

FACULDADE OU ESCOLA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SÍLVIO CÉSAR ANTUNES DUTRA

**ESTUDO DO CONVERSOR D: ANÁLISES QUALITATIVA E
QUANTITATIVA, CRITÉRIOS DE DIMENSIONAMENTO E
MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADOS**

Porto Alegre
2018

PÓS-GRADUAÇÃO - *STRICTO SENSU*



Pontifícia Universidade Católica
do Rio Grande do Sul

Ficha Catalográfica

D978e Dutra, Sílvio César Antunes

Estudo do conversor D : Análises qualitativa e quantitativa, critérios de dimensionamento e modelagem em espaço de estados / Sílvio César Antunes Dutra . – 2018.

86.

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PUCRS.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Araujo Pimentel.

1. Conversor D. 2. Baixa ondulação na corrente de entrada. 3. Metodologia de Dimensionamento. 4. Espaço de Estados. 5. Conversor estático. I. Pimentel, Guilherme Araujo. II. Título.

Elaborada pelo Sistema de Geração Automática de Ficha Catalográfica da PUCRS
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Bibliotecária responsável: Salete Maria Sartori CRB-10/1363

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SÍLVIO CÉSAR ANTUNES DUTRA

**ESTUDO DO CONVERSOR D: ANÁLISES QUALITATIVA E
QUANTITATIVA, CRITÉRIOS DE DIMENSIONAMENTO E
MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADOS**

Porto Alegre

(2018)

SÍLVIO CÉSAR ANTUNES DUTRA

**ESTUDO DO CONVERSOR D: ANÁLISES QUALITATIVA E
QUANTITATIVA, CRITÉRIOS DE DIMENSIONAMENTO E
MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADOS**

Dissertação apresentada como requisito para a obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

Área de Concentração: Sinais, Sistemas e Tecnologia da Informação.

Linha de Pesquisa: Engenharia de Sistemas Fotovoltaicos.

ORIENTADOR: Prof. Guilherme Araujo Pimentel, Dr.

Porto Alegre

(2018)

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha esposa Elisiane, ao meu filho César Augusto e à minha filha Ana Cecília, pelo incentivo e, principalmente, pela compreensão e paciência nos momentos mais difíceis desta caminhada. Amo vocês!

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da PUCRS, pela oportunidade de realização deste trabalho.

À CAPES pela provisão da bolsa de mestrado, sem a qual não teria sido possível a concretização deste sonho.

Aos colegas do LEPUC, por todo o apoio prestado durante a realização do meu mestrado, especialmente ao Eng. Henrique Cabral, pelas discussões e compartilhamento de sua experiência.

Ao professor Fernando Soares dos Reis, por abrir as portas do LEPUC para mim e me auxiliar na maior parte desta jornada.

Ao meu orientador, professor Guilherme Araujo Pimentel, por agregar novos conceitos à presente dissertação.

RESUMO

Os conversores estáticos são amplamente utilizados no contexto da eletrônica de potência. Da mesma forma que os transformadores têm papel fundamental nas aplicações que envolvem circuitos alimentados em corrente alternada, os conversores estáticos realizam a transformação de magnitudes de tensão em circuitos de corrente contínua. Tais dispositivos podem tanto apresentar em sua saída um valor de tensão superior em relação ao sinal de entrada, atuando como elevadores, quanto inferior, atuando, neste caso, como redutores. Estes também podem apresentar suas saídas ou entradas com um comportamento de fonte de tensão ou corrente, dependendo da topologia utilizada. Este trabalho apresenta um estudo sistematizado do conversor D operando no modo de condução contínua, em regime permanente, incluindo as análises qualitativa e quantitativa, resultando em uma metodologia de dimensionamento do conversor, bem como a sua modelagem em espaço de estados, o que viabiliza estudos de estratégias de controle para o mesmo. Apesar de não se tratar de uma nova topologia, recentemente este conversor foi reintroduzido, devido a sua capacidade de aumentar a eficiência no processo de conversão de energia, especialmente em sistemas fotovoltaicos. Esta pesquisa encontra justificativa dada a inexistência de trabalhos semelhantes especificamente para a topologia do conversor D. Este estudo foi validado a partir de ensaios realizados no software de simulação PSIM, além do MATLAB/SIMULINK. Um protótipo de laboratório foi especialmente construído para fins de validação em uma plataforma de prototipagem rápida, bem como a consequente implementação do mesmo em uma PCI, para utilização em trabalhos futuros.

Palavras-chaves: Análises qualitativa e quantitativa, baixa ondulação na corrente de entrada, Metodologia de Dimensionamento, Espaço de Estados.

ABSTRACT

Power converters are widely used in the context of power electronics. In the same way that transformers have a fundamental role in applications involving AC circuits, power converters modify voltage magnitudes in DC circuits. These devices can either present an output voltage higher than the input voltage, acting as a Boost converter, or lower, acting, in this case, as a Buck converter. The input and output signals can also present either a voltage source or a current source behavior, depending on the topology. This work presents a systematic study of the D converter operating in the continuous conduction mode, in permanent regime, including the qualitative and quantitative analyzes, resulting in a methodology of dimensioning of the converter, as well as its modeling in space of states, which makes feasible studies of control strategies for it. Although this is not a new topology, this converter has recently been reintroduced due to its ability to increase efficiency in the energy conversion process, especially in photovoltaic systems. However, this research is fully justified given the lack of similar work for the D converter topology. This study was validated from tests performed in the PSIM simulation software, in addition to MATLAB / SIMULINK. A laboratory prototype was specially constructed for validation purposes in a rapid prototyping platform, as well as the consequent implementation in a PCI, for use in future works.

Keywords: Qualitative and quantitative analysis, Low Input Current Ripple, Design Methodology, States Space.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Aplicação do conversor D para acionamento de LEDs de potência	18
Figura 2: Aplicação do conversor D para bombeamento de água	19
Figura 3: Aplicação do conversor acionamento de um motor CC	20
Figura 4: Topologia do conversor D	21
Figura 5: Circuito equivalente da primeira etapa de operação	24
Figura 6: Circuito equivalente da segunda etapa de operação	25
Figura 7: Formas de onda de corrente e tensão idealizadas	34
Figura 8: Base da plataforma	40
Figura 9: Protótipo do Conversor D	40
Figura 9: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no indutor L1	42
Figura 10: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no indutor L2	43
Figura 11: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no interruptor S	43
Figura 12: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no diodo	44
Figura 13: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no capacitor C1	44
Figura 14: Conversor D com a polaridade da saída invertida	46
Figura 15: Conversor D, análise da primeira etapa de operação	46
Figura 16: Conversor D, malha externa isolada	47
Figura 17: Conversor D, análise da malha interna	48
Figura 18: Conversor D, análise do nó 1	49
Figura 19: Conversor D, análise do nó 2	50
Figura 20: Conversor D, análise da segunda etapa de operação	51
Figura 21: Conversor D, malha em torno do indutor L2	52
Figura 22: Conversor D, análise do nó 1 durante a segunda etapa de operação	53
Figura 23: Conversor D, análise do nó 2 na segunda etapa de operação	53
Figura 24: Circuito de simulação no PSIM	61
Figura 25: Ondas de tensão no capacitor C ₁ no PSIM e no Modelo (Espaço de Estados)	62
Figura 26: Ondas de tensão no capacitor C ₂ no PSIM e no Modelo (Espaço de Estados)	63
Figura 27: Ondas de tensão no indutor L ₁ no PSIM e no Modelo (Espaço de Estados)	64
Figura 28: Ondas de tensão no indutor L ₂ no PSIM e no Modelo (Espaço de Estados)	64
Figura 29: Simulação no MATLAB	66
Figura 30: Simulação no PSIM com perturbação no ciclo de trabalho	67

Figura 31: Tensão no capacitor C_2 no PSIM e MATLAB com perturbação no ciclo de trabalho68

LISTA DE TABELAS

Tabela I: Especificações Técnicas	41
Tabela II: Valores nominais dos componentes do Conversor	41

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
$C1, C2$	Capacitores do conversor	[F]
$L1, L2$	Indutores do conversor	[H]
S	Interruptor	[-]
R	Carga	[Ω]
D	Diodo	[-]
d	Ciclo de trabalho do conversor	[s]
t	Tempo	[s]
t_{on}	Tempo em que a chave está ligada	[s]
t_{off}	Tempo em que a chave está desligada	[s]
$t_{on,diodo}$	Tempo em que o diodo está conduzindo	[s]
FS	Frequência de comutação do interruptor	[s]
T	Período de comutação do interruptor	[s]
G	Ganho do conversor	[-]
P_{out}	Potência de saída do conversor	[W]
I_{in}	Corrente média de entrada	[A]
i_{in}	Corrente instantânea de entrada	[A]
i_{C1}, i_{C2}	Corrente instantânea nos capacitores	[A]
i_{L1}, i_{L2}	Corrente instantânea nos indutores	[A]
i_R	Corrente instantânea na carga	[A]
i_S	Corrente instantânea no interruptor	[A]
i_D	Corrente instantânea no diodo	[A]
v_{C1}, v_{C2}	Tensão instantânea nos capacitores	[V]

V_{C1}, V_{C2}	Tensão média nos capacitores	[V]
$V_{C1,avg}$	Tensão média no capacitor C1	[V]
v_{in}	Tensão instantânea de entrada	[V]
v_{out}	Tensão instantânea de saída	[V]
V_{out}	Tensão média de saída	[V]
v_S	Tensão instantânea no interruptor	[V]
v_D	Tensão instantânea no diodo	[V]
ΔV_{C1}	Varição na tensão sobre o capacitor C1	[V]
ΔV_{C2}	Varição na tensão sobre o capacitor C2	[V]
$\delta_{i,Lx}$	Taxa de variação da ondulação da corrente nos indutores	[-]
$\delta_{v,Cx}$	Taxa de variação da ondulação da tensão nos capacitores	[-]

LISTA DE ABREVIATURAS

- MCC: Modo de Condução Contínua
- PV: Fotovoltaico - (*Photovoltaic*)
- SPV: Sistema Solar Fotovoltaico - (*Solar Photovoltaic System*)
- MPPT: Rastreador do Ponto de Máxima Potência - (*Maximum Power Point Tracker*)
- CC: Corrente Contínua
- LED: Diodo Emissor de Luz - (*Light Emitting Diode*)
- PWM: Modulação por Largura de Pulso – (*Pulse Width Modulation*)
- PID: Proporcional Integral Derivativo
- PI: Proporcional Integral
- P: Proporcional
- CSO: Otimização de Busca dos Corvos - (*Crow Search Optimization*)
- PSO: (Particle Swarm Optimization)
- LKT: Lei de *kirchhoff* das Tensões
- LKC: Lei de *kirchhoff* das Correntes
- AVG: Valor Médio – (*Average*)
- RMS: Valor Eficaz - (*Root Mean Square*)
- PFC: Correção do Fator de Potência – (Power Factor Correction)
- ESR: Resistência Série Equivalente - (*Equivalent Series Resistance*)

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	6
LISTA DE SÍMBOLOS	9
LISTA DE ABREVIATURAS.....	11
1 INTRODUÇÃO.....	13
1.1 O CONVERSOR D	14
1.2 APLICAÇÕES DOS CONVERSORES ESTÁTICOS	16
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	21
2 ANÁLISE QUALITATIVA.....	23
2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO	23
2.1.1 PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO	23
2.1.2 SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO	24
3 ANÁLISE QUANTITATIVA.....	26
3.1.1 PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO	27
3.1.2 SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO	28
3.1.3 FORMAS DE ONDA IDEALIZADAS	30
4 METODOLOGIA DE DIMENSIONAMENTO	35
4.1.1 CRITÉRIOS DE DIMENSIONAMENTO.....	35
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	39
5.1 PLATAFORMA DE PROTOTIPAGEM RÁPIDA	39
6 MODELAGEM DO CONVERSOR D	45
6.1 REPRESENTAÇÃO DO CONVERSOR D NO ESPAÇO DE ESTADOS	45
6.1 LINEARIZAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR	58
6.2 VALIDAÇÃO DA MODELAGEM DO CONVERSOR D.....	61
6.3 MODELO LINEARIZADO	65
7 CONCLUSÃO.....	69
REFERÊNCIAS	70
ANEXO A – ARTIGO PUBLICADO EM CONGRESSO (COBEP 2017).....	74

1 INTRODUÇÃO

Os conversores estáticos são dispositivos cuja função principal é realizar o controle do fluxo de potência entre uma fonte e uma carga. A fim de que seja atingido este objetivo, as correntes e tensões presentes em tais circuitos precisam ser controladas. Neste cenário, encontram-se os conversores CC-CC, cuja finalidade é adaptar níveis de tensão contínua entre a entrada e a saída de um sistema (Barbi, 2015).

Muitas aplicações requerem a utilização de conversores estáticos de tensão como, por exemplo, dispositivos portáteis, sistemas de alimentação ininterrupta, carregadores de baterias, dispositivos eletrônicos de automóveis, entre outras.

O conversor D faz parte da família de conversores chamada *Buck-Boost* (do inglês, conversor Redutor-Elevador), que apresenta como característica principal a possibilidade da tensão de saída ser inferior, igual, ou superior à tensão presente em sua entrada. Este aspecto resulta de um processo de controle de fluxo de energia através da comutação de um elemento interruptor, o qual é geralmente implementado pela associação de um transistor do tipo MOSFET com um diodo. Isso decorre do fato de que, via de regra, as tensões de alimentação de tais dispositivos são passíveis de variações bastante significativas na tensão de saída (Cabral et al., 2014).

Para tanto, se faz necessário um processo de chaveamento, de forma a garantir os níveis de tensão desejados. Desde que os princípios básicos de funcionamento das principais topologias de tais conversores foram amplamente conhecidos, a busca pelo aumento da eficiência destes sistemas e pela maior capacidade de potência tem se tornado a maior prioridade dos pesquisadores desta área. Estes dois objetivos estão sempre alinhados, uma vez que não é possível obter altos valores de potência em conversores com excesso de perdas.

Uma das principais aplicações destes conversores se dá no processo de conversão de energia em sistemas fotovoltaicos.

Isto se faz necessário uma vez que os módulos solares fotovoltaicos geram energia em corrente contínua e com valores de tensão abaixo dos valores disponibilizados nas redes de distribuição de energia elétrica das concessionárias. Desta forma, torna-se imprescindível a utilização de um sistema capaz de adaptar tais níveis de tensão para patamares capazes de serem injetados na rede. Outra importante aplicação na qual é possível observar a importância destes conversores ocorre no acionamento de LEDs em alta frequência, de forma que o fluxo luminoso seja controlado através de um processo de comutação capaz de controlar a corrente de entrada.

Para tanto, este processo de chaveamento utiliza a técnica de modulação por largura de pulso (PWM) (Jha et al., 2015).

1.1 O CONVERSOR D

O conversor D apresenta como uma de suas principais características a baixa ondulação da sua corrente de entrada, o que o torna bastante atrativo nas aplicações que utilizam sistemas fotovoltaicos de conversão de energia elétrica. Isto decorre de o fato desta topologia permitir que a corrente na entrada do conversor apresente um comportamento de baixa ondulação, contribuindo para a redução das perdas no processo de controle do fluxo de energia e, desta forma, para a operação no ponto de máxima potência (El Khateb et al., 2016).

Desta forma, passa a ser vital a correta compreensão do comportamento desta topologia, de forma que estes conversores possam ser adequadamente utilizados e as suas particularidades possam ser perfeitamente exploradas nas aplicações em que forem utilizados.

O conversor Buck-Boost clássico é definido como o mais eficiente para utilização em aplicações relacionadas a sistemas fotovoltaicos, uma vez que proporciona uma região maior para o ponto de máxima potência (MPPT). Porém, destaca-se a necessidade de utilização de filtros, tanto na entrada quanto na saída, a fim de reduzir as ondulações da corrente de entrada e saída, respectivamente, o que ocasiona um aumento no número de componentes necessários. Para sanar esta limitação, é utilizada uma variação da célula canônica proposta por (Landsman, 1979), com a inclusão de um indutor no seu estágio de saída, chamado de conversor D. Esta variação também faz parte da família Buck-Boost, utilizando um indutor de pequeno valor no seu estágio de entrada. Isto ocasiona a redução da ondulação na corrente de entrada do conversor D, atuando como um filtro.

Desta forma, apesar da topologia Buck-Boost exigir uma quantidade menor de componentes, bem como apresentar os resultados desejados sob o ponto de vista do ponto de máxima potência, as características de ondulação nas correntes de entrada e saída tornam o conversor D uma alternativa mais adequada, principalmente em relação às aplicações em sistemas solares fotovoltaicos (do inglês, *Solar Photovoltaic Systems, SPV*) (A.R. Gayathri et al., 2018).

Entretanto, ao contrário dos conversores acima mencionados, o conversor D necessita de um circuito de acionamento isolado para ativar e desativar o seu interruptor, sendo este um aspecto sensível e de imprescindível atenção por parte dos envolvidos no processo de análise e

implementação, apresentando-se como uma desvantagem na utilização desta topologia, que deve ser levada em consideração.

Com base nestes aspectos, este trabalho apresenta um estudo analítico do conversor D operando no modo de condução contínua (MCC). Este modo de operação assume que a corrente nos indutores presentes no circuito nunca assume valores nulos (Anjaneer Kumar Mishra et al., 2016).

A razão da necessidade deste estudo está vinculada à recente redescoberta deste conversor por (Khateb et al., 2015), a qual atribui a este conversor grande potencial para sua utilização em aplicações fotovoltaicas (do inglês, *Photovoltaic, PV*). Além disso, um estudo prévio desta natureza, que permita o dimensionamento de todos os componentes presentes no circuito, não foi encontrada na pesquisa realizada. Sendo assim, uma das contribuições deste trabalho tem como base a apresentação de uma metodologia para definição dos componentes utilizados na topologia em análise.

Outra característica importante do conversor D é a sua entrada em fonte de corrente (que se dá pela existência de um indutor em série com a fonte), quase ideal, que lhe permite aumentar a eficiência do processo de conversão de energia em sistemas PV (Khateb, et al, 2016). Assim, de acordo com a pesquisa realizada, verificou-se que nenhum dos trabalhos consultados apresentou um completo estudo do conversor D, que contemplasse as análises qualitativa, quantitativa, bem como uma metodologia de dimensionamento abrangendo a determinação de todos os componentes deste conversor. Portanto, a realização do presente trabalho tem como objetivo central contribuir de forma relevante para o desenvolvimento de aplicações baseadas no conversor D.

Uma vez que tanto os valores de tensão e corrente de entrada, quanto as características da carga que deverá ser alimentada estão sujeitas a alterações, torna-se necessário uma estratégia de controle, capaz de manter os valores das correntes e tensões de saída dentro dos níveis estabelecidos previamente. Tal controle deve garantir que mesmo diante destas variações o conversor continue operando adequadamente.

A fim de que seja possível realizar a análise e a implementação de uma estratégia de controle capaz de garantir que as condições pré-estabelecidas, no que tange à manutenção dos níveis de corrente e tensão disponibilizadas na carga alimentada pelo conversor, se faz necessária a modelagem e representação do mesmo no espaço de estados. Tal representação se baseia na descrição interna de sistemas lineares, através da utilização de um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem, que representam os estados do sistema em questão, bem como a relação entre esses com as suas entradas e saídas (Chen, 1999).

Em (A.R. Gayathri et al., 2018) é apresentada uma técnica de controle que é comparada com as características do controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativa) clássico, bem como com um sistema de controle baseado na lógica *Fuzzy*. É o algoritmo CSO (*crow search optimization*), responsável por otimizar os parâmetros do controlador. O foco da técnica apresentada tem como objetivo a busca por valores de tensão de saída do conversor com baixo nível de oscilação. A técnica CSO mostra que, com ele, a resposta do conversor D é melhor do que aquela obtida com PID, bem como superior à Lógica Fuzzy, uma vez que os ganhos desejados foram atingidos com tempo reduzido e de maneira precisa.

Em (Ulliboina Suribabu et al., 2017), é analisada a utilização de uma estratégia de controle baseada na lógica *Fuzzy*, a fim de controlar a velocidade de um motor de corrente contínua em um sistema de bombeamento de água. Para o controle de velocidade é utilizado um controlador PI (Proporcional-Integral) clássico, e para o controle da corrente é utilizado um controlador P (Proporcional). A lógica *Fuzzy* pode ser considerada como uma teoria matemática que combina lógica de múltiplos valores, teoria da probabilidade e inteligência artificial para simular a abordagem humana na solução de vários problemas usando um raciocínio aproximado para relacionar diferentes conjuntos de dados e tomar decisões.

Em (Ramesh. P et al., 2017) é apresentada a técnica PSO (*particle swarm optimization*), a fim de controlar o ângulo de chaveamento do interruptor do conversor D, operando no MCC, com o intuito de reduzir a oscilação na corrente de saída do conversor.

A utilização de um sistema discreto de controle baseado no controlador PI é desenvolvida em (Mostefa Kermadi et al, 2016), a fim de controlar a corrente em um conversor Buck-Boost. É utilizado o microcontrolador SAM3X8E ARM Cortex M3 em uma plataforma Arduino para implementação da etapa digital.

1.2 APLICAÇÕES DOS CONVERSORES ESTÁTICOS

conversor estático, conforme mencionado anteriormente, é responsável por realizar a conversão de níveis de tensão contínua. Sua aplicação encontra amparo em nichos diversos da eletrônica de potência, podendo ser verificado em aplicações relacionadas a sistemas de geração de energia fotovoltaica (PV), acionamento de LEDs de potência, acionamento de motores de corrente contínua para sistemas de bombeamento de água, carregamento de baterias automotivas, controle de tensão de geradores eólicos, etc.

Globalmente, a implantação de sistemas fotovoltaicos vem apresentando elevadas taxas de crescimento (*Renewable Energy Policy Network for the 21st Century*, 2016), devido à

redução no custo dos módulos fotovoltaicos, sua elevada confiabilidade, baixo custo de operação, longa vida útil, modularidade, entre outras vantagens. De tal modo que a tecnologia PV tem se tornado cada vez mais presente não só em aplicações isoladas como no passado, mas principalmente em sistemas de geração distribuída.

Os módulos PV apresentam comportamento não linear em sua relação tensão-corrente, necessitando de um conversor estático para maximizar a eficiência do processo de extração da energia disponível. Neste sentido, o uso do conversor D se sobressai como uma alternativa de extrema relevância para esta aplicação. Isto ocorre porque o mesmo possui características de fonte de corrente quase ideais, isto é, apresenta reduzidos níveis de ondulação em sua corrente de entrada, permitindo a operação no ponto de máxima potência (MPPT) sem o emprego de capacitores eletrolíticos de elevado valor em paralelo com os terminais dos painéis PV.

Geralmente, conversores CC-CC com alta ondulação na corrente de entrada, necessitam que capacitores eletrolíticos de elevado valor sejam conectados em paralelo com os terminais dos painéis PV. Exemplo disso são os conversores Flyback e Zeta (Jozwik et al., 1989, Barbi 2015), que possuem interruptores em série com as suas respectivas entradas. Tais capacitores atuam como elementos equalizadores, armazenando e fornecendo a energia excedente e a demandada, pelo conversor estático, que age com o intuito de proporcionar o adequado “casamento” de impedâncias entre os painéis e a carga, garantindo a operação do sistema no ponto de máxima potência.

Entretanto, este arranjo tem nos capacitores eletrolíticos sua principal desvantagem, em função do seu reduzido tempo de vida útil e das perdas de efeito Joule ocasionadas pela resistência série equivalente (*Equivalent Series Resistance* - ESR) (El Khateb et al., 2016).

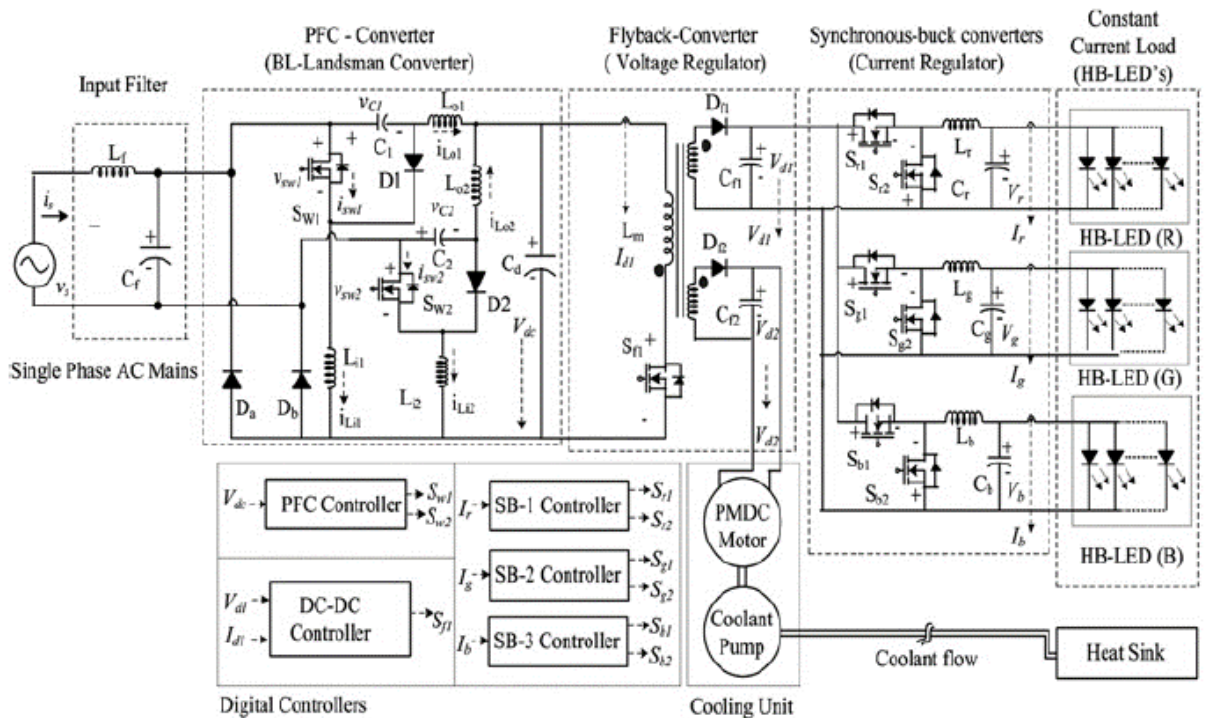
Assim, o conversor D, mostrado na Figura 4, apresenta-se como uma interessante opção para esta aplicação, pois o mesmo apresenta como principal vantagem a capacidade de produzir reduzidos valores de ondulação em sua corrente de entrada. Essa característica minimiza, ou até mesmo elimina, a necessidade do uso de capacitores eletrolíticos de elevado valor em paralelo com o painel PV, sem, no entanto, implicar em valores elevados do indutor presente na entrada do conversor D.

Esta característica torna o conversor D singular em comparação ao que ocorre com outras topologias de conversores estáticos da família Buck-Boost, SEPIC (*Single-Ended Primary Inductor-converter*) e Cúk, os quais necessitam utilizar indutores de entrada de valores muito mais elevados para uma mesma ondulação em suas correntes de entrada em relação ao conversor D. A reduzida ondulação na corrente de entrada é obtida quando, na primeira etapa de operação, os indutores são conectados em série, formando um indutor equivalente. Este

indutor equivalente apresenta o valor da soma dos dois indutores do circuito. O funcionamento detalhado do circuito será demonstrado na etapa da análise qualitativa.

Em Aman Jha et al. (2015), é apresentado o estudo do conversor D para correção do fator de potência (PFC) de um driver utilizado para acionamento de LEDs de potência. Nesta aplicação é utilizada a modulação PWM para regulação do brilho dos LEDs. O sistema proposto é usado com o objetivo de suprir um conversor flyback de saída dupla, o qual é responsável por alimentar os módulos de LED. O controle de brilho dos LEDs é realizado por três conversores Buck síncronos. O conversor com PFC é um exemplo de aplicação do conversor D no modo de condução descontínuo. A Figura 1 apresenta o diagrama esquemático do Conversor D, posicionado logo após o filtro de entrada. Conectado à saída do conversor D encontra-se o conversor Flyback, atuando como regulador de tensão, seguido pelo regulador de corrente.

Figura 1: Aplicação do conversor D para acionamento de LEDs de potência

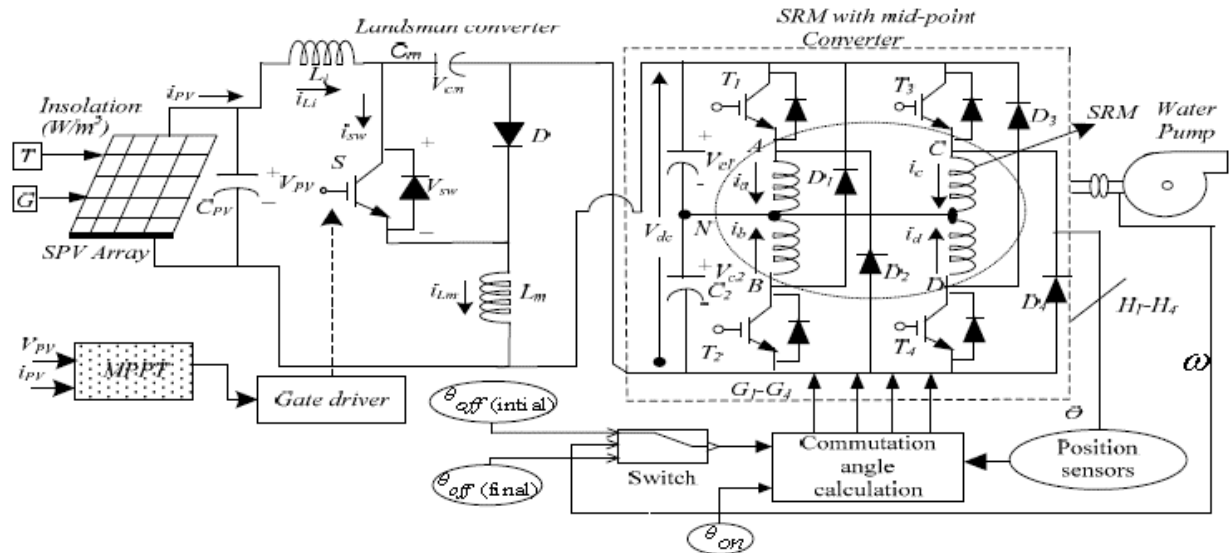


Fonte: Aman Jha et al., 2015

Dentre as diferentes aplicações da energia solar fotovoltaica, encontra-se a alimentação de motores para bombeamento de água em grandes áreas, tais como irrigação, abastecimento de água potável, tratamento biológico, piscinas, fontes de abastecimento de água para indústrias e proteção contra incêndio (Anjanee Kumar Mishra et al., 2016).

O sistema proposto para aplicação de bombeamento de água proposto utiliza o modo de condução contínuo do conversor D e pode ser observado na Figura 2.

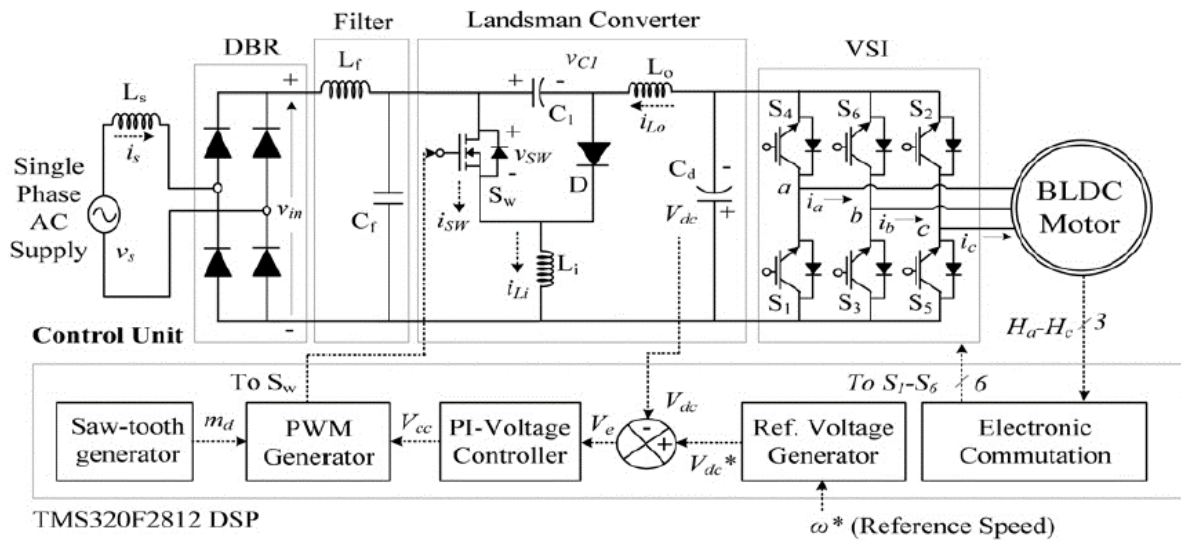
Figura 2: Aplicação do conversor D para bombeamento de água



Fonte: Anjaneer Kumar Mishra et al., 2016

Em Praveen Kumar Singh et al. (2016), é realizado o estudo de uma aplicação do conversor D para acionamento de um motor de corrente contínua sem escovas (BLDC) a partir da modificação da célula canônica de Landsman (1979). Neste sistema proposto, o conversor é projetado para trabalhar no modo de condução descontínuo, uma vez que tal configuração permite a implementação de um controle por seguidor de tensão, a fim de controlar a tensão do barramento CC, sendo que o PFC é obtido a partir disto. O barramento CC para acionamento do motor é controlado usando um único sensor de tensão. A Figura 3 apresenta o sistema proposto para acionamento do motor CC.

Figura 3: Aplicação do conversor acionamento de um motor CC



Fonte: Praveen Kumar Singh et al., 2016

Em Chirag P. Mehta et al. (2016), é realizado o estudo de uma aplicação do conversor Buck-Boost clássico para carregamento de baterias em carros elétricos, também sob o ponto de vista da correção do fator de potência (PFC). Tal topologia é utilizada para trabalhar a fim de aumentar a tensão no lado da entrada e a tensão da bateria no lado da carga. Neste cenário, um preciso processo de carregamento das baterias se faz essencial para a elevação do tempo de vida útil das mesmas, bem como obter a maior eficiência possível destas. O conversor, neste caso, é utilizado no MCC para controle da carga e descarga das baterias.

Aplicações de conversores estáticos também são encontradas, observando-se o contexto de energias alternativas, para controle da tensão de saída de aerogeradores (Suwarti et al., 2016). Estabilidade tornou-se um principal problema neste tipo de aplicação, uma vez que a utilização do turbinas eólicas torna essencial um adequado controle da estabilidade da tensão gerada em sua saída. Desta forma, a utilização de conversores estáticos no controle da geração de energia eólica tem por objetivo principal maximizar o montante de potência gerada, uma vez que tal fonte de energia é instável, sendo necessário obter o maior rendimento possível quando da sua disponibilidade.

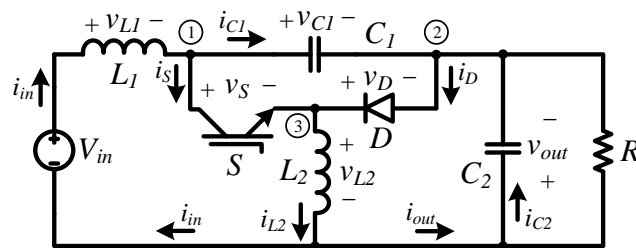
Essencialmente, o estudo das diferentes topologias de conversores estáticos, dá-se a partir da realização de dois tipos de análise: qualitativa e quantitativa. A primeira delas tem como foco analisar o comportamento do conversor do ponto de vista das curvas apresentadas

pelos sinais de entrada e saída, bem como as correntes e tensões em todos os componentes presentes, além do circuito respectivo equivalente.

A segunda etapa de operação apresenta como foco a utilização de ferramentas de análise de circuitos, como tensão nas malhas e correntes dos nós, com o intuito de desenvolver a relação entre as grandezas presentes e determinar as equações capazes de definir os valores dos componentes, para características pré-definidas. São estas: sinal de entrada disponível, carga a ser atendida, ciclo de trabalho, ganho estático (Barbi, 2015).

Estas duas análises são realizadas com base em cada uma das etapas de operação às quais o conversor está sujeito. O conversor D, operando no modo de condução contínua (MCC), apresenta duas etapas distintas de funcionamento, que podem ser estabelecidas a partir da análise do comportamento da corrente nos semicondutores, uma vez que existem dois indutores neste conversor. A presença destes dois indutores dificulta o emprego da definição clássica dos modos de condução em conversores estáticos, uma vez que tal definição se baseia na existência ou de corrente através do indutor de entrada. A Figura 4 apresenta a topologia básica do conversor D, também chamado por alguns autores de *Landsman Converter*.

Figura 4: Topologia do conversor D



Fonte: O autor

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No primeiro capítulo são apresentadas as noções gerais acerca da teoria dos conversores estáticos, analisando algumas comparações realizadas entre os conversores da família Buck-Boost. Além disso, é introduzido o conceito de modo de condução contínua (MCC), com base no qual é desenvolvido o presente trabalho. Também é mencionada a importância da modelagem do conversor e consequente representação do mesmo no espaço de estados, a fim de que se possam desenvolver estudos de estratégias de controle.

No segundo capítulo é apresentado o conceito de análise qualitativa dos conversores estáticos. É desenvolvida então a análise qualitativa do conversor D no MCC, analisando-se o comportamento do mesmo nas duas etapas de operação, com base no chaveamento do interruptor.

No terceiro capítulo, é apresentado conceito de análise quantitativa e realizado o equacionamento de todas as tensões e correntes presentes no circuito. São apresentadas também as formas de onda idealizadas, obtidas a partir da análise qualitativa e utilizadas para avaliação do comportamento das duas etapas de operação do conversor.

No quarto capítulo é apresentada a metodologia de dimensionamento do conversor D. A partir das análises previamente realizadas, são definidos os valores de todos os componentes presentes no circuito, bem como os critérios e premissas adotadas.

No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais, obtidos através de testes de laboratórios realizados em um protótipo desenvolvido especialmente para este estudo.

O sexto capítulo traz a modelagem do conversor D, bem como a sua representação no espaço de estados, analisando as características de não linearidade do mesmo.

O sétimo capítulo apresenta as conclusões obtidas através da realização deste trabalho, bem como algumas sugestões de trabalhos futuros que podem ser desenvolvidos a partir do conhecimento adquirido neste estudo.

2 ANÁLISE QUALITATIVA

Nesta etapa do estudo é realizada a descrição detalhada do funcionamento do conversor D operando no MCC. Para tanto, são apresentadas as etapas de funcionamento, assim como algumas definições e expressões empregadas no desenvolvimento desta análise.

No MCC, o conversor D apresenta duas etapas de operação, definidas a partir do estado do interruptor. Essas etapas são descritas a seguir.

2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

De modo geral, a fim de avaliar o comportamento dinâmico dos conversores estáticos, as análises realizadas são divididas por etapas de operação. Tais etapas possuem como referência os intervalos de tempo em que o interruptor, que nada mais é do que um transistor de potência operando em alta frequência, permanece aberto e fechado. A partir disto, considera-se, no MCC, a existência de duas etapas de operação, que serão analisadas a posteriori.

Desta forma, tanto as análises qualitativa e quantitativa, quanto a modelagem do conversor D no espaço de estados, leva em consideração o estudo com base nestas duas etapas.

2.1.1 Primeira etapa de operação

A primeira etapa de operação, representada na Figura 5 (circuito equivalente da primeira etapa de operação), tem início quando o interruptor S entra em condução (início de t_{on}), momento no qual a corrente no indutor L_2 (i_{L2}) flui através deste. Com o interruptor S em condução, a tensão em seus terminais é nula, uma vez que, para esta análise, são desconsideradas as perdas provenientes de não idealidades.

A corrente i_{L2} é composta pela corrente de entrada (i_{in}) somada à corrente proveniente do processo de descarga do capacitor C_1 , v_{C1} . A tensão sobre o indutor L_2 , nesta etapa, é igual a tensão de entrada.

A corrente que circula através de C_1 é a mesma corrente que circula pela carga, somada à componente alternada que circula por C_2 .

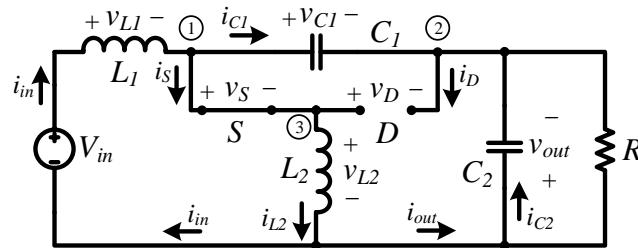
É importante destacar que, nesta primeira etapa de operação, o diodo D encontra-se bloqueado, uma vez que é aplicada em seus terminais uma tensão reversa, composta pela soma das tensões de entrada e saída, que é a mesma tensão presente nos terminais do capacitor C_1 .

A primeira etapa de operação termina logo após transcorrido o tempo de condução do transistor (t_{on}), o qual usualmente é expresso em função do ciclo de trabalho (d), como uma

fração deste, conforme (1), onde T é o período de comutação, isto é, o recíproco da frequência de comutação do transistor (F_S).

$$d = \frac{t_{on}}{T} \quad (1)$$

Figura 5: Circuito equivalente da primeira etapa de operação



Fonte: O autor

2.1.2 Segunda etapa de operação

A segunda etapa de operação, que pode ser observada a partir da Figura 6, inicia-se com o bloqueio do interruptor S (t_{off}), dando início à etapa de condução do diodo, o qual assume o mesmo valor da corrente presente no indutor L_2 (i_{L2}), uma vez que o indutor tende a manter a corrente que flui através deste constante. Da mesma forma que ocorre com o interruptor S na primeira etapa de operação, na segunda etapa a tensão nos terminais do diodo D é nula.

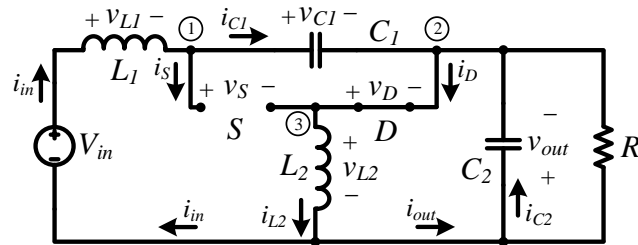
Nos terminais de L_2 , agora com o diodo D em condução, é aplicado o valor negativo da tensão de saída do conversor. Nos terminais do interruptor S , uma vez que este encontra-se bloqueado, a tensão presente é a soma da tensão de entrada com a tensão de saída, que é a mesma tensão presente no capacitor C_1 . Nesta segunda etapa de operação, ocorre o processo de carga do capacitor C_1 , a partir da corrente de entrada i_{in} .

A corrente no indutor L_1 é composta por um nível CC, oriundo do valor médio da corrente de entrada, acrescido de uma componente CA, relativo à ondulação da corrente no próprio indutor. A tensão nos terminais de L_1 é proveniente da diferença entre as variações de tensão nos capacitores C_1 e C_2 . Ao término da segunda etapa de operação, inicia-se novamente a primeira etapa.

Considerando-se que o intervalo de condução do diodo ($t_{on,diodo}$), no MCC, coincide com o tempo de bloqueio do interruptor S (t_{off}). Expressando $t_{on,diodo}$ em função do ciclo de trabalho (d), resulta na expressão (2).

$$t_{on,diodo} = t_{off} = (1-d)T \quad (2)$$

Figura 6: Circuito equivalente da segunda etapa de operação



Fonte: O autor

3 ANÁLISE QUANTITATIVA

A análise qualitativa apresentada na seção anterior tem por objetivo compor a base sobre a qual a análise quantitativa é elaborada. A análise quantitativa, por sua vez, constitui-se, fundamentalmente, na determinação das expressões que descrevem o comportamento das tensões e das correntes em todos os componentes do conversor, tanto nos modos de condução contínua e descontínua.

O foco deste trabalho, no entanto, será a abordagem do modo de condução contínua (MCC), uma vez que este é largamente utilizado nas aplicações de tais conversores, uma vez que permite a redução dos picos de tensão e corrente nos componentes do circuito, reduzindo desta forma a suscetibilidade a interferências eletromagnéticas (Anjaneer Kumar Mishra et al., 2016).

A fim de que se possa discorrer na análise quantitativa do conversor D, cujo objetivo principal é obter uma metodologia que permita dimensionar todos os componentes presentes nesta topologia, inicialmente será determinada a tensão média no capacitor C_1 ($V_{C1,avg}$), tendo em vista a relevância desta informação para os objetivos que se deseja alcançar. Assim, aplicando-se a lei de *Kirchhoff* das tensões (LKT) à malha mais externa do conversor D, mostrada na Figura 4, resulta na expressão (3), que descreve o valor instantâneo da referida tensão (v_{C1}).

$$v_{C1}(t) = v_{in}(t) + v_{out}(t) - v_{L1}(t) \quad (3)$$

Considerando-se a definição de valor médio:

$$V = \frac{1}{T} \int_0^T v dt, \quad (4)$$

e aplicando-se a definição de valor médio em (3), resulta em (6).

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{C1} dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{in} dt + \frac{1}{T} \int_0^T v_{out} dt - \frac{1}{T} \int_0^T v_{L1} dt. \quad (5)$$

Simplificando (6), resulta em (7), a qual explicita a tensão média nos terminais do capacitor C_1 ($V_{C1,avg}$), tendo em vista que a tensão média em qualquer indutor é nula.

$$V_{C1} = V_{in} + V_{out}, \quad (6)$$

onde, V_{in} e V_{out} são, respectivamente, os valores médios da tensão de entrada (v_{in}) e da tensão de saída (v_{out}).

A corrente no indutor L_2 (i_{L2}) pode ser expressa através da soma das correntes de entrada (i_{in}) e saída (i_{out}), aplicando-se a lei de Kirchhoff das correntes (LKC) ao nó 3, representado na Figura 4. Entretanto, nesse trabalho, optou-se pela utilização do emprego da LKT às malhas que contém este indutor em ambas as etapas de funcionamento para determinação da corrente neste elemento.

3.1.1 Primeira Etapa de Operação

Durante o intervalo de condução do interruptor S (dT), a tensão aplicada ao indutor L_2 (v_{L2}) é determinada através da análise do circuito mostrado na Figura 5, considerando a malha formada por este componente, o capacitor C_1 , e o capacitor C_2 , que resulta na expressão (7).

$$L_2 \frac{di_2(t)}{dt} + V_{C1}(t) - V_{out}(t) = 0. \quad (7)$$

A partir de (6) e (7), desprezando as ondulações de tensão nos capacitores C_1 e C_2 ($v_{C1,ac}$ e $v_{C2,ac}$), verifica-se que a tensão aplicada ao indutor L_2 (v_{L2}) é igual a tensão de entrada do conversor (v_{in}), conforme representado em (8).

$$V_{L2}(t) = V_{in} \quad (8)$$

Logo, a partir de (7) e (8), a corrente no indutor L_2 pode ser solucionada, resultando em

$$i_{L2}(t) = i_s(t) = i_{in}(t) + i_{out}(t) = I_{L2,min} + \frac{V_{in}}{L_2} t, \quad (9)$$

a qual também expressa a corrente no interruptor S (i_S), nesta etapa de operação, posto que ambos estão em série. Em (10), $I_{L2,min}$ representa o valor mínimo da corrente no indutor L_2 .

A corrente e a tensão no capacitor C_1 (i_{C1}) e (v_{C1}), respectivamente, podem ser determinadas através da aplicação da LKC ao nó 1, do circuito apresentado na Figura 5, e da relação tensão-corrente em um capacitor. Desta forma a corrente i_{C1} , é expressa em função das correntes de entrada (i_{in}) e no indutor L_2 (i_{L2}). O que é igual afirmar que a corrente neste capacitor é igual a corrente i_{out} , em sentido contrário, conforme segue,

$$i_{C1}(t) = i_{in}(t) - i_{L2}(t) = I_{in}(t) - \left(I_{L2,min} + \frac{V_{in}}{L_2} t \right) = -i_{out}(t), \quad (10)$$

$$v_{C1}(t) = V_{C1,max} + \left(\frac{I_{in} - I_{L2,min}}{C_1} \right) t - \frac{V_{in}}{2L_2 C_1} t^2. \quad (11)$$

A determinação da corrente e da tensão no capacitor C_2 , i_{C2} e v_{C2} , respectivamente, pode ser realizada por um processo análogo ao utilizado para o capacitor C_1 . Assim, aplicando-se a LKC ao nó 2, do circuito apresentado na Figura 5, determina-se a corrente i_{C2} , e através da utilização da relação característica entre a tensão e a corrente, em um capacitor, se obtém a tensão v_{C2} . Desta forma a corrente i_{C2} , pode ser expressa como uma combinação linear das correntes na entrada (i_{in}), no indutor L_2 (i_{L2}), e na carga (i_R),

$$i_{C2}(t) = i_{L2}(t) - i_{in}(t) - I_R = I_{L2,min} - I_{in} - I_R + \frac{V_{in}}{L_2} t, \quad (12)$$

$$v_{C2}(t) \cong \frac{V_{in}}{2L_2 C_2} t^2 + \frac{V_{in} dT}{2L_2 C_2} t + V_{out}. \quad (13)$$

3.1.2 Segunda Etapa de Operação

Após o termino da primeira etapa, tem início a segunda etapa de operação, representada na Figura 6 (circuito equivalente da segunda etapa de operação). O diodo, nesta etapa, assume a corrente i_{L2} . No intervalo de condução do diodo, expresso por $(1 - d)T$, a

tensão aplicada a L_2 (v_{L2}) é igual ao valor negativo da tensão de saída do conversor (v_{out}), conforme mostrado em (14).

$$v_{L2}(t) = -V_{out}(t) \quad (14)$$

Portanto, seguindo a mesma abordagem empregada para determinação de i_{L2} , na primeira etapa de funcionamento, a expressão que descreve essa corrente na segunda etapa de funcionamento é obtida, sendo descrita por

$$i_{L2}(t) = i_D(t) = i_{in}(t) + i_{out}(t) = I_{L2máx} - \frac{V_{out}}{L_2}t, \quad (15)$$

onde $I_{L2,máx}$ é o valor máximo da corrente no indutor L_2 .

Através da aplicação da LKC ao nó 1 do circuito apresentado na Figura 6, bem como da relação tensão-corrente no capacitor, pode-se determinar a corrente e a tensão no capacitor de acoplamento C_1 (i_{C1}), resultando em

$$i_{C1}(t) = i_{in}(t) \cong I_{in}, \quad (16)$$

$$v_{C1}(t) = \frac{1}{C_1} \int I_{in} dt = \frac{I_{in}}{C_1}t + V_{C1min}. \quad (17)$$

Considerando-se que o conversor D apresenta reduzidos níveis de ondulação em sua corrente de entrada i_{in} , pode-se assumir um comportamento aproximadamente constante desta corrente, cuja amplitude é igual ao seu valor médio (I_{in}).

A fim de concluir-se a determinação das grandezas presentes no circuito, obtém-se a corrente e a tensão no capacitor C_2 , i_{C2} e v_{C2} , respectivamente. Através da aplicação da LKC ao nó 2 do circuito apresentado na Figura 6, a corrente i_{C2} pode ser representada através da soma das correntes no indutor L_2 , na entrada do conversor e na carga, resultando em

$$i_{C2}(t) = i_{L2}(t) - i_{in}(t) - I_R = I_{L2m\acute{a}x} - I_{in} - I_R - \frac{V_{out}}{L_2}t \quad (18)$$

e aplicando a relação tnso-corrente em (17), obtém-se

$$v_{C2}(t) \cong \frac{V_{in}}{2L_2 C_2} t - \frac{V_{out}}{2L_2 C_2} t^2 + V_{out} \quad (19)$$

3.1.3 Formas de Onda Idealizadas

Na sequência deste trabalho se d início a uma análise que irá culminar na representação gráfica de todas as formas de onda de tnso e corrente nos componentes do conversor D.

Nas subseções anteriores foram determinadas expressões representativas do comportamento da tnso e da corrente em todos os elementos que compõem o conversor D, a exceção do indutor de entrada L_1 . Optou-se por fazê-la agora tendo em vista que o comportamento da tnso em seus terminais  praticamente independente das etapas de funcionamento. Assim, a tnso neste indutor pode ser determinada através da LKT aplicada malha mais externa do circuito apresentado na Figura 4, resultando em (20).

$$v_{L1}(t) = V_m + v_{C2}(t) - v_{C1}(t). \quad (20)$$

A corrente nesse indutor  facilmente determinada em função de (19) e da relação corrente-tnso em um indutor, resultando em

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int V_{L1} dt + I_m. \quad (21)$$

Todavia, como (20)  função de (6), (11), (13), (17) e (19), sua explicitação pouco contribui para proporcionar uma adequada compreensão da evolução desta tnso. A partir de (21)  evidente que a explicitação da corrente i_{L1} apresenta a mesma desvantagem.

Por essa razão optou-se pela realização de uma análise simplificada de (20). Para tanto, a seguinte hipótese simplificativa foi adotada:

- a) a tnso de entrada  considerada constante e livre de ondulação ($v_{in} = V_{in}$);

b) as tensões nos capacitores C_1 e C_2 , são representadas por meio das suas respectivas componentes contínua e alternada, conforme demonstrado em (22) e (23),

$$v_{C2}(t) = V_{out} + v_{C2ac}(t) \quad (22)$$

$$v_{C1}(t) = V_{in} + V_{out} + v_{C1ac}(t) \quad (23)$$

Logo, a partir de (20), (22) e (23) a tensão no indutor L_1 pode agora ser explicitada, conforme representado em (24).

$$v_{L1}(t) = v_{C2ac}(t) - v_{C1ac}(t) \quad (24)$$

De acordo com (23), a tensão aplicada aos terminais do indutor L_1 (v_{L1}) resulta na diferença entre as tensões de ondulação nos capacitores C_2 e C_1 , respectivamente. Portanto, v_{L1} apresenta baixa amplitude, dado que, normalmente, esses capacitores são dimensionados com o objetivo de minimizar os níveis de ondulação de tensão em seus terminais. Em consequência desta característica singular, o conversor D pode ser dimensionado para apresentar níveis muito baixos de ondulação em sua corrente de entrada, empregando-se para tanto, um indutor de reduzida indutância, quando comparado ao indutor que seria necessário para garantir a mesma ondulação da corrente de entrada em outros conversores, que também apresentam características similares.

Tendo por base (24) e considerando apenas as componentes fundamentais das tensões de ondulação nos capacitores C_2 e C_1 , a tensão no indutor L_1 , pode ser explicitada conforme segue

$$v_{L1}(t) \cong \frac{1}{2} \sqrt{\Delta V_{C1}^2 + \Delta V_{C2}^2} \text{sen}(2\pi F_s t) \quad (25)$$

onde ΔV_{C1} e ΔV_{C2} representam os valores, de pico a pico, da ondulação de tensão nos capacitores C_1 e C_2 , respectivamente. Esta simplificação permite que a determinação da corrente no indutor L_1 possa ser realizada a partir da série de Fourier considerando a componente contínua da corrente de entrada (I_{in}), e a sua componente alternada determinada a partir de (25) empregando-se a análise no domínio da frequência, conforme mostrado a seguir,

$$i_{L1}(t) \cong \frac{\sqrt{\Delta V_{C1}^2 + \Delta V_{C2}^2}}{4\pi F_s L_1} \operatorname{sen}\left(2\pi F_s t - \frac{\pi}{2}\right) + I_{in} \quad (26)$$

Desta forma, a partir da determinação de i_{L1} dispõem-se de todas as informações necessárias para a descrição gráfica de todas as formas de onda de tensão e corrente, nos componentes do conversor D, as quais são mostradas na Figura 7, que foi subdividida em sete itens, de (a) até (g). Em seguida cada uma destas grandezas é descrita de forma sucinta.

Sendo assim, o comportamento linear da corrente no indutor L_2 , i_{L2} , descrito pelas equações (9) e (15) é representado na Figura 7 (a). Essa corrente evolui linearmente a partir de um valor mínimo até um valor máximo durante o intervalo de condução do interruptor S (dT), e decresce até seu valor mínimo, durante o intervalo de condução do diodo, $(1 - d) T$. A forma de onda da tensão aplicada a este indutor também é mostrada neste item, onde é possível perceber que, na primeira etapa de operação, a tensão, V_{in} , é aplicada ao indutor L_2 , impondo, assim, a declividade da corrente neste intervalo. Na segunda etapa de operação, o valor negativo da tensão de saída, $-V_{out}$, é aplicada ao indutor, e por isso a declividade da corrente é negativa.

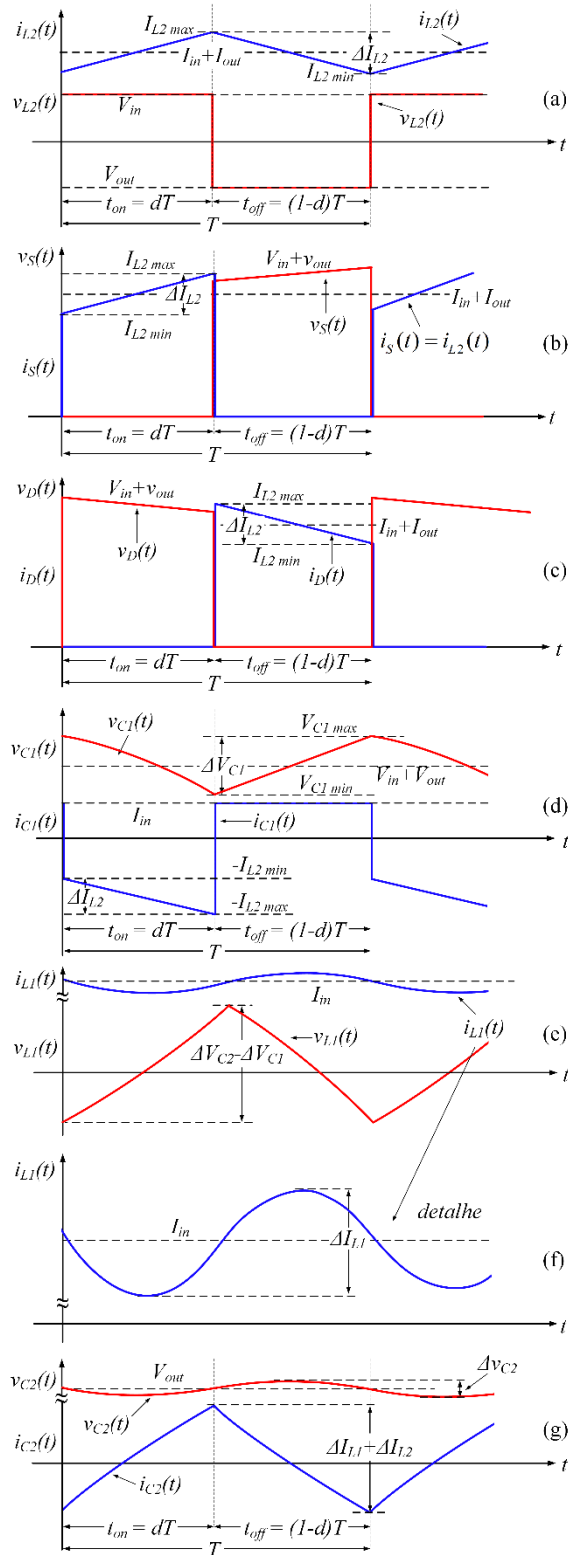
Na Figura 7 (b) são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S . Quando este entra em condução, através dele circula a corrente i_{L2} , como descreve (9), a qual já foi descrita no parágrafo anterior. Neste intervalo a tensão aplicada em seus terminais é considerada idealmente nula. Toda a corrente que circula por ele (i_{L2}) é transferida para o diodo, como mostra a Figura 7 (c) durante o intervalo de bloqueio deste interruptor, a tensão aplicada em seus terminais é igual a tensão no capacitor C_1 , a qual foi idealizada como a soma das tensões de entrada e saída. De forma complementar, quando o interruptor S é ativado a tensão aplicada ao diodo também é igual a tensão V_{C1} .

A Figura 7 (d) apresenta as formas de onda de tensão e corrente no capacitor C_1 . Na primeira etapa de operação, por este capacitor circula a corrente de saída do conversor, acrescida da componente alternada da corrente no capacitor C_2 , em valor negativo, resultando na corrente $-i_{out}$, conforme descrito em (10) e representado na Figura 5. Durante a segunda etapa de operação, a corrente aplicada a este capacitor é considerada praticamente constante, e igual a corrente de entrada, I_{in} , conforme descreve a expressão (16). Desta forma, durante a segunda etapa tem-se a etapa de carga deste capacitor e a tensão nele cresce linearmente, conforme descrito em (17). Durante o intervalo de condução do interruptor S , o capacitor C_1 transfere parte de sua energia dando início a etapa de descarga, o que resulta no decréscimo da tensão em seus terminais segundo uma lei de variação quadrática, conforme (11).

A Figura 7 (e) apresenta as formas de onda de tensão e de corrente no indutor L_1 , as quais foram plotadas, a partir de (20) e (21), respectivamente. Nesta imagem observa-se que a corrente i_{L1} é composta por nível CC, dado pelo valor médio da corrente de entrada I_{in} , e um nível CA relativo a ondulação da corrente neste indutor (ΔI_{L1}). O caráter quase senoidal das ondulações da tensão e principalmente da corrente neste componente, justifica a hipótese simplificativa adotada que considerou apenas as componentes fundamentais destas ondulações e resultou em (25) e (27). A Figura 7 (f) foi elaborada para proporcionar ao leitor um detalhamento da ondulação desta corrente, devido a sua reduzida amplitude em relação ao seu valor médio.

A Figura 7 (g) apresenta a tensão e a corrente no capacitor C_2 (v_{C2} e i_{C2}). Durante o intervalo de condução do transistor, este capacitor se carrega. A tensão em seus terminais é composta por um nível CC e uma componente alternada que evolui segundo uma lei quadrática, representada na equação (13), posto que a corrente i_{C2} , representada na equação (12), cresce linearmente com declividade imposta pela corrente i_{L2} . Durante o intervalo de condução do diodo, este capacitor se descarrega. A ondulação de sua tensão, representada em (19), também apresenta comportamento quadrático, posto que a corrente que lhe é imposta (18) decresce linearmente. Uma inspeção visual desta figura evidencia um comportamento quase senoidal da ondulação da tensão em seus terminais, justificando assim a aproximação adotada neste trabalho que considera apenas as componentes fundamentais das ondulações de tensão nos capacitores C_1 e C_2 .

Figura 7: Formas de onda de corrente e tensão idealizadas



Fonte: O autor

4 METODOLOGIA DE DIMENSIONAMENTO

Nesta seção é apresentada a metodologia adotada para dimensionamento de todos os componentes presentes no circuito do conversor D. Para tanto, são apresentadas as premissas utilizadas neste processo, bem como os critérios utilizados para alcançar os resultados.

4.1.1 Critérios de Dimensionamento

O objetivo desta seção é obter um conjunto de equações que permita projetar todos os componentes do conversor D, a partir de um conjunto de restrições. De acordo com a Figura 1, o conversor D possui quatro elementos passivos, sendo estes: L_1 , L_2 , C_1 e C_2 . Ele também possui um transistor operando como interruptor (S) e um diodo (D).

O método do balanço volt-segundo considera que a tensão média sobre qualquer indutor deve ser nula em regime permanente. A fim de determinar o ganho estático do conversor D (G), no MCC, este princípio é aplicado à forma de onda da tensão do indutor L_2 (v_{L2}), mostrada na Figura 7 (a), resultando em

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (27)$$

Este resultado confirma a pertença deste conversor à família dos conversores redutores elevadores.

A determinação das indutâncias L_1 e L_2 , e das capacitâncias C_1 e C_2 depende da frequência de operação do conversor e dos valores máximos das ondulações de corrente nos indutores e de tensão nos capacitores. Deste modo, no âmbito deste trabalho, essas ondulações foram parametrizadas em função dos valores médios de corrente nos indutores e de tensão nos capacitores. Essas constantes foram denominadas taxas de ondulação de corrente nos indutores, e de tensão nos capacitores, $\delta_{i,Lx}$ e $\delta_{v,Cx}$, respectivamente, onde o sub índice x nessas constantes assume os valores 1 ou 2, para indicar o componente específico ao qual se refere a taxa de ondulação relativa. Sendo assim, buscou-se desenvolver expressões para a determinação dos valores próprios dos componentes passivos em função das especificações do conversor, como são: a potência de saída (P_{out}), a tensão de saída (V_{out}), o ciclo de trabalho (d), as taxas de ondulação de corrente ($\delta_{i,Lx}$), representada em (28) e de tensão ($\delta_{v,Cx}$), representada em (29).

$$\delta_{i Lx} = \frac{\Delta I_{Lx}}{I_{Lx}} \quad (28)$$

$$\delta_{v Cx} = \frac{\Delta V_{Cx}}{V_{Cx}} \quad (29)$$

A partir de (15), (26) e (28) se obtém as expressões (30) e (31) para a determinação das indutâncias próprias de L_1 e L_2 , abaixo representadas

$$L_1 = \frac{V_{out}^2}{2 \pi P_{out} F_S} \frac{(1-d)}{d^2} \frac{\sqrt{d^2 \delta_{v C2}^2 + \delta_{v C1}^2}}{\delta_{i L1}}, \quad (30)$$

$$L_2 = \frac{V_{out}^2}{P_{out} F_S} \frac{(1-d)^2}{\delta_{i L2}}. \quad (31)$$

O processo de carga do capacitor C_1 ocorre durante a segunda etapa de operação, quando por ele circula a corrente de entrada (I_{in}). Logo, a partir de (17), a ondulação da tensão neste capacitor resulta em (32).

$$\Delta V_{C1} \cong \frac{I_{in}}{C_1} (1-d)T. \quad (32)$$

O critério de dimensionamento do capacitor C_1 é obtido a partir de (6), (27), (29) e (32), considerando o sistema ideal, isto é, a potência fornecida pela fonte de entrada é igual à potência consumida pela carga, resultando em (33).

$$C_1 = \frac{P_{out}}{V_{out}^2 F_S} \frac{d^2}{\delta_{v C1}}. \quad (33)$$

A determinação da ondulação de tensão no capacitor C_2 pode ser realizada a partir de (12), (13), (18), (19), (28) e (29), resultando em (34).

$$\Delta V_{C_2} = \frac{\Delta I_{L_2}}{8 C_2 F_s} = \frac{d V_m}{8 L_2 C_2 F_s^2}, \quad (34)$$

Com base em (34), onde ΔI_{L_2} é a ondulação da corrente em L_2 , obtém-se a expressão para o cálculo de C_2 .

$$C_2 = \frac{P_{out}}{8 F_s V_{out}^2} \frac{\delta_{i L_2}}{\delta_{v C_2} (1-d)}. \quad (35)$$

Os esforços de tensão e corrente, no diodo e no interruptor, são determinados através do estudo apresentado na seção anterior, e da análise do circuito do conversor D, correspondendo a máxima tensão no capacitor C_1 e a máxima corrente no indutor L_2 , respectivamente. Assim, as tensões $V_{S,máx}$ e $V_{D,máx}$ são obtidas a partir de (6) e (27) resultando em (36).

$$V_{S \ max} = V_{D \ max} = \frac{V_{out}}{d} \left(1 + \frac{\delta_{v C_1}}{2} \right). \quad (36)$$

As correntes $I_{S,máx}$ e $I_{D,máx}$ são obtidas a partir de (9) e (27) resultando em (37).

$$I_{S \ max} = I_{D \ max} = \frac{P_{out}}{V_{out} (1-d)} \left(1 + \frac{\delta_{i L_2}}{2} \right) \quad (37)$$

Os valores médios, isto é, as componentes contínuas das correntes no interruptor ($I_{S,avg}$) e no diodo ($I_{D,avg}$) são iguais aos valores médios das correntes de entrada e saída, (I_{in}) e (I_{out}), respectivamente, tendo em vista que pelo capacitor C_1 , mostrado na Figura 4, não há circulação de corrente contínua. Portanto, considerando um cenário ideal, no qual as perdas no conversor são consideradas nulas, as correntes $I_{D,avg}$ e $I_{S,avg}$ podem ser obtidas a partir de (27) e através da Lei de Ohm, resultando em (38).

$$I_D = \frac{P_{out}}{V_{out}}, \quad (38)$$

$$I_S = \frac{P_{out}}{V_{out}} \frac{d}{1-d}. \quad (39)$$

Os valores eficazes das correntes no interruptor ($I_{S,rms}$) e no diodo ($I_{D,rms}$) são determinados aplicando-se a definição de valor eficaz as expressões (9) e (15).

A definição do valor rms (do inglês, *root mean square*), ou valor médio quadrático, é dada por (41).

$$v_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V)^2 dt} \quad (40)$$

Considerando (38) e (39), resultando em:

$$I_{D,rms} \cong \frac{P_{out}}{V_{out}} \frac{1}{\sqrt{1-d}}, \quad (41)$$

$$I_{S,rms} \cong \frac{P_{out}}{V_{out}} \frac{\sqrt{d}}{1-d}. \quad (42)$$

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados resultados experimentais obtidos mediante a realização de ensaios laboratoriais, efetuados em um protótipo do conversor D. O dimensionamento deste protótipo foi feito empregando-se a metodologia proposta. As especificações técnicas deste protótipo encontram-se representadas na Tabela I. Os resultados obtidos validaram o estudo realizado, que incluiu as análises qualitativa e quantitativa. A alimentação do protótipo foi feita por uma fonte CC.

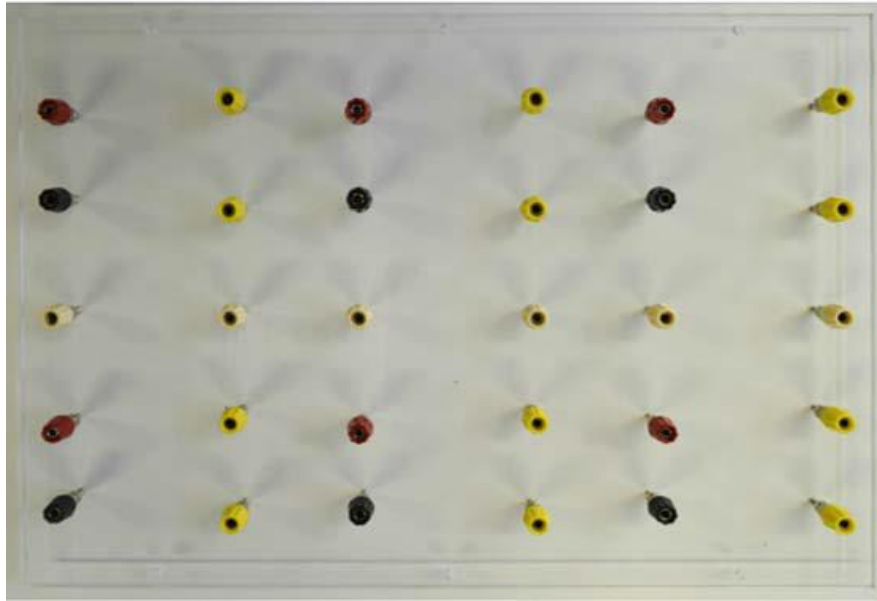
5.1 PLATAFORMA DE PROTOTIPAGEM RÁPIDA

Como é inerente à etapa de testes de qualquer circuito eletrônicos, faz-se necessário que os estes sejam realizados de forma ágil e segura. Para tanto, a fim de realizar as verificações no protótipo do conversor D, utilizou-se a Plataforma para Prototipagem Rápida de Conversores Estáticos (Dos Reis et al., 2016).

A plataforma para prototipagem rápida de conversores estáticos opera de maneira semelhante a uma *Protoboard* (do inglês, matriz de contatos), sendo composta por uma base de fixação responsável por receber os módulos de componentes, que são confeccionados de forma a serem acoplados na mesma. A base é construída com material acrílico (isolante) e composta por vinte quatro bornes. O contato elétrico e a fixação mecânica dos módulos de componentes sobre a base são obtidos por meio de quatro terminais do tipo “banana”, dispostos fisicamente de forma a impedir erros de conexão. Portanto, o objetivo principal da plataforma é propiciar uma montagem e teste rápidos para as diversas topologias de conversores estáticos. Isto se torna necessário, uma vez que as altas correntes que normalmente circulam por tais circuitos são superiores àquelas suportadas pelas *protoboards* convencionais.

A Figura 8: apresenta a base da plataforma, que foi utilizada para os testes com o conversor D.

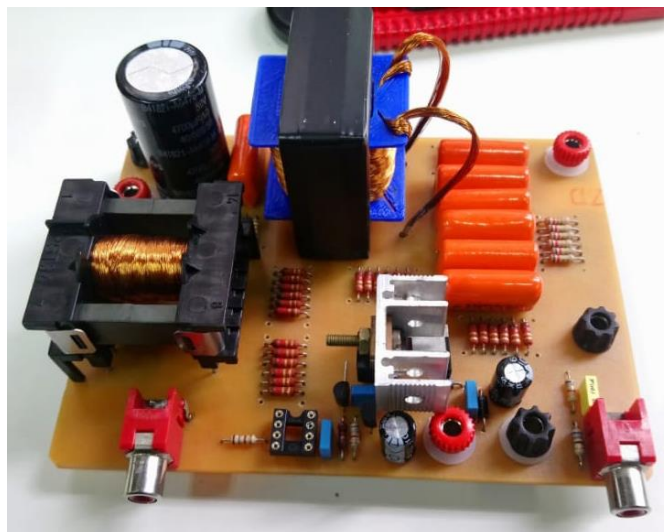
Figura 8: Base da plataforma



Fonte: Dos Reis et al., 2016

Após realizados os testes na Plataforma, foi implementado o Protótipo do Conversor D em uma PCI (Placa de Circuito Impresso), com os componentes dimensionados de acordo com a metodologia apresentada. O protótipo pode ser observado a partir da Figura 9: Protótipo do Conversor D

Figura 9: Protótipo do Conversor D



Fonte: O autor

Tabela I: Especificações Técnicas

Parâmetro	Especificação
Tensão de Entrada (V_{in})	20 V
Tensão de Saída (V_{out})	23,7 V
Potência de Saída (P_{out})	40 W
Carga (R)	14 Ω
Frequência de Comutação (F_s)	23 kHz
Taxa de Ondulação de Corrente em L_1 (δ_{iL1})	0,1
Taxa de Ondulação de Corrente em L_2 (δ_{iL2})	0,25
Taxa de Ondulação de Tensão em C_1 (δ_{vC1})	0,1
Taxa de Ondulação de Tensão em C_2 (δ_{vC2})	0,1

A partir da Tabela I e das equações (26), (29), (30), (32) e (34), foram determinados os valores nominais dos componentes do conversor. A Tabela II apresenta a especificação de todos os componentes do conversor D.

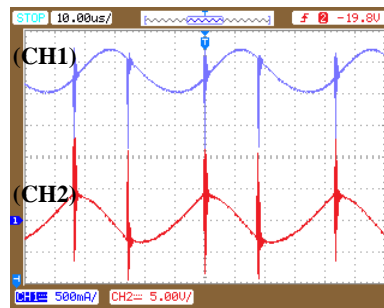
Tabela II: Valores nominais dos componentes do Conversor

Parâmetro	Valores Nominais
Ciclo de Trabalho (d)	0,542
Capacitor C_1	9,9 μ F
Capacitor C_2	2,46 μ F
Indutor L_1	172 μ H
Indutor L_2	511 μ H
Interruptor S	STE24NA100
Diodo	MUR860

A partir da concepção de um protótipo do conversor D, foi realizada uma série de ensaios em laboratório, cujos principais resultados obtidos são apresentados na sequência deste trabalho, sob a forma de figuras, as quais representam as formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do circuito.

Conforme preconizado nas expressões (25) e (26), a tensão e a corrente no indutor L_1 apresentam um comportamento aproximadamente senoidal. Esse comportamento pode ser observado nas formas de onda de tensão e corrente sobre esse indutor, conforme mostra a Figura 9. Ressalta-se ainda que estas formas de onda são similares às formas de onda idealizadas apresentadas na Figura 7, exceto pelas oscilações geradas devido a comutação do diodo e do transistor, dando origem a interferências eletromagnéticas (*Electromagnetic Interference* – EMI). Essas oscilações se fazem presentes nas demais formas de onda de corrente apresentadas.

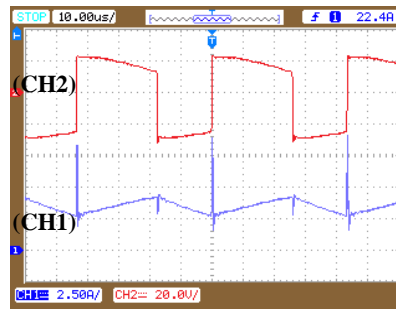
Figura 10: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no indutor L_1



Fonte: O autor

A Figura 10 apresenta as formas de onda de tensão e corrente no indutor L_2 . É possível perceber que durante a primeira etapa de operação, a tensão de entrada é aplicada ao indutor L_2 , e durante a segunda etapa, a tensão de saída com polaridade invertida lhe é aplicada. As variações da tensão sobre os patamares positivos e negativos de v_{L2} são decorrentes das ondulações da tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 , e não comprometem o presente estudo.

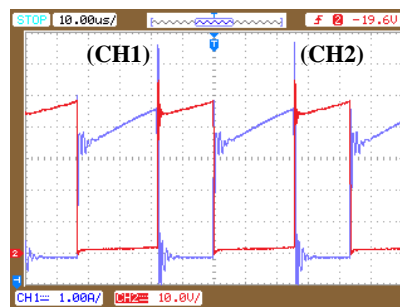
Figura 11: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no indutor L_2



Fonte: O autor

Na Figura 11 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S , de onde se comprova que durante o intervalo de condução por este dispositivo circula a corrente do indutor L_2 , conforme (9). A tensão do capacitor C_1 é aplicada a este semicondutor quando o mesmo se encontra bloqueado, conforme se pode deprender a partir da Figura 6.

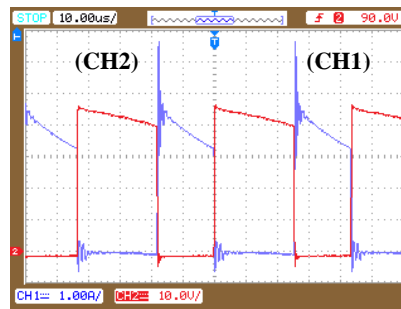
Figura 12: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no interruptor S



Fonte: O autor

A Figura 12 ilustra as formas de onda de tensão e corrente no diodo, de onde facilmente se observa o carácter complementar deste componente em relação ao interruptor S . Posto que a corrente que circula pelo indutor L_2 , ora circula pelo interruptor S ora por este diodo, conforme (15). Analogamente, a tensão do capacitor C_1 também é aplicada a este semicondutor durante o seu intervalo de bloqueio.

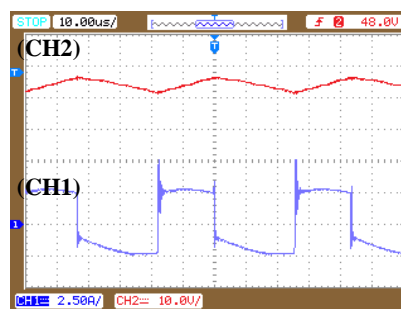
Figura 13: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no diodo



Fonte: O autor

A Figura 13 apresenta as formas de onda de tensão e corrente no capacitor C_1 . Assim, a partir desta figura se pode verificar que a tensão aplicada a este componente resulta ser a soma das tensões de entrada e saída do conversor, conforme preconizado anteriormente. Durante a sua etapa de descarga, que ocorre no intervalo de condução do interruptor S , por este capacitor circula a corrente de saída. Na etapa subsequente, quando o capacitor C_1 se carrega, lhe é imposta de forma abrupta a corrente de entrada.

Figura 14: Corrente (CH1) e tensão (CH2) no capacitor C_1



Fonte: O autor

6 MODELAGEM DO CONVERSOR D

A fim de que possam ser utilizados nas mais diversas aplicações disponíveis, é fundamental que as variáveis elétricas presentes nos conversores estáticos, independentemente da topologia, sejam controladas de forma adequada. Tais variáveis se referem às tensões e correntes presentes nos circuitos, bem como às potências envolvidas nos mesmos. Desta forma, espera-se que o projetista conheça o comportamento de tais circuitos, de forma a optar pela estratégia de controle mais adequada para cada caso. Sendo assim, uma vez que o comportamento destas variáveis é representado por uma série de equações diferenciais não-lineares linearizadas em torno de um ponto de operação desejado, sua representação se dá através de funções de transferências, relacionando os níveis de tensão desejáveis na saída do conversor, com os níveis disponíveis em sua entrada, levando em consideração as perturbações que porventura estejam presentes (Barbi, 2015).

6.1 REPRESENTAÇÃO DO CONVERSOR D NO ESPAÇO DE ESTADOS

De forma a desenvolver a representação em espaço de estados do conversor D e, posteriormente, compará-la com os resultados obtidos através de simulações no PSIM, utilizou-se o método desenvolvido por Cùk (1976). É importante salientar que existem outras técnicas disponíveis. No entanto, o modelo médio e, atualmente, o mais difundido e utilizado pelos pesquisadores no contexto da eletrônica de potência. Tal método se baseia no fato de que, durante um período de operação, é possível analisar os conversores estáticos sob o ponto de vista de estágios topológicos diversos, que resultam em equações diferenciais lineares de primeira e segunda ordem. No entanto, o comportamento médio de tais conversores em regime permanente, é não linear. Sendo assim, o processo de linearização se torna necessário (Barbi, 2015).

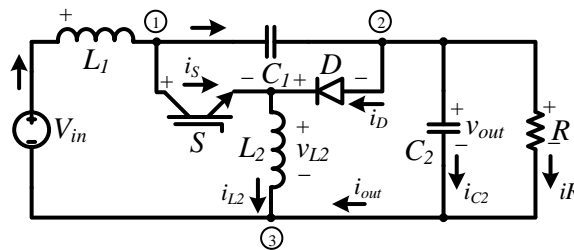
Para tanto, em um primeiro momento, é considerado que o ciclo de trabalho do conversor é constante. Posteriormente, através da inserção de perturbações tanto na entrada quanto no ciclo de trabalho, é desenvolvida uma representação para pequenos sinais, em torno de um ponto de operação desejado. Tal conceito se baseia no fato de que, apesar dos conversores estáticos trabalharem com frequências de chaveamento elevadas, na ordem de dezenas de quilohertz, dinâmica presente no fluxo de potência entre fontes e cargas se dá na faixa de dezenas de hertz (Barbi, 2015).

Com base no exposto, a fim de obter-se o modelo dinâmico do conversor D no modo de condução contínua (MCC), será utilizada a representação no espaço de estados, conforme segue:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Eu \end{cases} \quad (43)$$

Destaca-se que os estados que serão considerados na modelagem do conversor D são as correntes nos indutores (I_{L1} e I_{L2}) e as tensões nos capacitores (V_{C1} e V_{C2}).

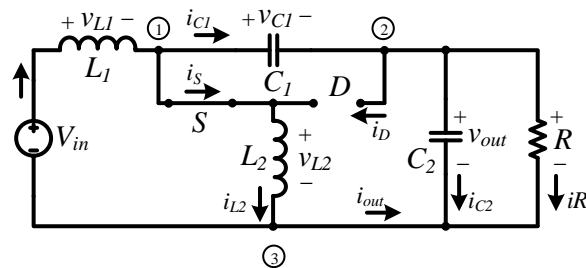
Figura 15: Conversor D com a polaridade da saída invertida



Fonte: O autor

As análises a seguir serão realizadas com a polaridade da saída invertida, a fim de demonstrar matematicamente que o conversor D inverte a tensão da saída em relação à tensão de entrada, partindo-se da Figura 14. A partir da primeira etapa de operação, com a chave S conduzindo e o diodo D bloqueado, é possível realizar tal análise a partir do circuito apresentado na Figura 15.

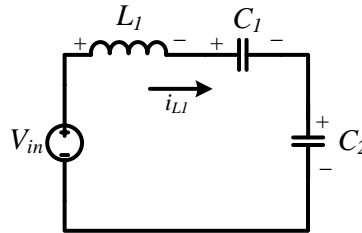
Figura 16: Conversor D, análise da primeira etapa de operação



Fonte: O autor

Tomando-se como ponto de partida o circuito apresentado na Figura 15, é possível analisar isoladamente a malha externa do circuito, a fim de obter-se a primeira equação diferencial, a partir da utilização do método de tensão nas malhas, resultando em (44).

Figura 17: Conversor D, malha externa isolada



Fonte: O autor

$$-V_{in} + V_{L1} + V_{C1} + V_{C2} = 0 \quad (44)$$

A partir de (44), isolando-se a tensão no indutor L_1 , chega-se a (45).

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C1} - V_{C2} \quad (45)$$

Representando-se a tensão em L_1 como a derivada da corrente que flui através deste indutor, obtém-se (46).

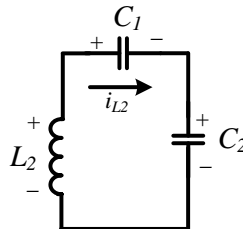
$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = (V_{in} - V_{C1} - V_{C2}) \quad (46)$$

Finalmente, isolando-se a derivada da corrente em L_1 , chega-se à primeira equação diferencial, que será utilizada para representação do circuito do conversor D no espaço de estados.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = (V_{in} - V_{C1} - V_{C2}) \frac{1}{L_1} \quad (47)$$

A partir da análise das tensões na malha em torno do indutor L_2 e do capacitor C_2 , obtém-se a segunda equação diferencial.

Figura 18: Conversor D, análise da malha interna



Fonte: O autor

$$-V_{L_2} + V_{C_1} + V_{C_2} = 0 \quad (48)$$

A partir de (48), isolando-se a tensão presente nos terminais do indutor L_2 , obtém-se a equação (49).

$$V_{L_2} = V_{C_1} + V_{C_2} \quad (49)$$

Da mesma forma que realizado para o indutor L_1 , utilizando-se a representação da tensão sobre L_2 a partir da derivada da corrente que flui através deste, chega-se a (50).

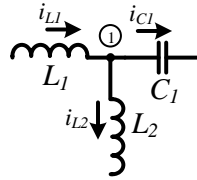
$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (50)$$

A fim de obter-se a segunda equação diferencial para representação do modelo no espaço de estados, isola-se a derivada da corrente em L_2 .

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = (V_{C_1} + V_{C_2}) \frac{1}{L_2} \quad (51)$$

Utilizando-se o método das correntes nos nós, avaliando-se as correntes que chegam e que partem do nó 1, chega-se à (52).

Figura 19: Conversor D, análise do nó 1



Fonte: O autor

$$I_{L1} - I_{L2} - I_{C1} = 0 \quad (52)$$

Isolando-se a corrente que flui através do capacitor C_1 , obtém-se (53).

$$I_{C1} = I_{L1} - I_{L2} \quad (53)$$

Considerando-se que a corrente através de um capacitor pode ser representada através da tensão em seus terminais, é possível obter a seguinte representação:

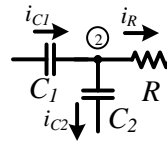
$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = (I_{L1} - I_{L2}) \quad (54)$$

A partir disso, a fim de obter-se a representação para o terceiro estado a ser utilização na modelagem do conversor, isola-se a derivada da tensão sobre C_1 .

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = (I_{L1} - I_{L2}) \frac{1}{C_1} \quad (55)$$

A partir da análise das correntes que chegam e saem do nó 2, chega-se é possível obter a relação entre as correntes que fluem através de C_1 , C_2 e da carga R .

Figura 20: Conversor D, análise do nó 2



Fonte: O autor

$$I_{C1} - I_{C2} - I_R = 0 \quad (56)$$

Isolando-se a corrente em C_1 , obtém-se:

$$I_{C1} = I_{C2} + I_R \quad (57)$$

A partir da análise anterior, realizada no capacitor C_1 , é possível utilizar a seguinte relação:

$$I_{C1} = I_{L1} - I_{L2} \quad (58)$$

A partir disso, substituindo-se (58) em (57), obtém-se:

$$I_{C2} = I_{L1} - I_{L2} - I_R \quad (59)$$

Fazendo-se uso da representação da corrente em C_2 a partir da derivada da tensão em seus terminais, obtém-se:

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = (I_{L1} - I_{L2} - I_R) \quad (60)$$

Uma vez que a tensão sobre os terminais do capacitor C_2 é a mesma que está presente nos terminais da carga, é possível realizar a seguinte substituição:

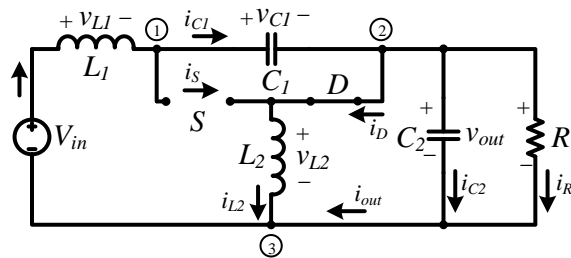
$$I_R = \frac{V_{C2}}{R} \quad (61)$$

Desta forma, chega-se à quarta equação diferencial.

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \left(I_{L1} - I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \right) \frac{1}{C_2} \quad (62)$$

A partir da segunda etapa de operação, com a chave S bloqueada e o diodo D conduzindo, é possível realizar tal análise a partir do seguinte circuito:

Figura 21: Conversor D, análise da segunda etapa de operação



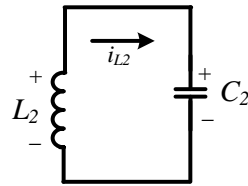
Fonte: O autor

Da mesma forma que o resultado obtido através da análise da primeira etapa de operação, a malha externa resulta na equação abaixo:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = (V_{in} - V_{C1} - V_{C2}) \frac{1}{L_1} \quad (63)$$

A malha em torno do indutor L_2 e do capacitor C_2 é realizada a partir do circuito abaixo:

Figura 22: Conversor D, malha em torno do indutor L_2



Fonte: O autor

A partir da análise desta malha do circuito, é possível realizar o seguinte equacionamento:

$$-V_{L_2} + V_{C_2} = 0 \quad (64)$$

Desta forma, resulta a tensão sobre L_2 :

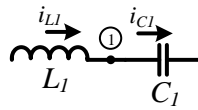
$$V_{L_2} = V_{C_2} \quad (65)$$

Sendo assim, representando-se a tensão sobre os terminais do indutor L_2 a partir da derivada da corrente que flui através deste, chega-se:

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_{C_2}}{L_2} \quad (66)$$

A partir da análise do nó 1, obtém-se:

Figura 23: Conversor D, análise do nó 1 durante a segunda etapa de operação



Fonte: O autor

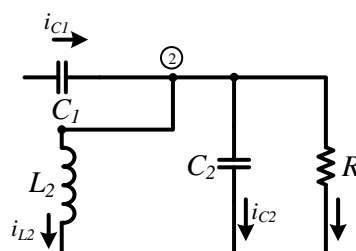
$$I_{L1} = I_{C1} \quad (67)$$

Desta forma, utilizando-se a representação da corrente em L_1 a partir da tensão em seus terminais:

$$\frac{d v_{C1}}{dt} = \frac{I_{L1}}{C_1} \quad (68)$$

Ao analisar-se o nó 2, obtém-se a relação entre as correntes através de C_1 , L_2 , C_2 e a carga R .

Figura 24: Conversor D, análise do nó 2 na segunda etapa de operação



Fonte: O autor

$$I_{C1} - I_{L2} - I_{C2} - I_R = 0 \quad (69)$$

Considerando-se que a corrente que flui através do capacitor C_1 é a mesma que flui através do indutor L_1 .

$$I_{C1} = I_{L1} \quad (70)$$

Tem-se, isolando-se a corrente no capacitor C_2 que:

$$I_{C2} = I_{L1} - I_{L2} - I_R \quad (71)$$

Da mesma forma que observado durante a análise da primeira etapa de operação que a tensão na carga é a mesma sobre C_2 :

$$I_R = \frac{V_{C2}}{R} \quad (72)$$

A partir disso, utilizando-se (72), bem como a representação da corrente em C_2 a partir da corrente que flui através de seus terminais:

$$\frac{d_{VC2}}{dt} = \left(I_{L1} - I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \right) \frac{1}{C_2} \quad (73)$$

A partir disto, pode-se elaborar um resumo de todas as equações apresentadas, na primeira e na segunda etapa de operação do conversor, a fim de obter-se a posteriori a representação no espaço de estados. Abaixo segue o resumo resultante da primeira etapa de operação:

$$\frac{d_{VC1}}{dt} = \frac{(I_{L1} - I_{L2})}{C_1} \quad (74)$$

$$\frac{d_{VC2}}{dt} = \left(I_{L1} - I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \right) \frac{1}{C_2} \quad (75)$$

$$\frac{d_{iL1}}{dt} = \frac{(V_{IN} - V_{C1} - V_{C2})}{L_1} \quad (76)$$

$$\frac{d_{iL2}}{dt} = \frac{(V_{C1} + V_{C2})}{L_2} \quad (77)$$

Considerando que:

$$X = \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} \quad (78)$$

A representação em espaço de estados proveniente da primeira etapa de operação resulta em:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{I}_{L1} \\ \dot{I}_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & -\frac{1}{RC_2} & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (79)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} \quad (80)$$

Resumo da segunda etapa de operação:

$$\frac{d_{vC1}}{dt} = \frac{I_{L1}}{C_1} \quad (81)$$

$$\frac{d v_{C2}}{d t} = \left(I_{L1} - I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \right) \frac{1}{C_2} \quad (82)$$

$$\frac{d i_{L1}}{d t} = \frac{(V_{IN} - V_{C1} - V_{C2})}{L_1} \quad (83)$$

$$\frac{d i_{L2}}{d t} = \frac{V_{C2}}{L_2} \quad (84)$$

Que resulta na seguinte representação:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{I}_{L1} \\ \dot{I}_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC_2} & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (85)$$

Desta forma, realizando as substituições pertinentes nas equações encontradas, em função do ciclo de trabalho (D).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & -\frac{1}{RC_2} & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} D + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC_2} & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} \\ -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} (1-D) \quad (86)$$

Resultando em:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & \frac{-D}{C_1} \\ 0 & \frac{-1}{C_2 R} & \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2} \\ \frac{-1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{D}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (87)$$

E para a matriz B :

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} D + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} (1-D) \quad (88)$$

Resultando em:

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (89)$$

Desta forma, obtém-se o modelo médio do conversor:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{I}_{L1} \\ \dot{I}_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & \frac{-D}{C_1} \\ 0 & \frac{-1}{C_2 R} & \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2} \\ \frac{-1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{D}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (90)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} \quad (91)$$

Observa-se, no entanto, que o modelo médio considera que o ciclo de trabalho constante. Ao passo que variações na carga podem ocasionar alterações na tensão de saída, torna-se fundamental a necessidade de manipulação do ciclo de trabalho (D), a fim de que seja possível controlar a tensão de saída do conversor. Sendo assim, torna-se necessária a representação considerando-se D como uma das entradas, partindo-se da premissa de que o mesmo pode sofrer variações ao longo do tempo. Tal representação é obtida a partir de (91) **Erro! Fonte de referência não encontrada.**, resultando em (92) .

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \\ \dot{I}_{L1} \\ \dot{I}_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_2 R} & \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2} \\ \frac{-1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-I_{L2}}{C_1} \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{V_{C1}}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ D \end{bmatrix} \quad (92)$$

Pode-se observar em **Erro! Fonte de referência não encontrada.** o comportamento não linear desta representação, uma vez que se trata de um conjunto de equações diferenciais com coeficientes que variam no tempo, neste caso, o ciclo de trabalho. Desta forma, torna-se necessário linearizar o modelo médio, a partir da inserção de uma perturbação.

6.1 LINEARIZAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR

O processo de linearização proposto por Cùk (1976) e revisto por Barbi (2015) considera que o modelo médio do conversor estático pode ser representado como a composição de uma parcela de valor constante, somada a uma parcela variável no tempo. Para tanto, são inseridas pequenas perturbações, tanto na entrada quanto nos estados, em torno do ponto de operação do conversor (ponto médio), definido por X e por D . O modelo médio é representado em (93).

$$\dot{X} = [A_1 D + A_2 (1-D)] X + [B_1 D + B_2 (1-D)] u \quad (93)$$

$$X = \bar{X} + \tilde{X} \quad (94)$$

$$D = \bar{D} + \tilde{D} \quad (95)$$

$$u = \bar{u} + \tilde{u} \quad (96)$$

Sendo “-” o ponto de operação e “~” um pequeno sinal em torno do ponto de operação.

Substituindo:

$$\dot{\bar{X}} + \dot{\tilde{X}} = \left[A_1 (\bar{D} + \tilde{D}) + A_2 (1 - \bar{D} - \tilde{D}) \right] (\bar{X} + \tilde{X}) + \left[B_1 (\bar{D} + \tilde{D}) + B_2 (1 - \bar{D} - \tilde{D}) \right] (\bar{u} + \tilde{u}) \quad (97)$$

A partir disto, desenvolvendo-se cada membro separadamente, chega-se à representação do modelo de pequenos sinais.

$$\dot{\tilde{X}} = \left[A_1 \bar{D} + A_2 (1 - \bar{D}) \right] \tilde{X} + B \tilde{u} + (A_1 - A_2) \tilde{D} \bar{X} + (B_1 - B_2) \tilde{D} \bar{u}, \quad (98)$$

sendo $A = \left[A_1 \bar{D} + A_2 (1 - \bar{D}) \right]$, obtém-se:

$$\dot{\tilde{X}} = A \tilde{X} + B \tilde{u} + \left[(A_1 - A_2) \bar{X} + (B_1 - B_2) \bar{u} \right] \tilde{D}. \quad (99)$$

Considerando-se

$$\left[(A_1 - A_2) \bar{X} + (B_1 - B_2) \bar{u} \right] = Q, \quad (100)$$

pode-se reescrever (101) como:

$$\dot{\tilde{X}} = A \tilde{X} + \begin{bmatrix} B & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{D} \end{bmatrix} \quad (101)$$

Em (98) é representado um sistema de equações diferenciais, lineares e invariantes no tempo, que descrevem o comportamento do conversor para pequenas oscilações em torno do ponto de operação definido por \bar{D} e \bar{X} .

É importante destacar algumas premissas adotadas para definição do modelo de pequenos sinais.

- 1 Os fatores de segunda ordem, ou seja, os produtos de duas perturbações são

$$\text{desprezados, uma vez que } \frac{\tilde{D}}{\bar{D}} \ll 1, \frac{\tilde{X}}{\bar{X}} \ll 1 \text{ e } \frac{\tilde{u}}{u} \ll 1.$$

- 2 $\dot{\tilde{X}} = \dot{\bar{X}} + \dot{\tilde{X}} = \dot{\tilde{X}}$, pois $\dot{\bar{X}} = 0$ uma vez que \bar{X} é constante.
- 3 A tensão de entrada (V_{in}) foi considerada constante, a fim de que seja realizada a análise exclusiva da influência das variações no ciclo de trabalho em relação à tensão de saída do conversor V_{C2} . Desta forma, o modelo linearizado do conversor D é representado por:

$$\dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + \left[(A_1 - A_2)\bar{X} + (B_1 - B_2)u \right] \tilde{D} \quad (102)$$

Realizando-se as substituições pertinentes em (102), obtém-se:

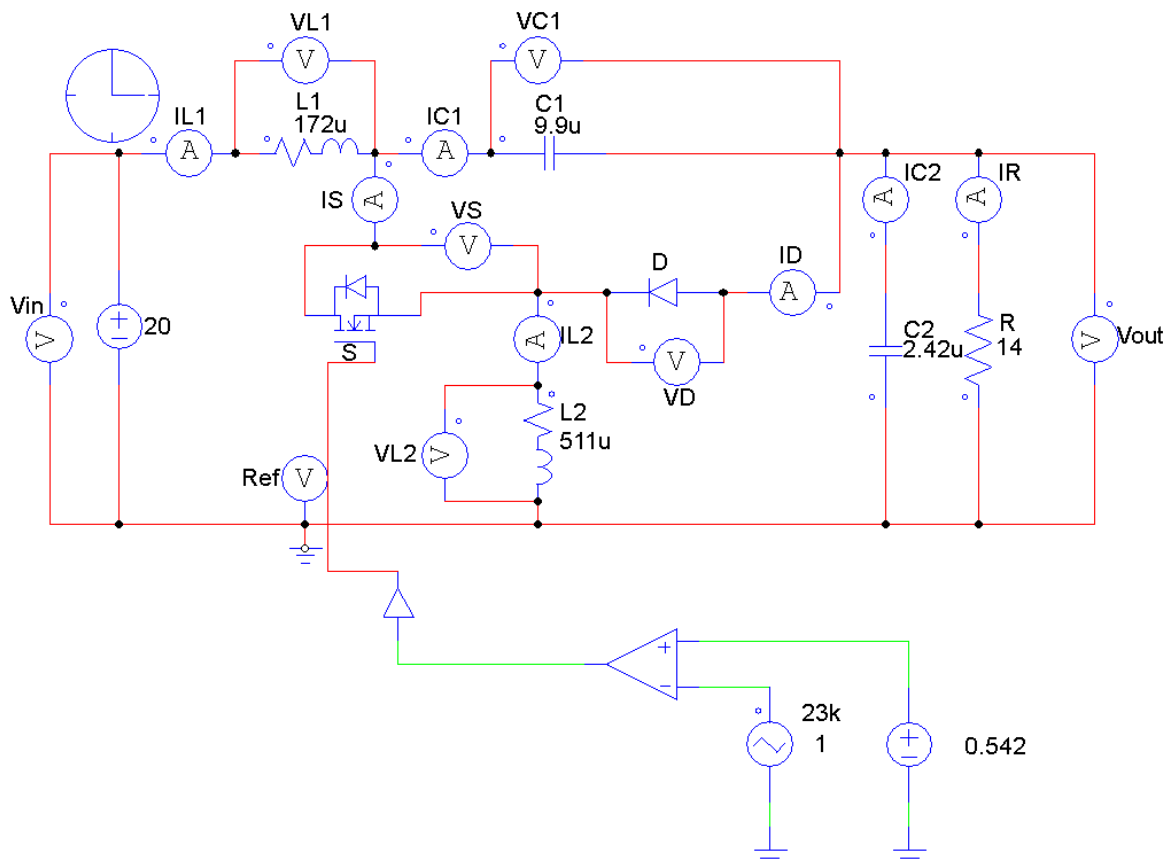
$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{V}}_{C1} \\ \dot{\tilde{V}}_{C2} \\ \dot{\tilde{I}}_{L1} \\ \dot{\tilde{I}}_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_2 R} & \frac{1}{C_2} & \frac{-1}{C_2} \\ \frac{-1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} \\ \tilde{I}_{L1} \\ \tilde{I}_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \bar{V}_{C1} \\ \bar{V}_{C2} \\ \bar{I}_{L1} \\ \bar{I}_{L2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} V_{in} \tilde{D} \quad (103)$$

Somando-se a representação do modelo médio com a representação do modelo de pequenos sinais, obtém-se o modelo linearizado do conversor. Ou seja, as variações na tensão de saída do conversor serão compensadas pelas variações no ciclo de trabalho, em torno do ponto de operação para o qual o conversor foi projetado para atuar.

6.2 VALIDAÇÃO DA MODELAGEM DO CONVERSOR D

A partir da definição dos valores de cada um dos componentes do circuito do conversor D, obtidos através da utilização da metodologia apresentada no capítulo 4, realizou-se a montagem do mesmo no ambiente de simulação PSIM, um dos softwares mais utilizados no contexto da eletrônica de potência. A Figura 24 apresenta o circuito utilizado para as simulações. É importante considerar que, para efeito de análise do desempenho do conversor D, bem como para que pudesse ser avaliada a relação de cada um dos componentes na tensão fornecida na carga, estes foram considerados em sua forma idealizada.

Figura 25: Circuito de simulação no PSIM



Fonte: O autor

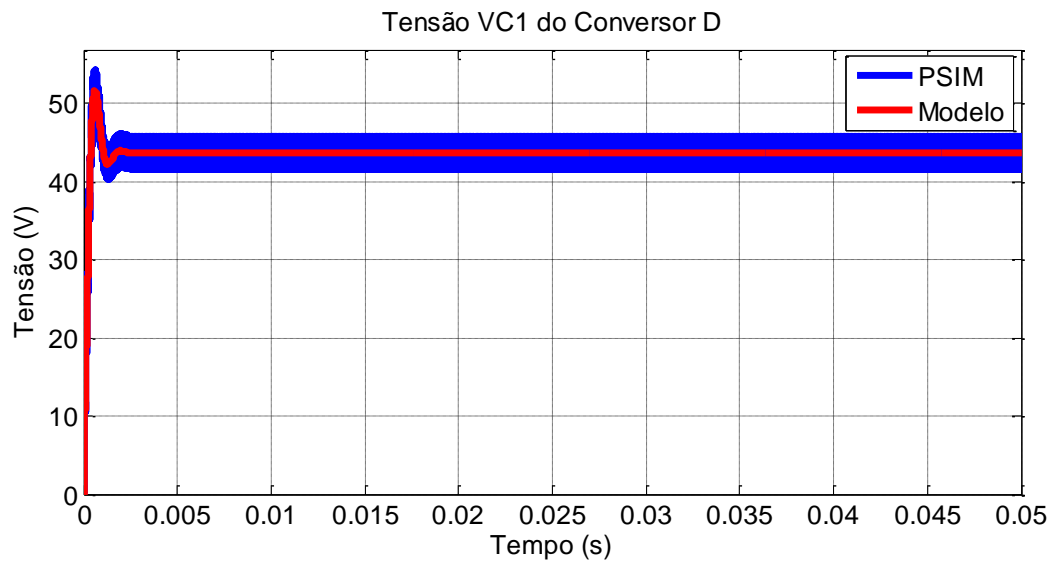
A fim de que seja validado o modelo obtido através da representação no espaço de estados, é fundamental a comparação dos resultados obtidos através da simulação do circuito

do conversor D sem perdas com a simulação no MATLAB obtida com os resultados da modelagem (Equação (92)).

Desta forma, as figuras abaixo apresentam os resultados obtidos através da simulação no PSIM para os valores dos componentes definidos no capítulo 4, para as quatro variáveis de estado, V_{C1} , V_{C2} , I_{C1} e I_{C2} , bem como os resultados obtidos pelo modelo representado no espaço de estados. Com o intuito de comprovar que os resultados obtidos são os mesmos, tanto no PSIM quanto no MATLAB, as curvas foram sobrepostas.

A Figura 25 apresenta as formas de onda de tensão no capacitor C_1 geradas a partir da simulação no PSIM, bem como pela modelagem em espaço de estados obtida. Desta forma, durante a segunda etapa tem-se a etapa de carga deste capacitor e a tensão nele cresce linearmente. A validação destaca o comportamento da simulação do circuito e do modelo tanto no período transitório quanto em regime permanente, sendo estes valores positivos em relação à entrada do sistema.

Figura 26: Ondas de tensão no capacitor C_1 no PSIM e no Modelo (Espaço de Estados)

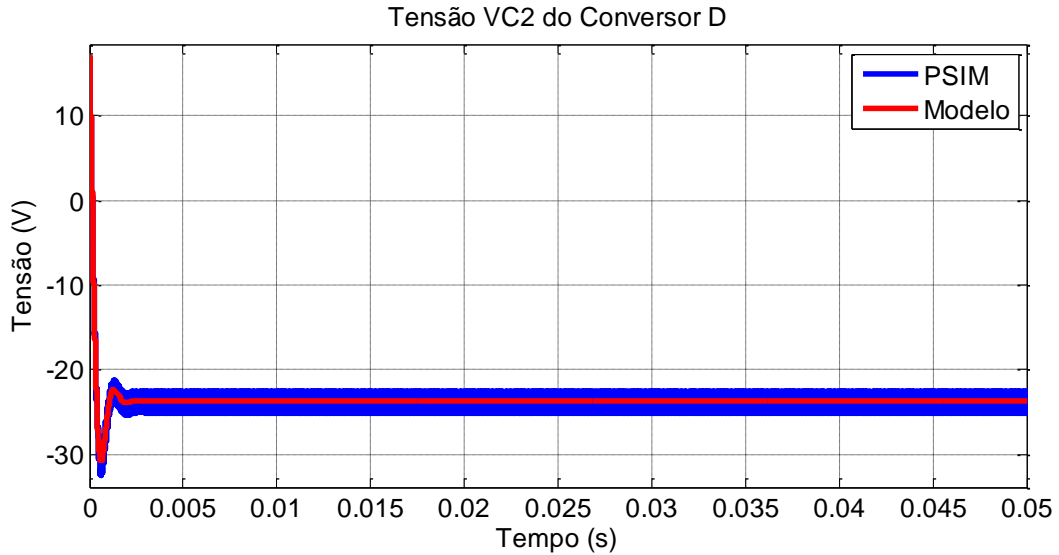


Fonte: O autor

A Figura 26, que representa a tensão de saída do conversor, apresenta a tensão sobre o capacitor C_2 (v_{C2}). Durante o intervalo de condução do transistor, este capacitor se carrega. A tensão em seus terminais é composta por um nível CC e uma componente alternada. Esta tensão representa a saída do sistema, sendo seu valor negativo em relação à tensão de entrada (V_{in}),

que demonstra uma característica importante do conversor D , que é a inversão do sinal de saída em relação à sua entrada.

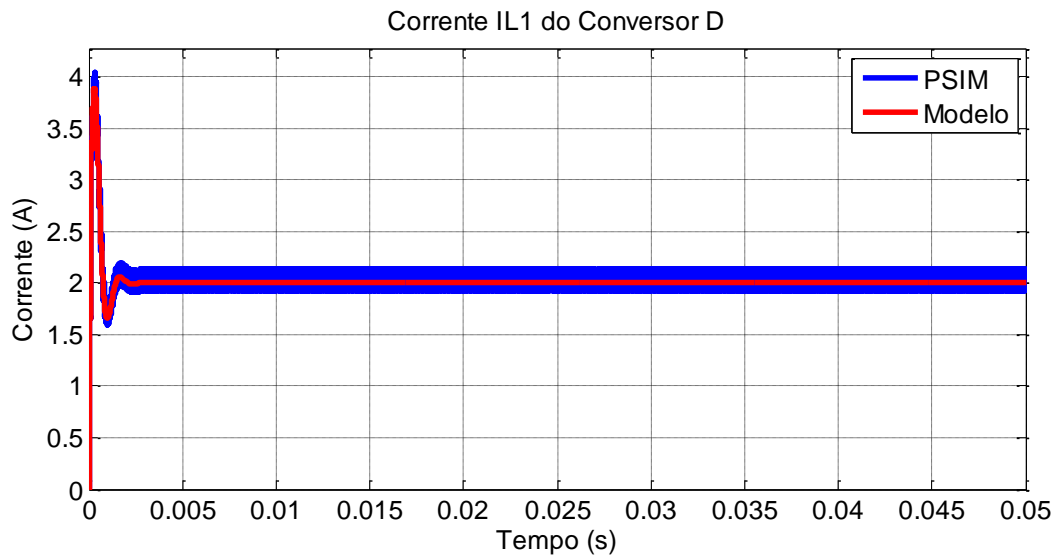
Figura 27: Ondas de tensão no capacitor C_2 no PSIM e no Modelo (Espaço de Estados)



Fonte: O autor

A Figura 27 apresenta as formas de onda de tensão sobre o indutor L_1 . Conforme análise preliminar, esta grandeza apresenta um comportamento aproximadamente senoidal, demonstrado pelo sinal oriundo do PSIM. Enquanto isso, o modelo simulado a partir do MATLAB apresenta o valor médio da tensão sobre L_1 , em torno da qual ocorre a oscilação.

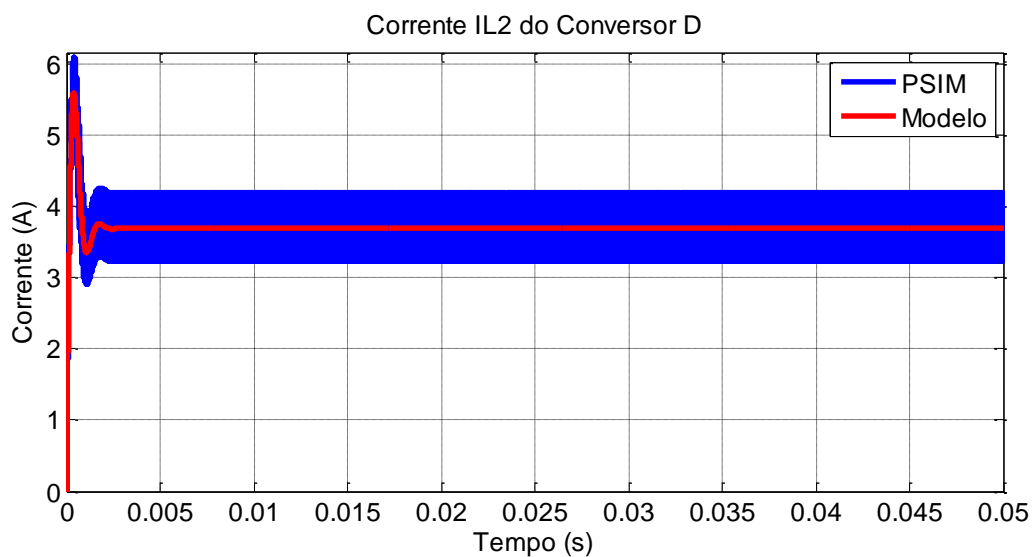
Figura 28: Ondas de tensão no indutor L_1 no PSIM e no Modelo (Espaço de Estados)



Fonte: O autor

A Figura 28 apresenta as formas de onda de tensão sobre o indutor L_2 . As variações em torno do valor médio desta grandeza são decorrentes das ondulações da tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 .

Figura 29: Ondas de tensão no indutor L_2 no PSIM e no Modelo (Espaço de Estados)



Fonte: O autor

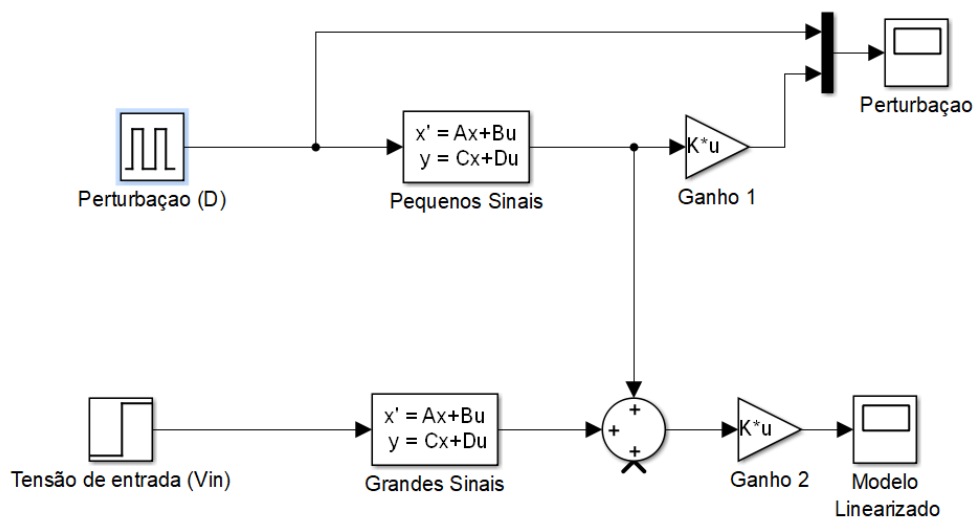
6.3 MODELO LINEARIZADO

A partir da modelagem do Conversor D , utilizando o modelo médio para grandes sinais, foi possível obter a representação do modelo linearizado. Este processo de linearização adota a premissa de que o sistema irá oscilar em torno de um ponto quiescente pré-definido, tendo em vista a característica não linear do sistema como um todo. Sendo assim, definido o ponto de operação desejado, aplicam-se pequenas perturbações em torno deste, a fim de realizar a manipulação das grandezas do circuito. No presente estudo, a fim de enfatizar a influência do ciclo de trabalho (*Duty Cycle*) na tensão de saída do conversor, considerou-se que a tensão de entrada apresenta um valor fixo e constante.

A partir do modelo médio (para grandes sinais, equação (102)) e do modelo linearizado (pequenos sinais, equação (92)) é possível simular o conversor. A fim de verificar a consistência do modelo linearizado, foram inseridas pequenas perturbações, tanto no modelo desenvolvido no MATLAB quanto no circuito elaborado no PSIM. A partir disto, estas ondas de tensão são apresentadas sobre o mesmo plano, de forma que a comparação entre ambas seja clara. A Figura 29 apresenta a estrutura utilizada no software MATLAB/SIMULINK, que permitiu a verificação tanto do modelo médio quanto do modelo linearizado, quando pequenas perturbações no ciclo de trabalho (que no modelo linearizado apresenta-se como uma das entradas) foram inseridas, a fim de verificar o seu reflexo na tensão de saída do conversor.

As simulações foram realizadas em torno do ponto de operação definido, definido pelo ciclo de trabalho com $D = 0,542$. Foram inseridas perturbações de 10% em relação ao ponto de operação.

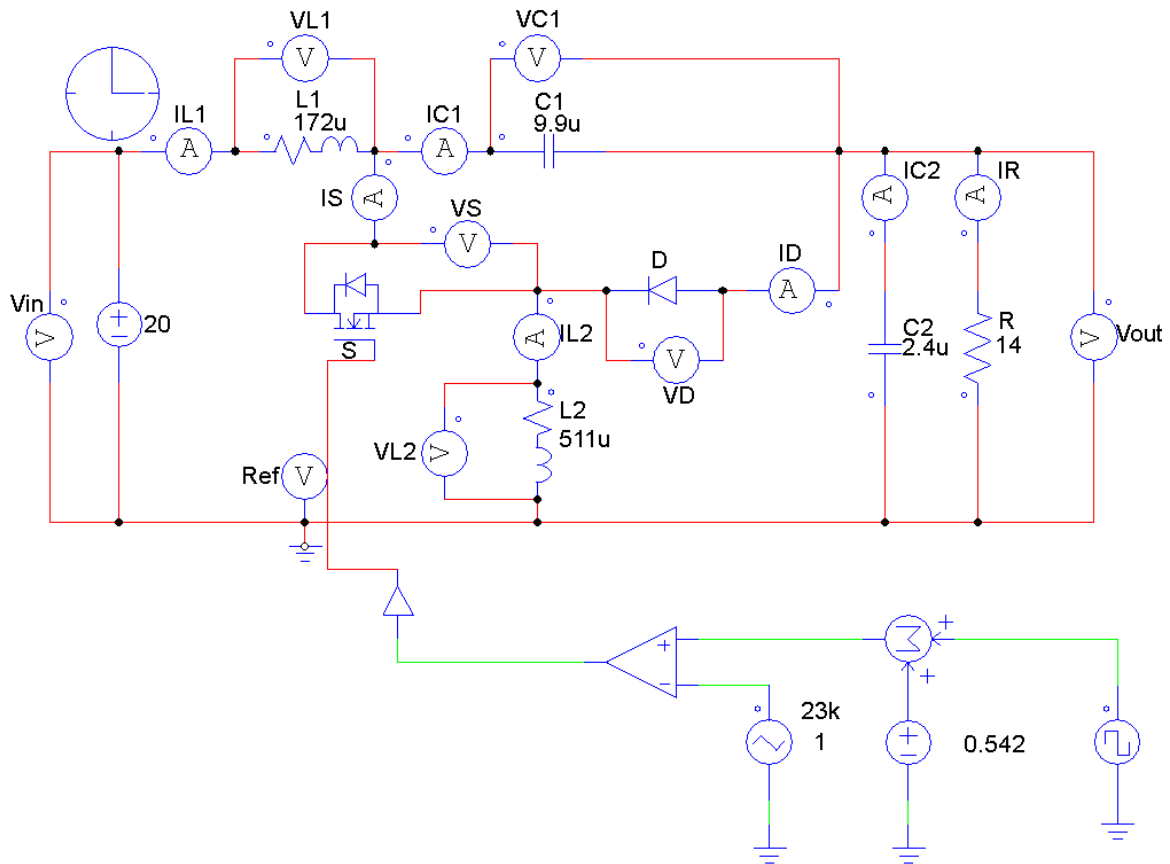
Figura 30: Simulação no MATLAB



Fonte: O autor

A fim de possibilitar a validação do modelo linearizado, realizou-se o mesmo procedimento no software PSIM. Ou seja, a partir do modelo da planta, foi inserida uma perturbação no seu ciclo de trabalho, a partir da utilização de uma onda quadrada. A Figura 30 apresenta o circuito completo utilizado para simulação no PSIM, incluindo a inserção da perturbação no ciclo de trabalho do conversor.

Figura 31: Simulação no PSIM com perturbação no ciclo de trabalho

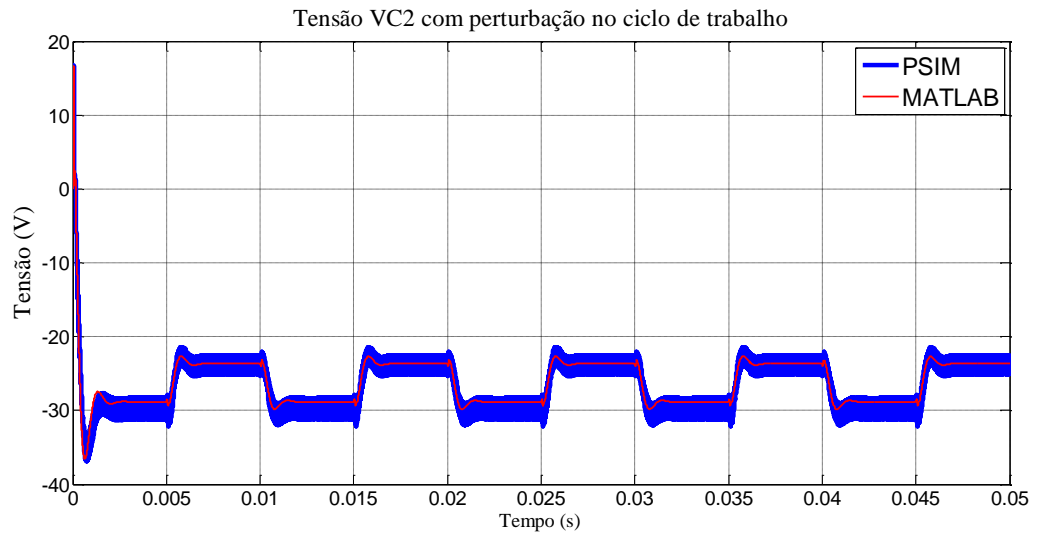


Fonte: O autor

Uma vez realizadas as simulações no SIMULINK e PSIM, fica evidente a necessidade de plotarmos as formas de onda sobrepostas, de forma a verificar a fidelidade do modelo desenvolvido em espaço de estados em comparação ao circuito desenvolvido no ambiente de simulação PSIM. Desta forma, a Figura 31 apresenta a comparação entre o modelo linearizado e o circuito não linear, com base no mesmo ciclo de trabalho (ponto de operação) e sujeitos às mesmas perturbações. O resultado que pode ser observado é que o modelo linearizado do conversor reproduz fielmente o comportamento do circuito elaborado no PSIM.

Com base nisto, é possível vislumbrar a utilização do modelo linearizado para o estudo de estratégias de controle, que teriam como objetivo a manipulação do ciclo de trabalho deste conversor, a fim de garantir os níveis de tensão desejados em sua saída.

Figura 32: Tensão no capacitor C_2 no PSIM e MATLAB com perturbação no ciclo de trabalho



Fonte: O autor

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho realizou-se um estudo sobre o conversor D, em regime permanente, incluindo a descrição das etapas de operação do conversor, operando no MCC. Foi desenvolvida uma metodologia para o dimensionamento dos elementos que compõem este conversor, a qual baseia-se em um conjunto de especificações técnicas, obtidas como fruto das análises qualitativa e quantitativa desenvolvidas no presente estudo. Tal metodologia, além de permitir a obtenção de todos os valores nominais dos componentes do conversor, também abrange a determinação dos esforços máximos de tensão e corrente nos semicondutores, incluindo os valores médios e eficazes de suas correntes.

Todo o trabalho realizado, bem como as premissas adotadas, foram verificados experimentalmente, por meio da implementação de um protótipo do conversor D, o qual foi dimensionado de acordo com a metodologia apresentada. Os resultados obtidos e discutidos na seção correspondente validaram a eficácia do estudo realizado. Também foi realizada a modelagem do conversor D com a conseqüente representação no espaço de estados, de forma a viabilizar o desenvolvimento de uma estratégia de controle capaz de garantir a operação do conversor dentro dos parâmetros definidos inicialmente. A partir do modelo médio do conversor, utilizado para representação na presença de grandes sinais, obteve-se o modelo linearizado, com a inserção de pequenas perturbações no ciclo de trabalho, uma vez que este impacta diretamente na tensão de saída do conversor. Para este trabalho, considerou-se a tensão de entrada do conversor com valor fixo, de forma a enfatizar a influência do ciclo de trabalho na tensão de saída. A partir disto, pode-se observar a possibilidade de manipulação do ciclo de trabalho para a implementação de uma estratégia de controle capaz de manter estável a tensão fornecida.

Assim, o presente estudo, que teve por objetivo apresentar uma contribuição significativa para possibilitar uma melhor compreensão acerca do conversor D, que apesar de não ser novo, passou a ser novamente estudado recentemente, atingiu plenamente os seus objetivos. Tendo em vista que, segundo as pesquisas detalhadas realizadas pelo autor, não se identificou em nenhum trabalho prévio um estudo completo como este que foi realizado. Além disso, a modelagem e conseqüente representação do conversor D no espaço de estados, possibilita que trabalhos futuros que porventura possam ser realizados, com foco no controle deste conversor, sejam beneficiados.

REFERÊNCIAS

Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, **Renewables 2016 global status report**, May 27, 2017. [Online]. Disponível: http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2016/10/REN21_GSR2016_FullReport_en_11.pdf.

Jha, Aman & Bist, Vashist & Singh, Bhim. (2015). **Landsman based PFC with PWM dimming for high brightness LED driver**. 1-6. 10.1109/INDICON.2015.7443218.

Cabral, H. G., Marques, A. R., Pedrollo, G. R., Faria, P. F. De, & Reis, F. S. (2014). **Performance Comparison of Buck-boost Family Converters for Driving LED Lamps**. Industry Applications (INDUSCON), 2014 11th IEEE/IAS International Conference on

A. El Khateb, M. N. Uddin, N. A. Rahim, and B. W. Williams, **A Comparative Study on the D Converter Based on Control Schemes of Maximum Extracted Power**, in IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1–7, 2016.

E. E. Landsman, **A Unifying Derivation of Switching DC-DC Converter Topologies**, in IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 239–243, 1979.

R. Tymerski and V. Vorperian, **Generation, Classification and Analysis of Switched-Mode DC-to-DC Converters by the Use of Converter Cells**, in INTELEC - International Telecommunications Energy Conference, pp. 181–195, 1986.

A. H. El Khateb, N. A. Rahim, S. Member, J. Selvaraj, and B. W. Williams, **DC-to-DC Converter With Low Input Current Ripple for Maximum Photovoltaic Power Extraction**, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 4, pp. 2246–2256, 2015.

S. Cuk, **Modelling, Analysis, and Design of Switching Converters**. Tese de Doutorado, California Institute of Technology, 1976.

S. Cuk and R. D. Middlebrook, **A New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter**, in PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 160–179, 1977.

S. Cuk, **Discontinuous Inductor Current Mode in the Optimum Topology Switching Converter**, in PESC Rec IEEE Power Electron Spec Conf, pp. 105–123, 1978.

S. Cuk and R. W. Erickson, **A Conceptually New High-Frequency Switched Mode Power Amplifier Technique Eliminates Current Ripple**, in Powercon the Fifth National Solid-State Power Conversion Conference, pp. 1–22, 1978.

S. Cuk, **General Topological Properties Of Switching Structures**, in PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 109–130, 1979.

R. Tymerski and V. Vorperian, **Generation and classification of PWM DC-to-DC converters**, IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 24, no. 6, pp. 743–754, 1988.

R. D. Middlebrook and S. Cuk, **Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-To-DC Converter**, in IEEE Power Electronics Specialists Conference, no. 1, pp. 256–264, 1975.

R. P. Massey and E. C. Snyder, **High Voltage Single-Ended Dc-Dc Converter**, in IEEE Power Electronics Specialists Conference, no. 3, pp. 156–159, 1977.

R. W. ERICKSON, **Synthesis of Switched - Mode Converters**, in IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 9–22, 1983.

E. Simon and C. D. Batista, **Systematic Derivation of Two-State Switching DC-DC**, in International Telecommunications Energy Conference, 1984. INTELEC '84, vol. 49, no. 18, pp. 61–64, 1994.

C. K. Tse and M. H. L. Chow, **New Single-Stage PFC Regulator Using the Sheppard-Taylor Topology**, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 5, pp. 842–851, 1998.

B. W. Khateb, El Ahmad; Rahim, Nasrudin Abd; Selvaraj, Jeyraj and Williams, **The Effect of Input Current Ripple on the Photovoltaic Panel Efficiency**, in IEEE Conference on Clean Energy and Technology, pp. 478–481, 2013.

B. W. Williams, **DC-to-DC Converters with Continuous Input And Output Power**, IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 5, pp. 2307–2316, 2013.

J. J. Jozwik and M. K. Kazimierczuk, **Dual SEPIC PWM Switching-Mode DC/DC Power Converter**, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 36, no. 1, pp. 64–70, 1989.

M. H. RASHID, *Power Electronics: Circuits, Devices & Applications*. Pearson, 2014.

R. W. Erickson and D. Maksimovic, **Fundamentals of Power Electronics**, 2nd ed. New York: Springer Science+Business Media US, 2001.

I. Barbi and D. C. Martins, *Modelagem de conversores CC-CC empregando Modelo Médio em Espaço de Estados*, Florianópolis, 2014, Edição do Autor.

G.M. Buiatti, J.A.M. Ramos, J.A. Martínez, A.M.R. Amaral, A.J.M. Cardoso, **Online Monitoring of Capacitors in Power Converters**, *Eletrônica de Potência*, v. 16, n. 2, p. 177-186, mar./mai. 2011.

A. K. Jha and B. Singh, **A PFC Modified Landsman Converter-Based PWM-Dimmable RGB HB-LED Driver for Large Area Projection Applications**, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 2, pp. 1552-1561, March-April 2017..

Singh, P. K., Singh, B., Bist, V., Al-haddad, K., & Chandra, A. (2017). **BLDC Motor Drive Based on Bridgeless Landsman PFC Converter with Single Sensor and Reduced Stress on Power Devices**, 9994(c), 1–11. <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2740281>

Jha, A., & Singh, B. (2016). **Power quality improvement using bridgeless- Landsman converter for LED driver**, 2591–2601. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.1010>

Khateb, A. E., M., S. M., Williams, B. W., Uddin, M. N. (2016). **A Comparative Study on D Converter Based on Control Schemes of Maximum Extracted Power**, 1–7.

Mishra, A. K., S., & Singh, B. (2016). **Solar PV Powered SRM Driven Water Pumping System using Landsman Converter**, 1–6.

Singh, B., & Kumar, R. (2016). **Solar photovoltaic array fed water pump driven by brushless DC motor using Landsman converter**, *10*, 474–484. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0295>

Singh, P. K., Singh, B., & Bist, V. (2016). **Brushless DC motor drive with power factor regulation using Landsman converter**, *9*, 900–910. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0139>

J. J. Jozwik and M. K. Kazimierczuk, **Dual SEPIC PWM Switching-Mode DC/DC Power Converter**, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 1, pp. 64–70, 1989.

Gayathri, A. R., Synthia, D. M. M., & Prabha, R. (2018). **Crow Search Optimized Control of Photovoltaic Array Fed Landsman Converter for Industrial Applications**, *118*(18), 3525–3544.

Suribabu, U. (2017). **Photovoltaic Based Landsman Converter with Fuzzy Logic Controller Fed BLDC Motor for Water Pumping Applications**, (June), 65–72.

Ramesh, P., & Mathivanan, V. (2017). **Landsman Converter Based Particle Swarm Optimization Technique**, *8*(2), 619–622. <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v8.i3.pp619-622>

C.-T. Chen. **Linear system theory and design**. Oxford University Press, Inc., 1999, Third Edition

Reis, F. S., Nery, E. G., Cabral, H. G., Rambo, C. E. B., Jr, V. A. V., Dutra, S. C. A., Santos, M. S., Reis, F. B., Pan, A. C.. **Plataforma para Prototipagem Rápida de Conversores Estáticos**, INDUSCON, 2016.

ANEXO A – ARTIGO PUBLICADO EM CONGRESSO (COBEP 2017)

THE D-CONVERTER IN CCM: ANALYSIS, DESIGN AND RESULTS

Fernando S. dos Reis¹, Henrique G. Cabral¹, Sílvio C. A. Dutra¹, Eduardo G. Nery¹, Vanderlei A. Vieira Jr.¹, Aline C. Pan¹, Fernando B. dos Reis², Reinaldo Tonkoski².

¹ Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre– Rio Grande do Sul, Brasil

² South Dakota State University, Brookings – South Dakota, United States

e-mail: f.dosreis@gmail.com

Abstract – This paper aims to present an analytical study about the D-converter, including qualitative and quantitative analysis, considering the operation in continuous conduction mode, which will culminate into a design method proposal for this converter. Recently recommended for applications in photovoltaic power generation systems, due to its low input current ripple levels, the D-converter associated with photovoltaic modules ends up reducing the global losses of the photovoltaic conversion system. The D-converter is not a novel topology. However, it was not possible to identify in the references a detailed description about this converter, even though it is only briefly mentioned among many other converters.

Keywords – Steady-State Analysis, Low Current Ripple.

I. INTRODUCTION

In this work is studied the D-converter, considering its great potential to process the electric power delivered by PV modules efficiently.

Renewable energy sources such as photovoltaic is in the fastest growing sources of energy [1]. Photovoltaic (PV) panels are capable of convert solar energy into electric power. Due to the reduction in the cost of PV panels, high reliability, low operating cost, environmental benefits, modularity, and low construction costs (i.e. for resources far from exiting electricity energy resources), the PV technology is becoming more and more present. PV modules are nonlinear sources, needing a converter to maximize extraction of the energy available. Further, the PV modules output current ripple must be minimized to keep operating near the maximum power point, due to its nonlinear behavior.

Commonly, DC-DC converters with large input current ripple are supposed to use electrolytic capacitors in parallel with the PV array terminals. In this arrangement, the capacitor stores the energy supplied by the PV modules when the power demanded by the converter is lower than the delivered by the PV modules. On the other hand, when the power demanded by the converter is greater than that delivered by the PV modules, the capacitor delivers the extra current to the converter. Nevertheless, as main disadvantage the electrolytic capacitors presents a relatively short lifespan.

The D-converter shown in Figure 1, when associated with a PV module does not need an electrolytic capacitor at its input, because it processes all the power delivered by the PV

module. Once this converter can be designed aiming to present a very low input current ripple, resulting in a feasible inductor. Unlike, for instance, the buck, flyback and zeta converters [2]–[4], which have their switches in series with their inputs, which imposes the use of electrolytic capacitors at their inputs.

Although there are other topologies of static converters, of the buck-boost family, which also have an input inductor, such as the SEPIC (Single-Ended Primary Inductor-converter), and Ćuk converter, the D-converter presents significant potential to reduce the size of this inductor.

The D-converter has shown great potential for PV systems applications. The main advantage of the D-converter is a significant reduction in the input current ripple [5] [6] that can reduce power losses in photovoltaic (PV) panels [7]. Despite its advantages, this converter has the drawback of needing an insulated gate drive for its power transistor. The D-converter was proposed by Landsman in [5], strongly influenced by Ćuk in [8]–[12]. In addition, the D-Converter was briefly addressed by Tymerski and Vorpérian in [6] and [13], in works whose focus was to present new topologies, without the concern to describe analytically none of them. According to the best knowledge of the authors, none of the authors studied [5]–[22] presented an exhaustive study on the D-converter including the steady-state analysis and a design methodology that includes all its components.

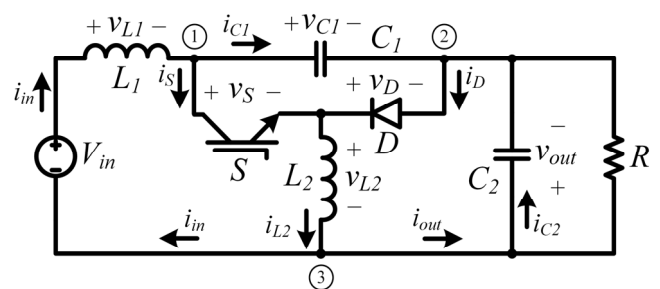


Fig. 1. D-converter topology.

As stated previously, there is a literature deficit for the D-converter that will be addressed in this paper. The rest of the paper is organized as follows. Section II provides the steady-state analysis of the D-converter, with the illustration of voltage and current in all the converter components. Section III presents the design methodology of all elements, which are validated in Section IV, by experimental results on a laboratory prototype. Concluding remarks, presenting the advantages and disadvantages of the D-converter are presented in Section V.

II. STEADY-STATE ANALYSIS

In continuous conduction mode (CCM) the D-converter presents two operation states, defined by the state of the switch. The first operation state starts when the switch turns on, from that moment, the current of the inductor L_2 (i_{L2}) flow throughout it. This state ends after the transistor conduction time (t_{on}) has elapsed. As is well known, the duty cycle (D) is defined as the ratio between the time in which the switch remains closed (t_{on}), and the switching period (T) (1), which is the reciprocal of the switching frequency (F_s)

$$D = \frac{t_{on}}{T}. \quad (1)$$

Hence, the switch ON-time ($t_{on} = DT$) is usually expressed as the product of the duty cycle (D) by the switching period (T).

The second operation state begins when the switch is turned off, this happens when the time interval (t_{on}) has elapsed. At the same instant, the diode starts its conducting cycle assuming the current in the inductor L_2 (i_{L2}). The diode conduction time, in CCM, coincides with the time interval, in which the switch remains open (t_{off}). Therefore, this state takes until a new operating cycle begins. Thus, the difference between the switching period (T) and the ON time (t_{on}) results in the OFF time (t_{off}) of the switch ($t_{off} = T - t_{on}$ or $t_{off} = (1 - D)T$). This section presents a detailed analysis of both operation states.

In order to start the D-converter steady-state analysis, the adopted first step was the determination of the average voltage applied to C_1 capacitor terminals (v_{C1}). Indeed, applying Kirchoff's voltage law (KVL) around the outermost loop of the D-converter shown in Figure 1, results in (2), which describes the instantaneous value of the referred voltage

$$v_{C1}(t) = v_{in}(t) + v_{out}(t) - v_{L1}(t). \quad (2)$$

Applying the average value definition into (2), results in (3), which provides the average voltage across C_1 capacitor terminals ($V_{C1\text{ avg}}$) as

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{C1} dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{in} dt + \frac{1}{T} \int_0^T v_{out} dt - \frac{1}{T} \int_0^T v_{L1} dt. \quad (3)$$

Simplifying (3), results in (4), since, by definition, the average voltage in any inductor must be null. Thus, $V_{C1\text{ avg}}$ is equal to the sum of the average values of the input and output voltages, (V_{in}) and (V_{out}), respectively

$$V_{C1\text{ avg}} = V_{in} + V_{out}. \quad (4)$$

Analogously, from (2) and (4) the voltage in the inductor L_1 (v_{L1}) can be determined as

$$v_{L1}(t) = v_{out\text{ ac}}(t) - v_{C1\text{ ac}}(t), \quad (5)$$

where, $v_{out\text{ ac}}$ and $v_{C1\text{ ac}}$, both are the ac components of the output and C_1 voltages, respectively.

A. First State of Operation ($0 < t < t_{on}$)

Once closed the switch starts the first operating state, also known as ON state. Figure 2 represents the D-converter in this condition, in which the diode is reverse biased.

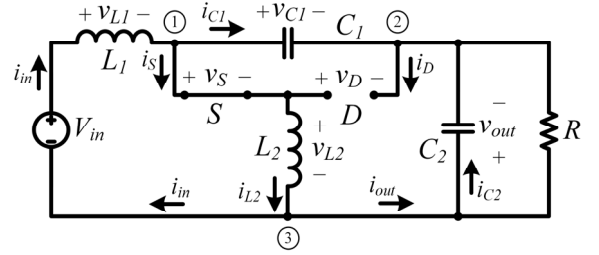


Fig. 2. Equivalent circuit for the first state of operation.

B. Second State of Operation ($t_{on} < t < T$)

The opening of the switch starts the second state of operation, usually called OFF state. In the OFF state, the diode is directly biased and L_2 inductor current (i_{L2}) flows through it. Figure 3 represents this operation state.

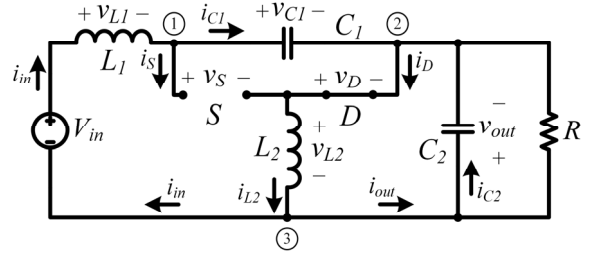


Fig. 3. Equivalent circuit for the second state of operation.

C. Analytical Description

During the conduction interval of the switch (DT) the voltage applied to the inductor L_2 (v_{L2}) is determined by the analysis of the circuit shown in Figure 2, resulting in

$$v_{L2}(t) = v_{C1}(t) - v_{out}(t) \cong V_{in}. \quad (6)$$

In the ON state, the currents in switch (i_S) and L_2 inductor (i_{L2}) are the same. Applying the inductor's current-voltage relationship to (6), results

$$i_{L2}(t) = i_S(t) = i_{in}(t) + i_{out}(t) = I_{L2\text{ min}} + \frac{V_{in}}{L_2} t, \quad (7)$$

where $I_{L2\text{ min}}$ is the minimum current on L_2 inductor.

Figure 4 (a) and (b) show the voltage and current waveforms in L_2 and switch, respectively.

Applying Kirchoff's current law (KCL) to the node 1, in Figure 2, results in the C_1 capacitor current,

$$i_{C1}(t) = i_{in}(t) - i_{L2}(t). \quad (8)$$

Note, from node 3, in Figure 1, that i_{L2} is always equal to the sum of the input (i_{in}) and output (i_{out}) currents.

Once initiated, the second operating state, indicated in Figure 3, the diode assumes the current i_{L2} . While the diode remains in conduction, during the time interval $(1-D)T$, the voltage applied to L_2 (v_{L2}) is equal to the negative value of the D-converter output voltage (v_{out})

$$v_{L2}(t) = -v_{out}(t). \quad (9)$$

Thus, following the same procedures that culminated in (7), the L_2 current (i_{L2}) and the diode current (i_D), for the OFF state are described by

$$i_{L2}(t) = i_D(t) = i_{in}(t) + i_{out}(t) = I_{L2max} - \frac{V_{out}}{L_2}t, \quad (10)$$

where I_{L2max} is the L_2 inductor peak current. Figure 4 (c) presents the diode current (i_D) and voltage (v_D) waveforms. Note, from Figure 2, that the voltage on C_1 capacitor imposes the diode voltage. Consequently, according to (4), v_D is the sum of the converter input and output voltages.

Applying Kirchoff's current law (KCL) to the node 1, in Figure 3, results in the C_1 capacitor current,

$$i_{C1}(t) = i_{in}(t) \cong I_{in}. \quad (11)$$

Once this converter presents, as its main advantage, a low input current ripple level, let assume (i_{in}) approximately constant and equal to its average value (I_{in}).

Applying the capacitor's voltage-current relationship to (11), results in the C_1 capacitor voltage ripple

$$\Delta V_{C1} \cong \frac{I_{in}}{C_1}(1-D)T. \quad (12)$$

From (4), (8), (11) and (12) the C_1 capacitor voltage (v_{C1}) and current (i_{C1}) waveforms were plotted in Figure 4 (d).

According to (5), the voltage applied to L_1 inductor terminals (v_{L1}) is the difference, between the ripple voltages, on the capacitors C_2 and C_1 , respectively. Thus, v_{L1} has low amplitude, given that usually the capacitors are designed to reduce their voltage ripple levels. In consequence of this singular characteristic, the D-converter presents very low input current ripple levels.

Thus, the voltage at the L_1 inductor (v_{L1}) (6), can be reduced to its fundamental component, which results in

$$v_{L1}(t) \cong \frac{1}{2} \sqrt{\Delta V_{C1}^2 + \Delta V_{C2}^2} \text{sen}(2\pi F_s t), \quad (13)$$

where ΔV_{C2} is the C_2 capacitor voltage ripple (ΔV_{C2}). The fundamental component of the L_1 current ripple (ΔI_{L1}) can be determined from (13) using the frequency domain approach resulting in

$$i_{L1}(t) \cong \frac{\sqrt{\Delta V_{C1}^2 + \Delta V_{C2}^2}}{4\pi F_s L_1} \text{sen}\left(2\pi F_s t - \frac{\pi}{2}\right) + I_{in}. \quad (14)$$

Figure 4 (e) presents the L_1 inductor voltage (v_{L1}) and current (i_{L1}) based on (13) and (14), respectively, where I_{in} is the average value of the input current. Figure 4 (f) presents a detailed view of the L_1 current ripple (ΔI_{L1}), due to its reduced value in comparison to I_{in} .

The output current (i_{out}) is determined applying KCL to the node 3 shown in Figure 1, resulting in

$$i_{out}(t) = i_{L2}(t) - i_{in}(t). \quad (15)$$

Only the ac component of i_{out} flows through the C_2 capacitor, as i_{in} is nearly constant. Therefore, it is possible to reduce i_{C2} to the ac component of i_{L2} (i_{L2ac}). Thus, from Figure 4 (a), it is clear that i_{L2ac} has a triangular waveform,

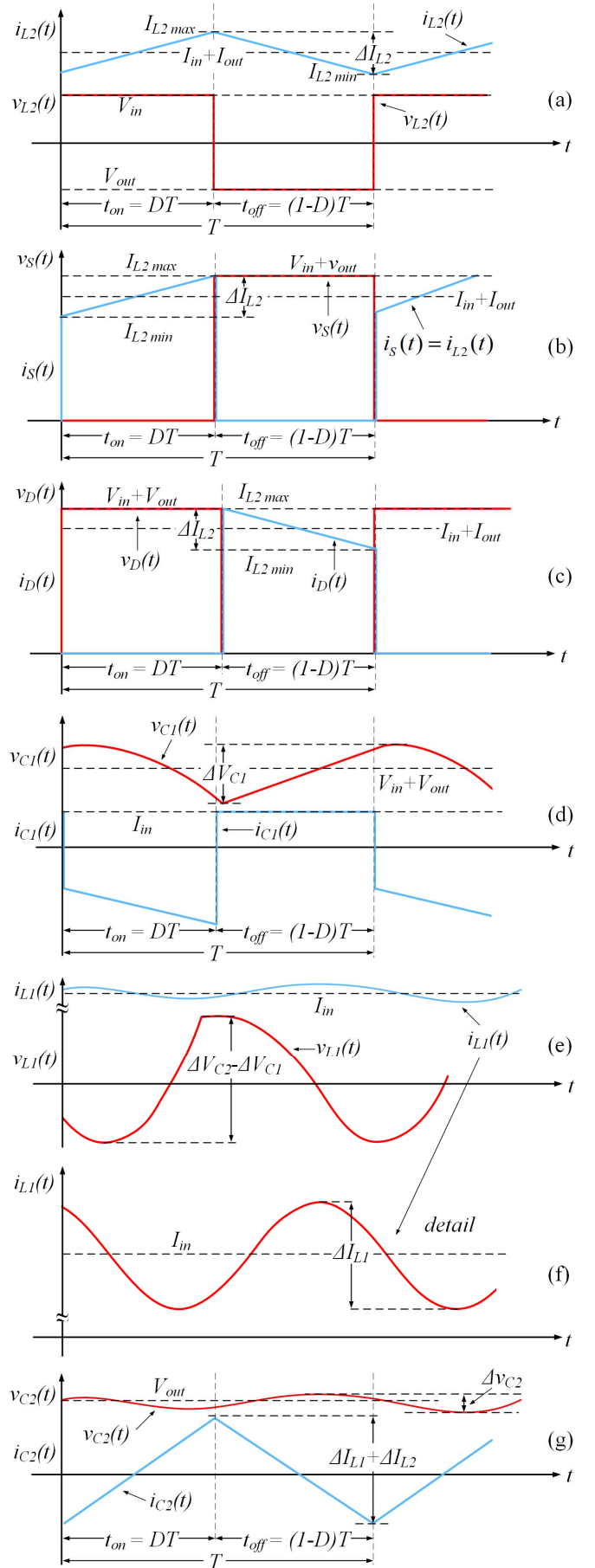


Fig. 4. Current and voltage waveforms for all components.

whose the ripple amplitude (ΔI_{C2}) is determined from (7). Then, using (15) results in

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{L2} = \frac{V_{in}}{L_2} DT, \quad (16)$$

where ΔI_{L2} is the L_2 current ripple. Applying the capacitor's voltage-current relationship to (16), results in the C_2 ripple

$$\Delta V_{C2} = \frac{\Delta I_{L2}}{8 C_2 F_s} = \frac{D V_{in}}{8 L_2 C_2 F_s^2}. \quad (17)$$

Figure 4 (g) plots the C_2 capacitor voltage (v_{C2}) and current (i_{C2}).

As a result of this analytical study, the voltage and current waveforms, in steady-state, for all of the D-converter components were plotted and are shown Figure 4.

III. DESIGN EQUATIONS

The goal of this section is to obtain a set of equations to allow the design of all the D-converter components, from a set of design constraints. According to Figure 1, the D-converter has four passive elements, nominally: L_1 , L_2 , C_1 and C_2 . It also has a transistor as the switch (S) and a diode (D).

The volt-second balance approach, states that the average voltage across any inductor must be null in steady-state. In order to determine the D-converter static gain (G), this principle is applied to the L_2 inductor voltage (v_{L2}) waveform, shown in Figure 4 (a), resulting in

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)}. \quad (18)$$

The conclusion got from (18) is that the D-converter presents the same voltage gain as any other converter of the buck-boost family. Corroborating with the introduction of this paper.

The voltage and current ripple ratio δ_v and δ_i work as auxiliary variables to obtain a set of design equations. These equations are functions of the converter rated parameters such as output power (P_{out}), the output voltage (V_{out}) and the duty cycle.

The voltage ripple ratio (δ_v) is the ratio between the voltage ripple (ΔV) and the rated average voltage (V) across each specific passive component. Analogously, the current ripple ratio (δ_i) is the ratio between the current ripple (ΔI) and the average current (I) flowing through each component. Therefore, the inductor L_1 current ripple ratio is δ_{iL1} , and the current ripple ratio for L_2 is δ_{iL2} . Likewise, the voltage ripple ratio (δ_v) for the capacitors C_1 and C_2 are δ_{vC1} and δ_{vC2} , respectively.

From (14) and (16) results

$$L_1 = \frac{V_{out}^2}{2 \pi P_{out} F_s} \frac{(1-D)}{D^2} \frac{\sqrt{D^2 \delta_{vC2}^2 + \delta_{vC1}^2}}{\delta_{iL1}}, \quad (19)$$

$$L_2 = \frac{V_{out}^2}{P_{out} F_s} \frac{(1-D)^2}{\delta_{iL2}}. \quad (20)$$

Similarly, from (12) and (17) results

$$C_1 = \frac{P_{out}}{V_{out}^2 F_s} \frac{D^2}{\delta_{vC1}}, \quad (21)$$

$$C_2 = \frac{P_{out}}{8 F_s V_{out}^2} \frac{\delta_{iL2}}{\delta_{vC2} (1-D)}. \quad (22)$$

The voltage and current stresses, on the diode and switch, are determined through the study presented in the previous section and the converter circuit analysis. As is well known, the average current flowing throughout any capacitor is null. Therefore, the switch ($I_{S avg}$) and diode ($I_{D avg}$) average currents are equal to the converter input ($I_{in avg}$) and output average currents ($I_{D out}$), respectively. Thus, considering an ideal scenario, in which the converter power losses are considered null, the currents $I_{D avg}$ and $I_{S avg}$ can be obtained from (18) and by Ohm's law, resulting in

$$I_{D avg} = \frac{P_{out}}{V_{out}}, \quad (23)$$

$$I_{S avg} \cong \frac{P_{out}}{V_{out}} \frac{D}{1-D}. \quad (24)$$

The switch and diode current maximum values are the same. Both are equal to the L_2 inductor peak current $I_{L2 max}$. Thus, from (7), (15) and (18) yields

$$I_{S max} = I_{D max} = \frac{P_{out}}{V_{out} (1-D)} \left(1 + \frac{\delta_{iL2}}{2} \right). \quad (25)$$

The expressions (26) and (27) present the rms values of the switch ($I_{S rms}$) and diode ($I_{D rms}$) currents, respectively. They were determined applying the rms definition to the current waveforms shown in Figure 4 (b) and (c), disregarding the current ripple in the L_2 inductor to simplify them.

$$I_{D rms} \cong \frac{P_{out}}{V_{out}} \frac{1}{\sqrt{1-D}}. \quad (26)$$

$$I_{S rms} \cong \frac{P_{out}}{V_{out}} \frac{\sqrt{D}}{1-D}. \quad (27)$$

The maximum voltage across to the switch ($V_{S max}$) and diode ($V_{D max}$) is the voltage across C_1 capacitor, from (4) and (18) yields

$$V_{S max} = V_{D max} = \frac{V_{out}}{D} \left(1 + \frac{\delta_{vC1}}{2} \right). \quad (28)$$

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed design methodology, described in the previous section, allows the implementation of a laboratory prototype of the D-converter in order to validate this study. Table I presents the prototype specifications, where the converter input source is a DC power supply, and the converter load is a 40 W resistor.

TABLE I
Converter Design Parameters

Variable	Parameter
Input Voltage (V_{in})	20 V
Output Voltage (V_{out})	23.7 V
Output Power (P_{out})	40 W
Load (R)	14 Ω
Switching frequency (F_s)	23 kHz
Current Ratio ($\delta_{i,1}$)	0.1
Current Ratio ($\delta_{i,2}$)	0.25
Voltage Ratio ($\delta_{v,1}$)	0.1
Voltage Ratio ($\delta_{v,2}$)	0.1

From Table I and the equations (18), (19), (20), (21) and (22), it were calculated the converter main components. Table II presents all the D-converter components specifications.

TABLE II
The D-converter Component Values

Variable	Parameter
Duty Cycle (d)	0.542
C_1 Capacitor	9.9 μF
C_2 Capacitor	2.46 μF
L_1 Inductor	120 μH
L_2 Inductor	471 μH

Given that, the voltage across the L_1 inductor presents a practically sinusoidal behavior, which amplitude is determined by the difference between the ripple voltages on C_1 and C_2 . The input current, i.e., L_1 current, is expected to be almost constant, with a low sinusoidal ripple determined by δ_{iL1} . Figure 5 presents L_1 voltage and current waveforms, which are very similar to the ideal ones, except for the oscillations/rings generated by the diode commutation. These oscillations are present in all prototype components waveforms.

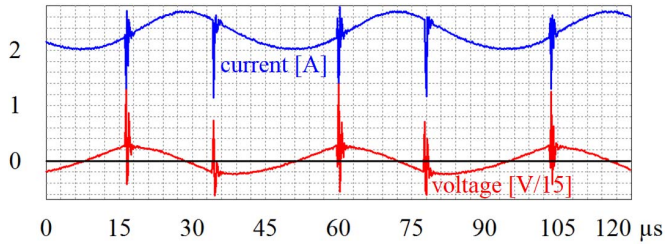


Fig. 5. Voltage and current on L_1 in the D-converter prototype.

The L_2 inductor always carries out the sum of the input and output currents (7). Furthermore, one can note that in the first state, the input voltage is applied to L_2 , and in the second stage, a negative value of the output voltage is applied to L_2 . The voltage ripple around the positive and negative values of v_{L2} are caused by the capacitors C_1 and C_2 ripples, and do not compromise the presented study. Figure 6 presents the voltage and current waveforms on L_2 .

Comparing Figures 6, 7 and 9, it is possible to verify that the current flowing through it is the same current on L_2 inductor (i_{L2}), and the voltage on its terminals is the capacitor C_1 voltage (v_{C1}), validating (25) and (28).

On the second operation state the diode is directly biased and the L_2 inductor current (i_{L2}) flows through it. The voltage

across its terminals is v_{C1} during the ON state. This is possible to verify by means of comparing Figures 6, 8 and 9, which illustrate the voltage and current waveforms on inductor L_2 , diode, and capacitor C_1 , respectively.

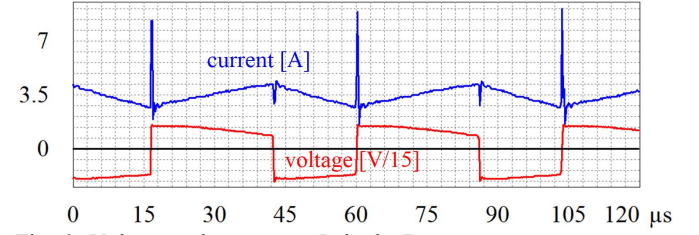


Fig. 6. Voltage and current on L_2 in the D-converter prototype.

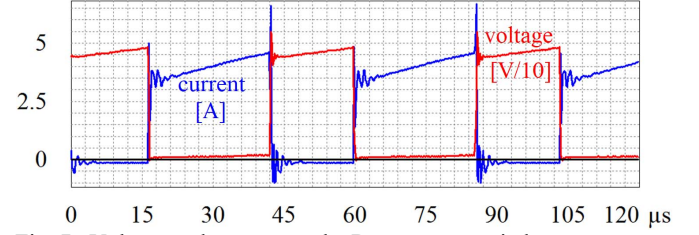


Fig. 7. Voltage and current on the D-converter switch.

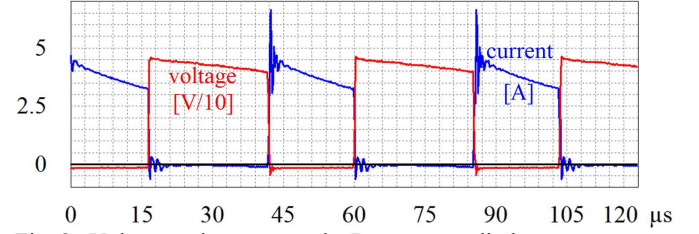


Fig. 8. Voltage and current on the D-converter diode.

As stated before, the dc voltage across the C_1 capacitor is the sum of the input and output voltages. During the first state, the C_1 capacitor current (i_{C1}) is equal to the output current (i_{out}). In the subsequent state, the C_1 capacitor current varies abruptly being imposed by the input current (i_{in}). Figure 9 shows the voltage and current waveforms on C_1 . From this figure, it is noticeable that the voltage and current on this capacitor comply with the design constraints.

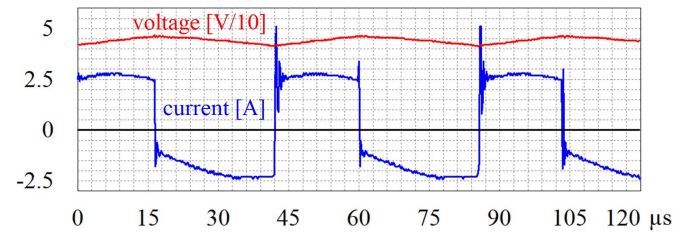


Fig. 9. Voltage and current on the D-converter C_1 capacitor.

V. CONCLUSIONS

This paper outlined the D-converter, in steady-state, including a description of the converter operating states, in CCM. It was presented and discussed a design procedure, based on parametrized constraints, which allowed the specification of all converter components. This set of design equations was derived from the converter analysis, which included both the voltage and current waveforms on all components, as well as an analytical description of these magnitudes.

Thus, the study reported in this paper was intended to contribute significantly to a better understanding of the D-converter.

The design equations allows the engineer to easily specify inductor inductances, capacitor capacitances, as well as current and voltage values in them. The maximum voltage in the switch and diode, furthermore their rms, dc, and peak currents, were also determined.

Experimental measurements performed on a prototype of the D-converter, designed according to the proposed procedure, validated the steady-state analysis and the accuracy of the proposed design methodology.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work was achieved with the support of PUCRS (Pontificia Universidade Católica do Rio Grande do Sul), FAPERGS (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio Grande do Sul), CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) and Hewlett-Packard Brasil Ltda using incentives of Brazilian Informatics Law (Law nº 8.2.48 of 1991).

REFERENCES

- [1] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, "Renewables 2016 global status report", May 27, 2017. [Online]. Available: http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2016/10/REN21_GSR2016_FullReport_en_1_1.pdf.
- [2] M. H. RASHID, *Power Electronics: Circuits, Devices & Applications*. Pearson, 2014.
- [3] R. W. ERICKSON and D. MAKSIMOVIC, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. New York: Springer Science+Business Media US, 2001.
- [4] I. BARBI and D. C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados*, 4th ed
- [5] J. J. Jozwik and M. K. Kazimierczuk, "Dual SEPIC PWM switching-mode DC/DC power converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 1, pp. 64–70, 1989.
- [6] E. E. LANDSMAN, "A UNIFYING DERIVATION OF SWITCHING DC-DC CONVERTER TOPOLOGIES," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1979, pp. 239–243.
- [7] R. Tymerski and V. Vorperian, "Generation, Classification and Analysis of Switched-Mode DC-to-DC Converters by the Use of Converter Cells," in *INTELEC - International Telecommunications Energy Conference*, 1986, pp. 181–195.
- [8] A. H. El KHATEB, N. A. Rahim, S. Member, J. Selvaraj, and B. W. Williams, "DC-to-DC Converter With Low Input Current Ripple for Maximum Photovoltaic Power Extraction," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp. 2246–2256, 2015.
- [9] S. ČUK, "MODELLING, ANALYSIS, AND DESIGN - Ph.D.," California Institute of Technology, 1976.
- [10] S. ČUK and R. D. Middlebrook, "A new optimum topology switching DC-to-DC converter," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1977, pp. 160–179.
- [11] S. ČUK, "Discontinuous Inductor Current Mode in the Optimum Topology Switching Converter," in *PESC Rec IEEE Power Electron Spec Conf*, 1978, pp. 105–123.
- [12] S. ČUK and R. W. Erickson, "A Conceptually New High-Frequency Switched Mode Power Amplifier Technique Eliminates Current Ripple," in *Powercon the Fifth National Solid-State Power Conversion Conference*, 1978, pp. 1–22.
- [13] S. ČUK, "General topological properties of switching structures," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1979, vol. 1, pp. 109–130.
- [14] R. Tymerski and V. Vorperian, "Generation and classification of PWM DC-to-DC converters," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 24, no. 6, pp. 743–754, 1988.
- [15] R. D. Middlebrook and S. ČUK, "ISOLATION AND MULTIPLE OUTPUT EXTENSIONS OF A NEW OPTIMUM TOPOLOGY SWITCHING DC-TO-DC CONVERTER," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1975, no. 1, pp. 256–264.
- [16] R. P. Massey and E. C. Snyder, "HIGH VOLTAGE SINGLE-ENDED DC-DC CONVERTER," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1977, no. 3, pp. 156–159.
- [17] R. W. ERICKSON, "Synthesis of Switched - Mode Converters," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1983, pp. 9–22.
- [18] E. Simon and C. D. Batista, "SYSTEMATIC DERIVATION OF TWO-STATE SWITCHING DC-DC," in *International Telecommunications Energy Conference, 1984. INTELEC '84.*, 1994, vol. 49, no. 18, pp. 61–64.
- [19] C. K. TSE and M. H. L. CHOW, "New single-stage PFC regulator using the Sheppard-Taylor topology," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 842–851, 1998.
- [20] B. W. KHATEB, El Ahmad; Rahim, Nasrudin Abd; Selvaraj, Jeyraj and Williams, "The effect of input current ripple on the photovoltaic panel efficiency," in *IEEE Conference on Clean Energy and Technology*, 2013, pp. 478–481.
- [21] B. W. WILLIAMS, "DC-to-DC converters with continuous input and output power," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2307–2316, 2013.
- [22] A. El KHATEB, M. N. Uddin, N. A. Rahim, and B. W. Williams, "A comparative study on the D converter based on control schemes of maximum extracted power," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2016, pp. 1–7.
- [23] B. W. WILLIAMS, A. Darwish, S. Ahmed, A. Massoud, and D. Holliday, "Generation, performance evaluation and control design of single-phase differential-mode buck–boost current-source inverters," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 10, no. 7, pp. 916–927, 2016.



Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
Pró-Reitoria Acadêmica
Av. Ipiranga, 6681 - Prédio 1 - 3º. andar
Porto Alegre - RS - Brasil
Fone: (51) 3320-3500 - Fax: (51) 3339-1564
E-mail: proacad@pucrs.br
Site: www.pucrs.br/proacad