUROS

Com relação as atividades de pesquisa e desenvolvimento relacionadas com a continuidade do tema abordado nesta dissertação em termos de trabalhos futuros podem ser listadas as seguintes atividades:

- Avaliação experimental dos conversores *boost*, com célula única e arquitetura celular de até 3 células, considerando os modos MCC, MCD e MCCr para ratificação e correção dos modelos desenvolvidos;
- Determinação de metodologia de projeto ótima dos componentes (semicondutores, indutores e capacitores) para diferentes níveis de potência, frequência de chaveamento e classes de semicondutores;
- Aprimoramento dos modelos por valores médios para contemplar a inserção das perdas de comutação médias e a resistências série do capacitor, visando criar novos modelos de análise de perdas;
- Extensão das metodologias para topologias de conversores elevadores isolados.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Beaty, H. Wayne, *Standard Handbook for Electrical Engineers*, Sixteenth Edition, The McGraw-Hill Companies, New York, 2012.
- [2] Goldemberg, José; Moreira, José Roberto. Política energética no Brasil. *Estud. av.*, São Paulo , v. 19, n. 55, Dec. 2005.
- [3] Energy Information Administration, "International Energy Outlook 2013", Energy Information Administration (EIA), Relatório Técnico, 2013.
- [4] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), (2012) ANEEL aprova regras para facilitar a geração de energia nas unidades consumidoras. [Online].[http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/noticias/Output\\_Noticias.cfm?identidade=5457&id\\_area=90](http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/noticias/Output_Noticias.cfm?identidade=5457&id_area=90) acessado em 9/12/2013.
- [5] B. K. Bose, "Global warming - Energy, environmental pollution, and the impact of power electronics", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 6-17, March 2010.
- [6] Villalva, Marcelo Gradella, "Energia Solar fotovoltaica: conceitos e aplicações", 1 ed. São Paulo: Érica 2012.
- [7] M. Liserre, T. Sauter, and J. Y. Hung, "Future energy systems", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 18-37, March 2010.
- [8] H. Yan, Z. Zhou and H. Lu, "Photovoltaic Industry and Market Investigation," *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, Nanjing, China, 2009.
- [9] Atlas de energia elétrica do Brasil / Agência Nacional de Energia Elétrica, 3ª Edição, 2013.
- [10] R. F. Coelho, F. M. Concer and D. C. Martins, "A Simplified Analysis of DC-DC Converters Applied as Maximum Power Point Tracker in Photovoltaic System," *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, Hefei, China, Jun., 2010.
- [11] S. Jain, V. Agarwal, "A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no.5, pp. 1928-1940, Sept. 2007.
- [12] 5 W. Li, X. Lv, Y. Deng, J. Liu and X. He," A Review of Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters in Renewable Energy Applications," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 364-369,2009.



- [13] Q. Zhao, F. C. Lee, "High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003, pp. 65–73.
- [14] Ching-Shan Leu, Ming-Hui Li, "A Novel Current-Fed *Boost* Converter With Ripple Reduction for High-Voltage Conversion Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.6, Jun. 2010, pp.2018-2023.
- [15] L. Huber, B. T. Irving, and M. M. Jovanović, "Line Current Distortions of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converter," IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC) Proc., pp. 702-708, Feb. 2008.
- [16] F. A. S. Gonçalves; C. A. Canesin. A Multi-Cell Variable Frequency Interleaved Zcs *Boost* Rectifier Digitally Controlled By Fpga. In: Ieee-Isie 06-International Symposium On Industrial Electronics, 2006, Montreal. Proceedings Of International Symposium On Industrial Electronics, 2006. P. 1382-1387.
- [17] B. A. Miwa, D. M. Otten, M. F. Schlecht, "High Efficiency Power Factor Correction Using Interleaving Techniques", in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC'92. Conference Proceedings 1992, 23 - 27 FEB 1992, pp. 557 -568.
- [18] M. M. Jovanović and Y. Jang, "State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications-an overview," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 701-708, Jun. 2005.
- [19] B.T. Irving, Y. Jang, and M.M. Jovanovic, "A comparative study of soft-switched CCM boost rectifiers and interleaved variable-frequency DCM boost rectifier," IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC) Proc., pp. 171-177, Feb. 2000.
- [20] L. Huber, B. T. Irving, and M. M. Jovanovic, "Line Current Distortions of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converter," IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC) Proc., pp. 702-708, Feb. 2008.
- [21] Claudio Adragna, Laszlo Huber, Brian T. Irving and Milan M. Jovanovic, "Analysis and performance Evaluation of Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters Around Zero-Crossing of Line Voltage" APEC 2009, pp.1151-1157.

- [22] X. Xu, and A. Huang, "A Novel Closed Loop Interleaving Strategy of Multiphase Critical Mode Boost PFC Converters," IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC) Proc., pp. 1033-1038, Feb. 2008.
- [23] De Novaes, Y.R.; Rufer, A.; Barbi, I., "A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications," Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07 , vol., no., pp.601,607, 2-5 April 2007.
- [24] Shahin, A.; Hinaje, M.; Martin, J-P; Pierfederici, S.; Raël, S.; Davat, B., "High Voltage Ratio DC–DC Converter for Fuel-Cell Applications," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.12, pp.3944,3955, Dec. 2010.
- [25] F.A.S. Gonçalves, C.A. Canesin, "A 2kw Interleaved Zcs-Fm Boost Rectifier Digitally Controlled By Fpga Device", In: Power Electronics Specialists Conference, IEEE-PESC'05, Proceedings, Recife - PE, 2005, CD-ROM.
- [26] J. W. Kim, S. M. Choi, and K. T. Kim, "Variable on-time control of the critical conduction mode *boost* power factor correction converter to improve zero-crossing distortion," in Proc. IEEE Power Electronics and Drive Systems Conf. (PEDS), Nov. 2005, pp. 1542–1546.
- [27] T. F. Wu, J. R. Tsai, Y. M. Chen, and Z. H. Tsai, "Integrated circuits of a PFC controller for interleaved critical-mode *boost* converters," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC), Feb. 2007, pp. 1347–1350.
- [28] MUHAMMAD H. RASHID. Power electronics handbook :devices, circuits, and applications handbook, Burlington, Elsevier, 2011,xviii, 1389 p.
- [29] FARNELL. Datasheet HGTP12N60C3D: folha de dados do IGBT HGTP12N60C3D. Disponível em: [www.farnell.com/datasheets/1639820.pdf](http://www.farnell.com/datasheets/1639820.pdf). Acesso em 10 de Dezembro de 2013.
- [30] FAIRCHILD. Datasheet RHRP860: folha de dados do diodo RHRP. Disponível em: < [www.fairchildsemi.com/ds/RH/RHRP860.pdf](http://www.fairchildsemi.com/ds/RH/RHRP860.pdf)> Acesso em 10 de Dezembro de 2013.

- [31] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. Fundamentals of Power Electronic, Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, ISBN 0-7923-7270-0, 2001, 912p.