

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

GUILHERME LINCK DE VASCONCELLOS

**COMPARAÇÃO DE TOPOLOGIAS DE
CONVERSORES CC-CC *FLYBACK* COM
GRAMPEAMENTO ATIVO PARA
APLICAÇÕES MPPT**

Porto Alegre
2019

GUILHERME LINCK DE VASCONCELLOS

**COMPARAÇÃO DE TOPOLOGIAS DE
CONVERSORES CC-CC *FLYBACK* COM
GRAMPEAMENTO ATIVO PARA
APLICAÇÕES MPPT**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC-CCA)
apresentado à COMGRAD-CCA da Universidade
Federal do Rio Grande do Sul como parte dos re-
quisitos para a obtenção do título de *Bacharel em
Eng. de Controle e Automação* .

ORIENTADOR: Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano

Porto Alegre
2019

GUILHERME LINCK DE VASCONCELLOS

**COMPARAÇÃO DE TOPOLOGIAS DE
CONVERSORES CC-CC *FLYBACK* COM
GRAMPEAMENTO ATIVO PARA
APLICAÇÕES MPPT**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Disciplina de TCC do curso *Eng. de Controle e Automação* e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____
Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano, UFRGS
Doutor pela Universidade Politécnica de Madri - Madri, Espanha.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano, UFRGS
Doutor pela Universidade Politécnica de Madri - Madri, Espanha.

Prof. Dr. Luciola Campestrini, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil.

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil.

Prof. Dr. Marcelo Götz
Coordenador de curso
Eng. de Controle e Automação

Porto Alegre, dezembro de 2019.

RESUMO

Com o aumento no consumo de energia, à medida que os países industrializam-se e se desenvolvem, incentiva-se a busca por fontes de energia renováveis, sendo que, no Brasil, a utilização da energia solar cresce ano após ano graças ao seu excelente potencial solar. Os painéis solares são formados por combinações série e paralelo de células fotovoltaicas, cujos arranjos são determinados com o objetivo de atingirem-se os potenciais desejados. Tais módulos são capazes de converter energia luminosa em elétrica, com potência e ponto ótimo de operação que variam de acordo com os níveis de irradiação e temperatura. Desta forma, utilizam-se conversores de corrente contínua para corrente contínua, CC-CC, ou de corrente contínua para corrente alternada, CC-CA, como ponte entre o painel solar e a carga, cuja razão cíclica é controlada por algoritmos de rastreamento de máxima potência para maximizar o aproveitamento da energia disponível. No presente trabalho, inicialmente, estudam-se, projetam-se e simulam-se dois conversores CC-CC ressonantes isolados com o objetivo de comparar seus desempenhos e características em regime permanente (RP). Após a definição do conversor mais adequado à aplicação, realizam-se simulações em malha fechada, onde aplicam-se saltos rápidos no nível de irradiação do painel solar e utilizam-se os algoritmos P&O (Perturbar e Observar) e InC (Condutância Incremental) para rastrear o ponto de máxima potência ou MPP, obtendo-se, assim, suas trajetórias, eficiências e seus comportamentos em torno do MPP. Em seguida, utiliza-se o algoritmo Perturbar e Observar e realizam-se novas simulações, com enfoque nas formas de onda do conversor, para verificar o desempenho do sistema completo sujeito às variações climáticas. Por fim, implementa-se o FBGA com dupla conversão na prática, juntamente com seu circuito de instrumentação e *drive* das chaves, momento no qual encontram-se dificuldades no ajuste das características ressonantes do conversor, constatando-se perdas indesejadas e operação fora do ponto para o qual o conversor foi projetado.

Palavras-chave: Fontes de Energia Renováveis, Painéis Solares, Algoritmos de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência, Conversor CC-CC, Conversor CC-CC Ressonante Isolado.

ABSTRACT

With the increase in energy consumption, as countries industrialize and develop, the search for renewable energy sources is encouraged. In Brazil, the use of solar energy grows year after year thanks to its excellent solar potential. Solar panels are formed by series and parallel combinations of photovoltaic cells, whose arrangements are determined in order to achieve the desired potentials. Such modules are capable of converting light energy into electrical energy, with optimum power and operating point that vary with irradiation levels and temperature. In this way, direct current to direct current, DC-DC, or direct current to alternating current, DC-AC, converters are used as a bridge between the solar panel and the load, whose cyclic ratio is controlled by maximum power tracking algorithms to maximize the utilization of the available energy. In the present work, initially, we study, design and simulate two isolated resonant DC-DC converters in order to compare their performances and characteristics in steady state. After choosing the most suitable converter for the application, closed-loop simulations are performed, where fast steps on the solar panel irradiation level are applied and the Perturb and Observe, or P&O, and Incremental Conductance, or InC, algorithms are used to track the MPP (Maximum Power Point), obtaining thus their trajectories, efficiencies and their behavior around MPP. Then, the Perturb and Observe algorithm is used and new simulations are performed, focusing on the converter waveforms, to verify the performance of the complete system subject to climate variations. Finally, the double conversion FBGA is implemented in practice together with its instrumentation circuit and driver for the switches. During the open-loop tests of the converter, it can be seen that it is a hard task to adjust the resonant characteristics of the regulator, reason why unwanted losses and operation outside the point can be verified.

Keywords: Renewable Energy Sources, Solar Panels, Maximum Power Point Tracking Algorithm, DC-DC Converter, Isolated Resonant DC-DC Converter, Efficiency.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	7
LISTA DE TABELAS	9
LISTA DE ABREVIATURAS	10
1 INTRODUÇÃO	11
2 REVISÃO DA LITERATURA	13
2.1 Painéis Solares	13
2.2 Conversores CC-CC Chaveados	16
2.2.1 Conversores Não-Isolados	17
2.2.2 Conversores Isolados	19
2.2.3 Conversores Ressonantes	22
2.3 Algoritmos MPPT	24
2.3.1 Perturbar e Observar	26
2.3.2 Condutância Incremental	27
3 ESTUDO ANALÍTICO DOS CONVERSORES FLYBACK COM GRAMPEAMENTO ATIVO	29
3.1 Flyback com Grampeamento Ativo Convencional	29
3.2 Flyback com Grampeamento Ativo e Dupla Conversão	33
4 PROJETOS, SIMULAÇÕES E RESULTADOS DOS CONVERSORES FLYBACK COM GRAMPEAMENTO ATIVO	39
4.1 Projetos dos conversores	39
4.1.1 Flyback com Grampeamento Ativo Convencional	40
4.1.2 Flyback com Grampeamento Ativo e Dupla Conversão	42
4.2 Simulações e Resultados dos Conversores em Regime Permanente	43
4.3 Simulação e Resultados do Flyback com Grampeamento Ativo e Dupla Conversão Alimentado por Painel Solar e Controlado por Algoritmo MPPT	47
5 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO FLYBACK COM GRAMPEAMENTO ATIVO E DUPLA CONVERSÃO	56
6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	62
REFERÊNCIAS	64

APÊNDICE A	ALGORITMOS MPPT	66
A.1	Algoritmo Perturbar e Observar	66
A.2	Algoritmo Condutância Incremental	67
APÊNDICE B	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	69

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1:	Modelagem de uma célula fotovoltaica com um diodo e perdas resistivas.	13
Figura 2:	Curva tensão versus potência (linha contínua) e tensão versus corrente (linha tracejada) para um painel solar genérico.	14
Figura 3:	Efeito da variação na irradiação solar sobre as curvas de corrente e potência de um painel solar.	15
Figura 4:	Efeito da variação da temperatura sobre as curvas de corrente e potência de um painel solar.	15
Figura 5:	Conversor CC-CC básico e sua tensão de saída.	16
Figura 6:	Conversor CC-CC <i>Buck</i>	17
Figura 7:	Conversor CC-CC <i>Boost</i>	17
Figura 8:	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i>	18
Figura 9:	Conversor CC-CC <i>Flyback</i>	20
Figura 10:	Conversor CC-CC <i>Flyback</i> com chave referenciada ao terra.	20
Figura 11:	Principais formas de onda do conversor <i>Flyback</i>	21
Figura 12:	Tensão sobre a chave e comportamento da corrente sobre o diodo no <i>Flyback</i> não-ideal.	21
Figura 13:	<i>Flyback</i> com grampeamento passivo e ativo.	22
Figura 14:	Comparação das trajetórias tensão versus corrente de uma chave durante a comutação. Sem circuito ressonante (A1, A2) e com circuito ressonante (B).	23
Figura 15:	Esquema de funcionamento de um conversor ressonante.	23
Figura 16:	Conversor CC-CC <i>Buck</i> com a adição do tanque ressonante L_1 e C_1	23
Figura 17:	Tanque ressonante LCC de 3ª ordem.	24
Figura 18:	Esquema de conversão de energia solar.	25
Figura 19:	Fluxograma do algoritmo Perturbar e Observar.	26
Figura 20:	Fluxograma do algoritmo Condutância Incremental.	28
Figura 21:	Conversor CC-CC <i>Flyback</i> com grampeamento ativo convencional.	29
Figura 22:	Circuitos equivalentes para os 8 intervalos de funcionamento do conversor <i>Flyback</i> com grampeamento ativo.	30
Figura 23:	Principais formas de onda do Conversor CC-CC <i>Flyback</i> com grampeamento ativo convencional.	33
Figura 24:	Conversor CC-CC <i>Flyback</i> com grampeamento ativo e dupla conversão.	34
Figura 25:	Etapas de funcionamento do conversor CC-CC <i>Flyback</i> com grampeamento ativo e dupla conversão.	36
Figura 26:	Formas de onda analíticas do conversor CC-CC <i>Flyback</i> com grampeamento ativo e dupla conversão.	38

Figura 27:	Ganho estático versus razão cíclica do <i>Flyback</i> com grampeamento ativo para diferentes relações de espiras.	40
Figura 28:	Ganho estático versus razão cíclica do <i>Flyback</i> com grampeamento ativo e dupla conversão para diferentes relações de espiras.	42
Figura 29:	Indutância magnetizante crítica versus razão cíclica do <i>Flyback</i> com grampeamento ativo e dupla conversão para diferentes relações de espiras.	43
Figura 30:	Esquema do <i>Flyback</i> com grampeamento ativo convencional que se utiliza no ambiente de simulação.	44
Figura 31:	Formas de onda em regime permanente do <i>Flyback</i> com grampeamento ativo convencional simulado.	44
Figura 32:	Esquema do <i>Flyback</i> com grampeamento ativo e dupla conversão que se utiliza no ambiente de simulação.	45
Figura 33:	Formas de onda em regime permanente do conversor <i>Flyback</i> com grampeamento ativo e dupla conversão simulado.	46
Figura 34:	Circuito utilizado no ambiente de simulação do <i>software</i> PSIM. . . .	48
Figura 35:	Curvas características do painel solar para condições de teste padrão.	48
Figura 36:	Comportamento da irradiação dentro do período simulado.	49
Figura 37:	Comportamento do algoritmo MPPT Perturbar e Observar com zoom nas formas de onda durante operação em torno do MPP para cada valor da irradiação.	50
Figura 38:	Comportamento do algoritmo MPPT Condutância Incremental com zoom nas formas de onda durante operação em torno do MPP para cada valor da irradiação.	51
Figura 39:	Comportamento da irradiação solar dentro da amostra selecionada. . .	52
Figura 40:	Comportamento da temperatura do painel solar durante as simulações. . .	53
Figura 41:	Resultados da simulação em malha fechada.	54
Figura 42:	Zoom no período com razão cíclica $D = 0,308$	54
Figura 43:	Zoom no período com razão cíclica $D = 0,502$	55
Figura 44:	Onda <i>PWM</i> gerada pelo microcontrolador Arduino Nano (CH1) e queda de tensão sobre o <i>LED</i> de entrada do opto-acoplador (CH2). . .	58
Figura 45:	Forma de onda do <i>PWM</i> na saída do opto-acoplador 6N137 (CH1) e tensão <i>Gate-Source</i> do MOSFET principal (CH2).	58
Figura 46:	Forma de onda do <i>PWM</i> na saída do opto-acoplador 6N137 (CH1) e tensão <i>Gate-Source</i> do MOSFET auxiliar (CH2).	58
Figura 47:	Zoom da forma de onda do <i>PWM</i> na saída do opto-acoplador 6N137 (CH1) e tensão <i>Gate-Source</i> do MOSFET auxiliar (CH2).	59
Figura 48:	Tensão <i>Drain-Source</i> do MOSFET principal sujeito a entrada de 15V (CH1).	59
Figura 49:	Tensão <i>Drain-Source</i> do MOSFET principal sujeito a entrada de 15V (CH1) e corrente do primário das bobinas acopladas (CH2).	60
Figura 50:	Tensão (CH1) e corrente (CH2) de entrada do conversor.	60
Figura 51:	Tensão (CH1) e corrente (CH2) de saída do conversor.	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Valores dos componentes e razões cíclicas obtidas para os conversores projetados.	40
Tabela 2:	Comparação dos resultados dos conversores FBGA.	46
Tabela 3:	Características do painel solar escolhido para as simulações.	48

LISTA DE ABREVIATURAS

CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
CC-CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
FBGA	<i>Flyback</i> com Grampeamento Ativo
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i> (Comutação em Zero de Tensão)
ZCS	<i>Zero-Voltage Switching</i> (Comutação em Zero de Corrente)
MOSFET	<i>Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo de Óxido de Metal Semicondutor)
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
RP	Regime Permanente
GE	Ganho Estático
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
MPP	<i>Maximum Power Point</i> (Ponto de Máxima Potência)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor Eficaz)
P&O	Perturbar e Observar
InC	<i>Incremental Conductance</i> (Condutância Incremental)
PSIM	Powersim
STC	<i>Standard Test Conditions</i> (Condições Padrões dos Testes)
CI	Circuito Integrado
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso)
MCU	<i>Microcontroller Unit</i> (Microcontrolador)

1 INTRODUÇÃO

Os combustíveis fósseis ocupam uma parcela importante como fonte de energia elétrica em nível global, de modo que estima-se que 57% das emissões de gás carbônico sejam decorrentes de queimas para produção de eletricidade (GOLDEMBERG; LUCON, 2008). Ainda, de acordo com Goldemberg e Lucon (2008), existe uma tendência de aumento no consumo de energia a medida que os países industrializam-se e se desenvolvem. Desta forma, estudam-se alternativas para que, através de fontes de energia renováveis, poupe-se cerca de 318 mil barris de petróleo por dia em 2027, segundo Pesquisa Econômica Aplicada (2019).

Existem muitas fontes de energia limpas já exploradas sendo que as mais conhecidas são a energia Solar, Eólica e Oceânica, entre outras. Como justificativa para o estudo específico da energia solar no presente trabalho, destaca-se na referência (NASCIMENTO, 2017) a sua baixa exploração no Brasil, mesmo quando verificam-se altos níveis de insolação e reservas de quartzo de qualidade, além de incentivos governamentais. Assim, com o passar dos anos, a produção de energia solar vem crescendo rapidamente até o ponto em que instalações de painéis em telhados e terrenos passam a gerar energia para indústrias, estabelecimentos comerciais e residências, o que modela uma estrutura chamada de geração distribuída. Estima-se que tal expansão impulse o crescimento em 44% da capacidade instalada de energia solar no Brasil em 2019 (GLOBO, 2019).

Um painel solar é constituído por diversas células fotovoltaicas, capazes de transformar energia luminosa em elétrica, que são normalmente arranjadas em longas conexões série e poucas paralelas para atingir-se o potencial adequado ao sistema de processamento de energia (FEMIA et al., 2017). O desempenho e ponto de operação dos painéis solares são fortemente influenciados por variações na irradiação e temperatura, assim necessita-se de um mecanismo que adapte-se às suas condições de operação (FEMIA et al., 2017) e (ALI et al., 2012).

Com o intuito de aumentar-se o aproveitamento da energia solar, empregam-se conversores CC-CC ou CC-CA como ponte entre os terminais do painel e a carga, que devem alcançar eficiências acima de 94% para que se comprovem a totalidade dos benefícios da eletrônica de potência no contexto de extração de energia solar (FEMIA et al., 2017). Assim, utilizam-se controladores com algoritmos de rastreamento (MPPT) capazes de alterar adequadamente o valor da razão cíclica de acordo com as variações no ponto ótimo de operação conhecido como ponto de máxima potência ou MPP. Segundo (GOETZBERGER; HOFFMANN, 2005), no passo em que as células fotovoltaicas evoluem, suas potências máximas aumentam, de modo que os pontos de operação para os quais os reguladores precisam ser projetados tornam-se mais críticos. Com o aumento da potência, espera-se um maior volume dos componentes do conversor, o que não é desejável e pode ser contornado com o aumento da frequência de chaveamento (LIU; ORUGANTI; LEE, 1987).

Porém, as perdas durante as transições de estado da chave tornam-se significativas (HART, 2011) e, assim, verifica-se a necessidade de mecanismos adicionais capazes de reduzir tais perdas, contexto no qual encaixam-se os conversores ressonantes.

Dois dos métodos MPPT que mais se utilizam são o Perturbar e Observar (P&O) e Condutância Incremental (InC), pois, ainda que existam diversos outros algoritmos presentes na literatura como verifica-se em Efram e Chapman (2007) e Spaduto e Freitas (2013), os mesmos possuem baixa complexidade de implementação e independem do conhecimento da planta (FEMIA et al., 2017). O P&O é simulado e implementado por Tomaggi (2018) e Spaduto e Freitas (2013) onde verifica-se uma alta eficiência no rastreamento do ponto de máxima potência, mas não dá-se atenção à eficiência do conversor CC-CC. Em Hofstaetter (2016), implementa-se um conversor *Flyback* com grampeamento ativo, também controlado pelo P&O, e alcança-se eficiência de 73,8% para uma potência de entrada de 32,4W. O algoritmo InC é simulado no *software* PSIM em El Filali, El Mehdi e Zazi (2016), e implementado na prática por Seguel (2009) para controle de um conversor *Buck* onde obtém-se eficiência acima de 99% na extração de energia solar. Se comparado ao P&O, o InC difere-se somente pela possibilidade de ocorrência de um mesmo valor de razão cíclica em dois ciclos de controle subsequentes.

No presente trabalho, foca-se no desenvolvimento de um conversor CC-CC que, aliado a um bom algoritmo de rastreamento, possua alta eficiência. Assim, inicialmente estudam-se analiticamente duas topologias de conversores CC-CC ressonantes isolados estilo *Flyback* com grampeamento ativo que, dentro das aplicações em que foram inseridas, apresentaram alta eficiência, e são analisadas em Yoshida, Ishii e Nagagata (1992), Watson, Lee e Hua (1996), Lin et al. (2005) e Lee et al. (2008). Em seguida, projetam-se e simulam-se tais conversores para um ponto de operação específico, a fim de confirmar-se que as formas de onda e características de funcionamento em regime permanente correspondem às esperadas. De acordo com os resultados obtidos, verifica-se que o FBGA com dupla conversão é o candidato mais indicado às especificações de projeto e aplicação, de modo que o mesmo é escolhido para as simulações em malha fechada com painel solar e algoritmo MPPT. Primeiramente, verificam-se os comportamentos do P&O e do InC sujeitos a rápidas variações na irradiação e temperatura constante, em seguida, utilizam-se dados de irradiação reais e varia-se a temperatura para certificar-se que as características do conversor correspondem às esperadas em alguns pontos de operação. Obtém-se ótimos resultados via simulação, pois utilizam-se componentes ideais. Por fim, implementa-se tal conversor na prática, onde podem-se verificar os fatores mais críticos que interferem significativamente no desempenho do sistema projetado.

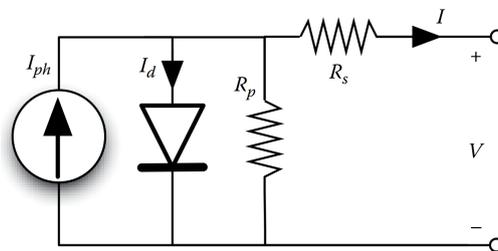
2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 Painéis Solares

Um painel solar é constituído por um número determinado de células fotovoltaicas, conectadas em série e/ou paralelo, capazes de converter energia luminosa em elétrica. Os tipos de arranjo podem ser determinados pelos níveis de tensão e corrente, nos quais deseja-se que o circuito de extração de energia opere. Ainda, como uma única célula suporta uma tensão próxima a centenas de mili-volts e corrente de alguns amperes, em circuitos de potência, são necessárias longas conexões em série e poucas em paralelo para atingirem-se os potenciais desejados (FEMIA et al., 2017).

Uma célula fotovoltaica pode ser modelada por uma fonte de corrente, um diodo e duas resistências que caracterizam suas perdas, como mostra-se na Figura 1.

Figura 1: Modelagem de uma célula fotovoltaica com um diodo e perdas resistivas.



Fonte: (FEMIA et al., 2017).

A corrente foto-induzida I_{ph} é expressa matematicamente por (1) (FEMIA et al., 2017), e depende das características do material semicondutor utilizado na construção da célula. O silício é comercialmente o material mais utilizado, apesar de possuir eficiência graças ao seu melhor custo-benefício (GOETZBERGER; HOFFMANN, 2005).

$$I_{ph} = I_{ph,STC} \frac{G}{G_{STC}} (1 + \alpha_I (T - T_{STC})) \quad (1)$$

A variável G equivale à quantidade em W/m^2 de irradiação, enquanto T é a temperatura de operação do painel fotovoltaico em $^{\circ}C$. A corrente I_{ph} nas condições padrões de testes vale $I_{ph,STC}$; G_{STC} é a intensidade de luz em W/m^2 sob condições de teste padrão; α_I e T_{STC} são: o coeficiente de temperatura em $A/^{\circ}C$ ou A/K e a temperatura durante a realização dos testes padrões em $^{\circ}C$. Todos estes parâmetros são constantes e podem ser encontrados no *datasheet* dos fabricantes de módulos solares (POWERSIM, 2001). As condições de teste padrão (STC) são mundialmente definidas por Femia et al. (2017):

- Irradiação: $1000W/m^2$,

- Temperatura: $25^{\circ}C$,
- Espectro de massa do ar: 1, 5.

A corrente de saída do circuito é definida pela equação (2), retirada de (FEMIA et al., 2017).

$$I = I_{ph} - I_d - I_{Rp} = I_{ph} - I_{sat} \left(e^{\frac{V+IR_s}{\eta V_t}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2)$$

Onde R_p é a resistência paralela, R_s é a resistência série e I_{sat} , η e V_t são definidos pelas equações (3) à (5).

$$I_{sat} = C_t T^3 e^{-\frac{E_{gap}}{kT}} \quad (3)$$

Em (3), $E_{gap} = 1,128eV = 1,8 \cdot 10^{-19} J$ que corresponde ao intervalo de banda do silício cristalino, e $k = 1,3806503 \cdot 10^{-23} J/K$ é a constante de Boltzmann. η é definido como em Goetzberger e Hoffmann (2005)

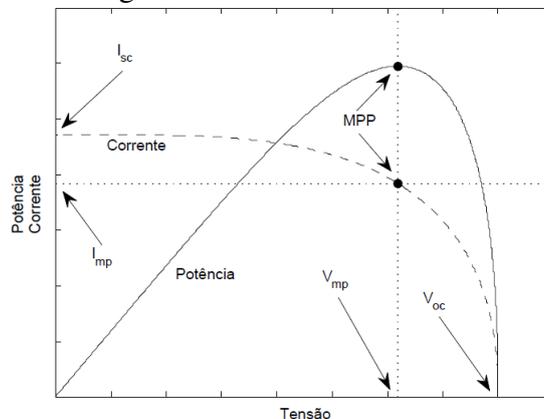
$$\eta = \frac{V_{MPP} I_{MPP}}{P_{in}}. \quad (4)$$

V_{MPP} , I_{MPP} e P_{in} , são respectivamente, a tensão no ponto de máxima potência, a corrente no ponto de máxima potência e a potência efetivamente extraída do painel fotovoltaico. Por fim, tem-se a equação (5), onde $q = 1,60217646 \cdot 10^{-19} C$ corresponde a carga de um elétron.

$$V_t = \frac{kT}{q} \quad (5)$$

A curva de potência e corrente em função da tensão de um painel solar nas condições de teste padrão é mostrada na Figura 2. Evidencia-se a existência de um ponto ótimo de operação, que é conhecido como ponto de máxima potência ou MPP e é alcançado quando $V = V_{mp}$, $I = I_{mp}$ e $P = P_{mp}$.

Figura 2: Curva tensão versus potência (linha contínua) e tensão versus corrente (linha tracejada) para um painel solar genérico.



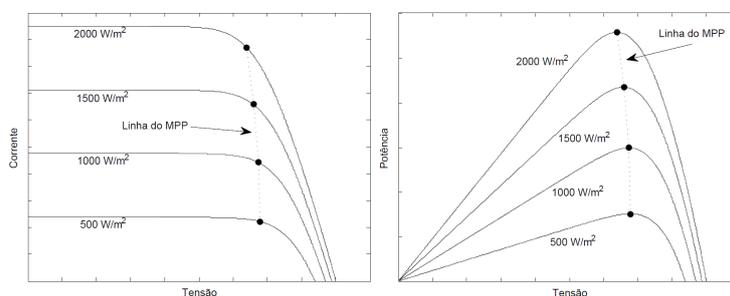
Fonte: (TOMAGGI, 2018)

Na Figura 2, I_{sc} é a corrente de curto circuito e V_{oc} , a tensão de circuito aberto. V_{mp} e I_{mp} são a tensão e corrente no ponto de máxima potência. As curvas da Figura 2 são

exemplos qualitativos, pois as suas características dependem do tipo de célula, material, e soluções técnicas adotadas para a manufatura do painel (FEMIA et al., 2017).

A utilização de uma impedância puramente resistiva de tamanho fixo, calculada por V_{mp}/I_{mp} e conectada à saída do sistema, é inviável, pois o desempenho e ponto de operação dos painéis solares são fortemente influenciados por variações na irradiação solar e temperatura. De acordo com Femia et al. (2017), o fator mais crítico a ser enfrentado é a variação na irradiação, pois a mesma é imprevisível e possui inclinação usual de $30W/m^2/s$. O efeito deste fator exógeno sobre as curvas de corrente e potência versus tensão de um painel solar pode ser verificado na Figura 3.

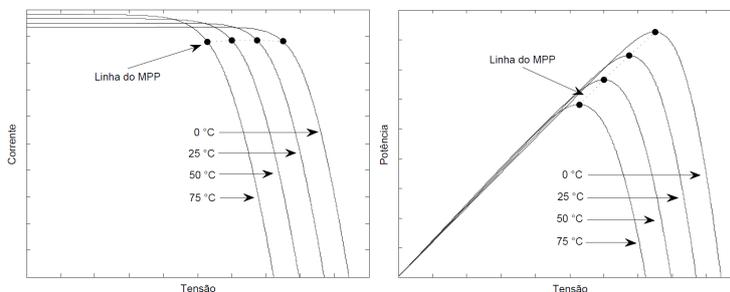
Figura 3: Efeito da variação na irradiação solar sobre as curvas de corrente e potência de um painel solar.



Fonte: Adaptado de (TOMAGGI, 2018).

A variação na irradiação modifica principalmente a corrente de operação do módulo, alterando-se assim a potência disponível enquanto a tensão é menos afetada. Por outro lado, a Figura 4 apresenta o efeito isolado da variação na temperatura de operação dos painéis solares, onde percebe-se uma maior variação na tensão do ponto de máxima potência.

Figura 4: Efeito da variação da temperatura sobre as curvas de corrente e potência de um painel solar.



Fonte: Adaptado de (TOMAGGI, 2018).

Como pode-se perceber, é necessário um mecanismo que se adapte às variações na tensão e corrente de operação do sistema, para assim maximizar o aproveitamento da energia disponível. Utiliza-se, portanto, um conversor CC-CC como interface entre os painéis solares e a carga que é explicado na Seção seguinte.

2.2 Conversores CC-CC Chaveados

O objetivo fundamental dos conversores CC-CC chaveados é converter uma tensão de entrada contínua, com um determinado valor médio, em uma tensão de saída contínua com outro valor médio, motivo pelo qual também são chamados de reguladores (LÍBANO, 2018). Tais conversores são largamente utilizados na indústria de eletrônicos e podem ser utilizados em potências baixas, médias ou elevadas (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

O mecanismo fundamental para a regulação de tensão são uma ou mais chaves que alternam de estado em alta frequência através da ação da modulação por largura de pulso, também conhecida como PWM. O tempo de condução e o período de chave interrompida são definidos pelo valor da razão cíclica D , que é encontrada pela relação entre o tempo de chave ligada T_{on} e o tempo de um ciclo de chaveamento completo (T). As relações entre as variáveis comentadas são expressas de (6) à (9), onde definem-se também o tempo de chave desligada T_{off} e a frequência de chaveamento f em Hz .

$$T = \frac{1}{f} = T_{on} + T_{off} \quad (6)$$

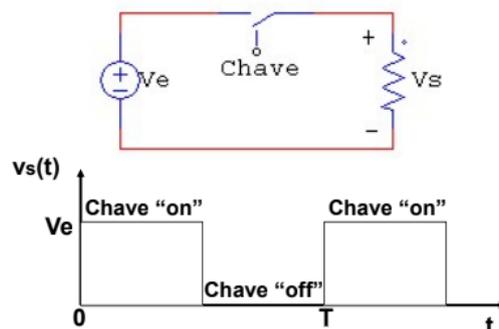
$$T_{on} = DT \quad (7)$$

$$T_{off} = (1 - D)T \quad (8)$$

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (9)$$

A topologia mais simples desta família de conversores e sua forma de onda na saída é apresentada na Figura 5. Através da mesma, pode-se reduzir a tensão sobre a carga com base no valor do *dutycycle*.

Figura 5: Conversor CC-CC básico e sua tensão de saída.



Fonte: (LÍBANO, 2018)

Mesmo que esta pareça uma forma simples para regular a tensão de saída para um nível inferior ao da entrada, a baixa eficiência torna-a inviável na prática (HART, 2011). Um dos motivos reside no fato de que as chaves são normalmente MOSFETs, transistores ou IGBTs, que possuem resistências quando em modo de condução, acarretando numa queda de tensão sobre a chave e, conseqüentemente, perda de potência durante T_{on} (HART, 2011).

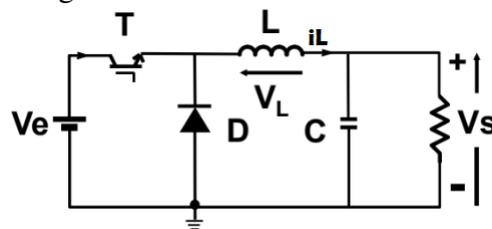
A maioria dos reguladores mais complexos são derivados de topologias básicas de conversores não-isoladas que são apresentadas a seguir. Para análise das mesmas, assume-se que o conversor:

- opera em regime permanente;
- opera no modo de condução contínua, de modo que sempre há corrente circulando sobre o indutor;
- possui capacitância de saída grande o suficiente para manter a tensão de saída constante;
- possui componentes ideais.

2.2.1 Conversores Não-Isolados

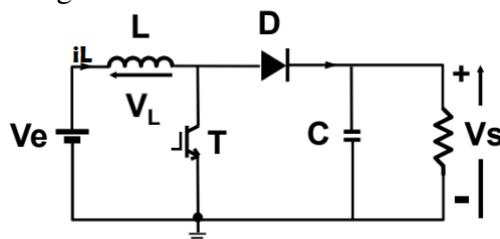
Os conversores *Buck* e *Boost*, também conhecidos respectivamente como rebaixador e elevador de tensão, são duas topologias fundamentais e estão expostos nas Figuras 6 e 7. Os circuitos apresentados possuem um filtro LC na saída, pois em grande parte das aplicações é necessário um sinal puramente CC (HART, 2011), e possuem um diodo D que impede que a corrente mude de direção.

Figura 6: Conversor CC-CC *Buck*.



Fonte: Adaptado de (LÍBANO, 2018).

Figura 7: Conversor CC-CC *Boost*.



Fonte: Adaptado de (LÍBANO, 2018).

Segundo Líbano (2018), uma boa maneira de analisar o comportamento de tais conversores é através da lei do fluxo médio zero sobre o indutor dentro do período T . Desta forma, assume-se que a energia armazenada durante o tempo de chave conduzindo ou interrompida é integralmente transferida para a saída durante o período seguinte. Ou que a soma das variações da corrente no indutor deve ser zero dentro de um ciclo de chaveamento (HART, 2011).

Para o período de chave ligada T_{on} do conversor rebaixador, a tensão sobre o indutor L vale $V_{L_{on}} = V_e - V_s$, além disso o diodo é reversamente polarizado e não conduz. Por

outro lado, durante T_{off} , $V_{Loff} = -V_s$, flui corrente sobre o diodo e o indutor descarrega através da carga de modo que o ganho estático pode ser encontrado como se segue.

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} (V_e - V_s) dt - \frac{1}{T} \int_0^{T_{off}} V_s dt = 0 \quad (10)$$

Substituindo-se T_{on} e T_{off} por (7) e (8) e resolvendo-se a integral tem-se:

$$(V_e - V_s)DT = V_s(1 - D)T \quad (11)$$

Isolando-se $GE = \frac{V_s}{V_e}$ encontra-se o seguinte ganho estático para o conversor *Buck*.

$$\frac{V_s}{V_e} = D \quad (12)$$

Na configuração elevadora de tensão, o indutor opera como armazenador de energia, de modo que a carga armazenada é utilizada em conjunto com a fonte para elevar a tensão na saída (HART, 2011). De maneira semelhante ao conversor rebaixador, o ganho estático pode ser encontrado através da lei do fluxo zero sobre L . Para esta topologia, quando a chave está fechada, o indutor é carregado pela fonte e o diodo não conduz, portanto a queda de tensão sobre L vale $V_{Lon} = V_e$.

Quando inicia-se o período T_{off} , o diodo entra em modo de condução, pois a diferença de potencial da carga é maior ou igual à V_s . Desta forma, a energia armazenada no indutor é descarregada pela carga e a tensão sobre o indutor assume $V_{Loff} = V_e - V_s$. A equação (13) é utilizada para a obtenção de GE para o conversor *Boost*.

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} V_e dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{off}} (V_e - V_s) dt = 0 \quad (13)$$

Resolvendo-se a integral,

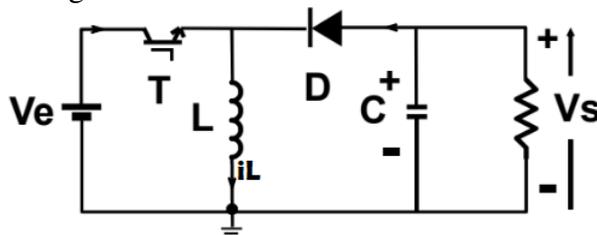
$$V_e DT = (V_s - V_e)(1 - D). \quad (14)$$

Isolando-se $\frac{V_s}{V_e}$ tem-se o ganho estático do conversor CC-CC elevador de tensão:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - D}. \quad (15)$$

A última topologia não-isolada estudada é o *Buck-Boost*, que integra características dos conversores elevadores e rebaixadores e é apresentada na Figura 8. Essa topologia permite a obtenção de tensões maiores, menores ou iguais à tensão de entrada (LÍBANO, 2018).

Figura 8: Conversor CC-CC *Buck-Boost*.



Fonte: Adaptado de (LÍBANO, 2018).

Durante T_{on} , o diodo é polarizado reversamente e permanece sem conduzir. O indutor é carregado linearmente pela fonte de forma que pode-se equacionar a tensão sobre o indutor como $V_{Lon} = V_e$.

Quando a chave abre, a corrente no indutor não pode mudar instantaneamente (HART, 2011), o diodo entra em modo de condução e a energia armazenada é transferida para a saída. A tensão sobre L para este período vale $V_{Loff} = V_s$.

Novamente, utiliza-se a lei do fluxo zero para a obtenção do ganho estático do conversor elevador-rebaixador.

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} V_e dt + \frac{1}{T} \int_0^{T_{off}} V_s dt = 0 \quad (16)$$

Realizando-se as devidas substituições e resolvendo-se a integral, fica-se com:

$$V_e DT = -V_s(1 - D)T \quad (17)$$

Isola-se $GE = \frac{V_s}{V_e}$ e resulta (18).

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{D}{1 - D} \quad (18)$$

A variação de corrente nos indutores dos conversores estudados até o momento podem ser obtidas substituindo-se os valores encontrados para V_{Lon} e V_{Loff} em V_L na equação (19).

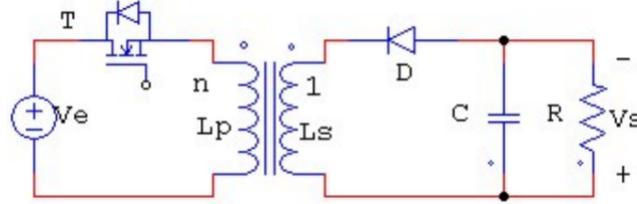
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \quad (19)$$

Analisando-se as aplicações dessa categoria de conversores, verifica-se que na maioria dos casos utilizam-se conversores não-isolados em *drives* de motores CC (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Também, segundo Schmitz et al. (2015), os conversores não-isolados, quando comparados aos isolados, reduzem o custo e elevam a eficiência dos sistemas aos quais são inseridos. Por fim, RASHID (1993) expõe que os conversores em questão são amplamente utilizados para controle de tração de motores em automóveis elétricos e empilhadeiras de almoxarifado, pois fornecem uma aceleração suave, alta eficiência e rápida resposta dinâmica.

2.2.2 Conversores Isolados

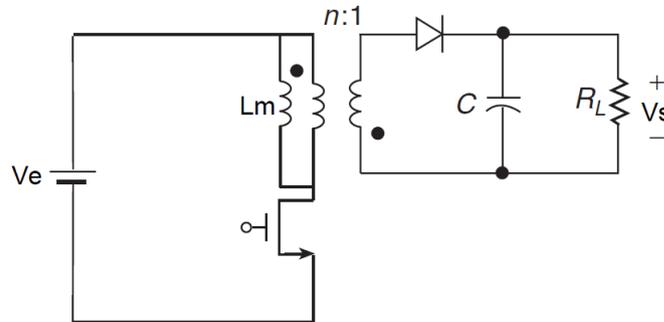
Em especial nesta Seção, dá-se atenção ao conversor isolado estilo *Flyback*. Mostrado na Figura 9, o mesmo é obtido com a substituição do indutor da topologia *Buck-Boost* por bobinas acopladas e é a base dos conversores comparados neste trabalho. O princípio de funcionamento dos dois conversores são semelhantes, mas a utilização de um elemento magnético oferece isolamento galvânica além de possibilitar o ajuste do ganho estático através da relação de espiras entre primário e secundário ($N = N_p/N_s$). De forma geral, trata-se de um conversor CC-CC que trabalha por acumulação magnética e transferência indireta de energia da entrada para a saída (LÍBANO, 2018).

Na prática, a chave do conversor *Flyback* deve ser utilizada abaixo do primário das bobinas acopladas para ser referenciada ao terra da fonte (KAZIMIERCZUK, 2015). Além disso, supõe-se bobinas acopladas ideais que podem ser modeladas por uma indutância magnetizante L_m conectada em paralelo com o primário de um transformador ideal. A

Figura 9: Conversor CC-CC *Flyback*.

Fonte: (LÍBANO, 2018)

última alteração consiste em utilizar a entrada e saída dos enrolamentos primário e secundário invertidos para que o ganho estático possua sinal positivo. O circuito resultante é apresentado na Figura 10.

Figura 10: Conversor CC-CC *Flyback* com chave referenciada ao terra.

Fonte: Adaptado de (KAZIMIERCZUK, 2015).

A análise de seu funcionamento inicia-se por T_{on} , quando a bobina primária é carregada pela fonte, o diodo D encontra-se reversamente polarizado e nenhuma energia é transferida para a carga. Durante este período, a tensão sobre a indutância magnetizante vale $V_{Lon} = V_e$. Para o tempo de chave desligada T_{off} , a tensão no primário e secundário do transformador invertem de polaridade e o diodo passa a conduzir, transferindo-se a energia armazenada em L_m para a carga. A diferença de potencial sobre o indutor pode ser descrita como $V_{Loff} = -\frac{N_p}{N_s} V_s$, onde N_p e N_s são respectivamente o número de enrolamentos do primário e secundário das bobinas acopladas. Segundo HART (2011), a análise também pode ser feita pela lei do fluxo zero sobre o indutor e suas principais formas de onda são apresentadas na Figura 11. O ganho estático pode ser obtido com as mesmas considerações das subseções anteriores, como mostrado pelas equações (20) à (21).

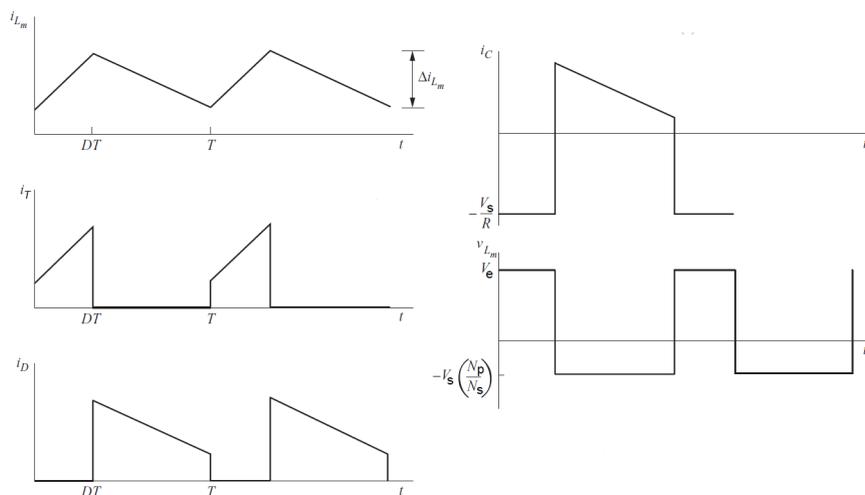
$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} V_e dt - \frac{1}{T} \frac{N_p}{N_s} \int_0^{T_{off}} V_s dt = 0 \quad (20)$$

Resolvendo-se a integral e organizando-se os termos encontra-se o GE do conversor *Flyback*.

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{1-D} \quad (21)$$

Para fins de visualização, as formas de onda de cada um dos componentes deste conversor são expostas na Figura 11.

Figura 11: Principais formas de onda do conversor *Flyback*.



Fonte: Adaptado de (HART, 2011).

A tensão sobre a indutância magnetizante vale V_{Lm} e os gráficos restantes apresentam os comportamentos de i_{Lm} , i_T , i_D e i_C , que são respectivamente as correntes que fluem: na indutância magnetizante das bobinas acopladas, sobre a chave T , sobre o diodo no secundário e sobre o capacitor de saída.

Em Alganidi (2017) é descrito que, quando utiliza-se um transformador, é necessário atentar-se a indutância de dispersão decorrente da parcela do fluxo magnético perdida no ar. O efeito deste fenômeno no funcionamento do conversor CC-CC *Flyback* é o aparecimento de picos de tensão durante o desligamento, que ocorrem devido ao circuito ressonante formado entre tal indutância e a capacitância parasita da chave como mostra a Figura 12.

Figura 12: Tensão sobre a chave e comportamento da corrente sobre o diodo no *Flyback* não-ideal.

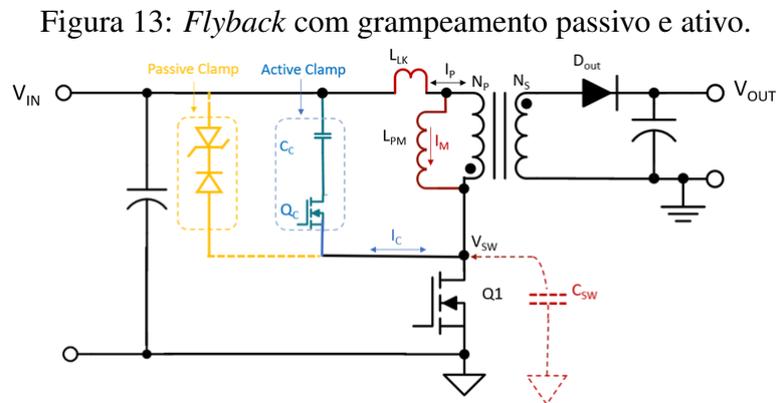


Fonte: Adaptado de: [https://www.richtek.com/Design Support/Technical Document/AN010](https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN010).

Além do estresse de tensão sobre a chave, verifica-se na Figura 12 um problema conhecido de recuperação reversa do diodo D , cuja corrente é expressa por i_D (LAURITZEN; MA, 1991).

Segundo Kazimierczuk (2015), as perdas aumentam proporcionalmente com a frequência de chaveamento, além de que em potências médias ou elevadas, os picos de tensão sobre a chave são significativos, acarretando em degradação de desempenho do circuito e diminuição da vida útil dos componentes. Por este motivo, os estudos sobre como reduzir

o estresse na chave principal estão em contínuo desenvolvimento. Existem alternativas tais como a utilização de um capacitor *snubber* ou de um circuito de grampeamento, que pode ser passivo ou ativo dependendo dos componentes utilizados, como mostrado na Figura 13.



Fonte: <https://www.electronicdesign.com/power/active-clamp-flyback-converter-design-whose-time-has-come>.

Cada uma das soluções apresentadas possui pontos negativos e positivos mas, quando objetiva-se aumentar a eficiência através da minimização das perdas pelo estresse de tensão, sabe-se que o grampeamento ativo é mais eficiente (ALGANIDI, 2017). A chave auxiliar Q_c é operada de modo que, quando a chave principal Q_1 está ligada, a mesma encontra-se desligada e vice-versa. Desta forma, quando ocorre a inversão de polaridade no primário das bobinas acopladas, a tensão sobre Q_1 é fixada pela tensão do capacitor C_c . Além disso, a energia armazenada no indutor de dispersão é reciclada através do sub-circuito de grampeamento que, de acordo com Watson, Lee e Hua (1996), não altera o princípio de funcionamento do conversor se comparado ao *Flyback* sem grampeamento. A queda de tensão sobre C_c pode ser encontrada, portanto, pela lei do fluxo zero sobre L_m . Desconsiderando-se a voltagem sobre o indutor ressonante encontra-se V_c como em (22).

$$V_c = V_e \frac{D}{1 - D} \quad (22)$$

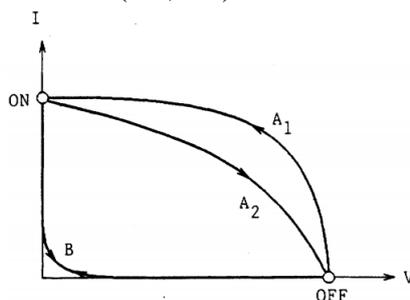
2.2.3 Conversores Ressonantes

Em circuitos chaveados de conversão de energia, os elementos magnéticos, que armazenam e transferem energia, e os capacitores, que atuam na filtragem e regulação do *ripple*, são fatores cruciais de projeto (HART, 2011). A operação em alta frequência é atrativa, a medida que reduz-se o tamanho dos componentes necessários (LIU; ORUGANTI; LEE, 1987). Por outro lado como já comentado, verificam-se maiores estresses e perdas na chave devido ao aumento do número de transições dentro de um mesmo período de tempo (HART, 2011). Além da utilização de *snubbers*, tornam-se necessários outros mecanismos de redução das perdas decorrentes de um chaveamento imperfeito.

Os conversores ressonantes encaixam-se neste contexto, pois possibilitam comutação em zero de tensão e/ou corrente eliminando as perdas durante a transição de estado das chaves. Com a utilização do tanque ressonante, pode-se obter um chaveamento suave em operações com razões cíclicas e especificações de potência variadas, em oposição ao *hard switching* que se verifica nos conversores anteriormente apresentados (HART, 2011).

Podem-se verificar os benefícios do circuito ressonante no chaveamento através da Figura 14, onde verifica-se o caminho percorrido pela corrente e tensão sobre a chave durante suas transições de estado. Para um conversor CC-CC genérico, que alimenta uma carga indutiva, verificam-se as curvas A1 e A2 quando não se utiliza um tanque ressonante e a curva B empregando-se as características estudadas nesta Seção.

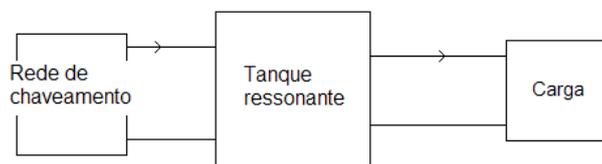
Figura 14: Comparação das trajetórias tensão versus corrente de uma chave durante a comutação. Sem circuito ressonante (A1, A2) e com circuito ressonante (B).



Fonte: (LIU; ORUGANTI; LEE, 1987)

Projetam-se os conversores ressonantes com base nas necessidades do sistema de modo que os mesmos atuam como uma ponte entre a rede de chaveamento e a carga como mostra a Figura 15.

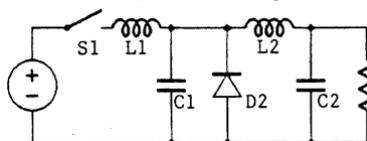
Figura 15: Esquema de funcionamento de um conversor ressonante.



Fonte: Autor.

De maneira geral, tais conversores são obtidos com a adição de um sub-circuito ressonante ao circuito principal do conversor (LIU; ORUGANTI; LEE, 1987). Em HART (2011), mostra-se um exemplo de conversor *Buck*, exposto na Figura 16, onde utiliza-se um tanque ressonante de segunda ordem em série com a chave.

Figura 16: Conversor CC-CC *Buck* com a adição do tanque ressonante L_1 e C_1 .



Fonte: Adaptado de (LIU; ORUGANTI; LEE, 1987).

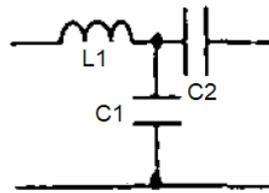
Definem-se as informações fundamentais ao projeto do tanque ressonante: a impedância (Z), a frequência angular de ressonância (ω) e a frequência de ressonância (f_r) como mostram as equações em (23), adaptadas de (HART, 2011).

$$\begin{cases} Z = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \\ \omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \\ f_r = \frac{\omega}{2\pi} \end{cases} \quad (23)$$

Quando se deseja projetar um circuito ressonante para um conversor CC-CC é necessário adequá-lo à frequência de chaveamento e ao domínio da razão cíclica, de modo que o projeto correto da frequência angular é essencial.

As características ressonantes podem ser obtidas em diversas topologias série e/ou paralelo, L ou M, com número de componentes que variam de 2 até infinito (LIU; ORUGANTI; LEE, 1987). Em Batarseh (1994), comenta-se que, se comparados aos tanques ressonantes de segunda ordem, os subcircuitos ressonantes de terceira ordem possuem melhores características no sentido de controle, mas constituem sistemas não-lineares de ordem elevada, cujos regimes transitórios são de difícil análise. Dentre as configurações de tanque de 3ª e 4ª ordem que são apresentadas por Batarseh (1994), aprofunda-se na configuração da Figura 17.

Figura 17: Tanque ressonante LCC de 3ª ordem.



Fonte: Adaptado de (BATARSEH, 1994).

Da mesma forma que para o conversor *Buck* ressonante de 2ª ordem, a impedância e a frequência angular do tanque são de grande importância no projeto e são definidas por (24).

$$\begin{cases} Z = \sqrt{\frac{L_1}{C_1 + C_2}} \\ \omega = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1 + C_2)}} \\ f = \frac{\omega}{2\pi} \end{cases} \quad (24)$$

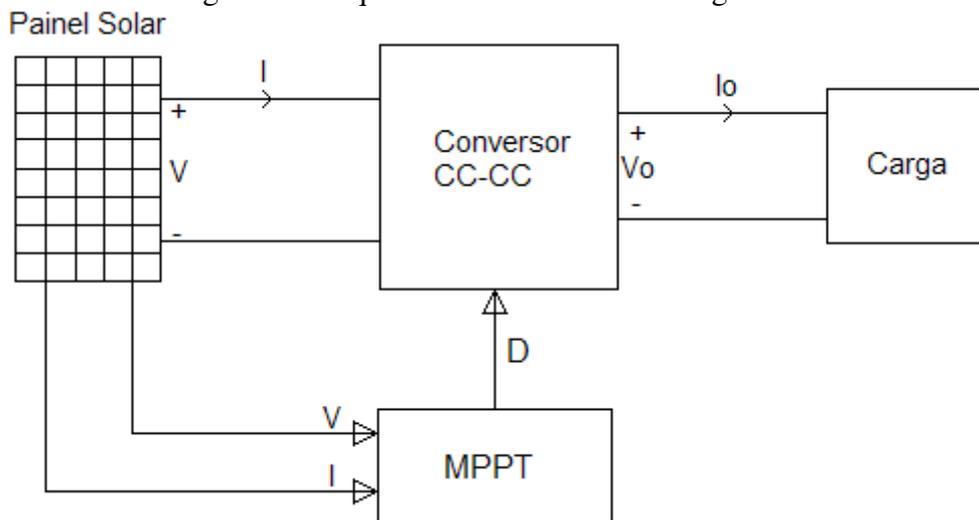
O conversor ressonante encaixa-se perfeitamente, dentro do objetivo de converter o máximo de energia elétrica disponibilizada pelo painel fotovoltaico, pois pode-se aumentar a eficiência do conversor CC-CC através da adição de poucos elementos ao projeto. Ainda assim, ressalta-se que para a obtenção de taxas de conversão elevadas, necessita-se de um algoritmo de controle MPPT também eficiente.

2.3 Algoritmos MPPT

A utilização de um conversor CC-CC com razão cíclica constante é equivalente a uma impedância fixa sob ponto de vista do painel solar e, portanto, torna-se inviável para um bom aproveitamento energético (FEMIA et al., 2017). Ainda, de acordo com Femia et al. (2017), é necessária uma eficiência acima de 94% para demonstrar a totalidade dos benefícios da eletrônica de potência dentro do contexto de maximização da energia extraída das células fotovoltaicas. O esquema de conversão de energia solar, que se utiliza

no presente trabalho, é apresentado na Figura 18 e possibilita uma variação adequada da razão cíclica de acordo com o ponto de operação dos painéis fotovoltaicos.

Figura 18: Esquema de conversão de energia solar.



Fonte: Autor.

Na Figura 18, V e I são respectivamente a tensão entre os terminais e a corrente fornecida pelo módulo e V_o e I_o , a tensão e corrente de saída do conversor.

Para garantir que o sistema sempre opere no ponto de máxima potência, o *dutycycle* do conversor CC-CC deve ser modificado continuamente por um controlador, que possui capacidade de alterar seus próprios parâmetros durante o funcionamento e, assim, atingir níveis de corrente e tensão baseados na posição do MPP (FEMIA et al., 2017). Descreve-se o ganho estático deste conversor por $GE = V_o/V$, e supõe-se uma carga puramente resistiva, de modo que a resistência equivalente sob ponto de vista dos terminais de saída do módulo fotovoltaico é expressa por (FEMIA et al., 2017).

$$R = \frac{R_{carga}}{GE^2}. \quad (25)$$

Segundo Femia et al. (2017), um controlador digital não é obrigatório, mas é normalmente o que se utiliza, pois um controle analógico que considere tolerâncias e variações de parâmetros é de difícil implementação. O controlador pode empregar diferentes algoritmos MPPT que utilizam os valores da realimentação de corrente e tensão dos terminais do painel fotovoltaico para calcular o valor da razão cíclica adequada ao próximo ciclo de controle.

Em Tomaggi (2018), simulam-se e comparam-se três métodos MPPT discretos que resultam em alta eficiência. São eles:

- Perturbar e Observar (P&O),
- Controlador Baseado em Lógica de Fuzzy (FLC),
- *Extremum Seeking Control* (ESC).

Ainda, em Spaduto e Freitas (2013), apresentam-se as eficiências médias de nove métodos MPPT, das quais destaca-se o método Perturbar e Observar como um dos mais eficientes e de maior simplicidade na implementação. O mesmo é utilizado no controle de

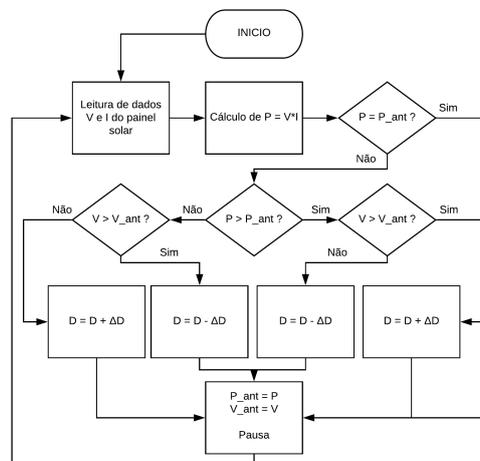
um conversor *Boost* em Spaduto e Freitas (2013) e Tomaggi (2018), e é um dos algoritmos MPPT escolhido para as simulações realizadas no presente trabalho.

O segundo método estudado é a Condutância Incremental (InC), que é largamente utilizado na literatura, onde encontram-se registros de alta eficiência (SEGUEL, 2009). O InC é derivado da aproximação que utiliza-se para o rastreo no algoritmo P&O, de modo que ambos os métodos independem do conhecimento das características do painel fotovoltaico (FEMIA et al., 2017). Uma de suas diferenças reside no fato de que o InC possui a capacidade de fixar o valor da razão cíclica quando o ponto de máxima potência é atingido (SERA et al., 2013). Tal característica é melhor visualizada nas Seções seguintes, nas quais analisa-se individualmente cada um dos algoritmos MPPT.

2.3.1 Perturbar e Observar

O funcionamento do algoritmo P&O consiste na aplicação de pequenas perturbações no sistema, cujos efeitos são analisados para levar o ponto de operação para o MPP (FEMIA et al., 2017). Tal método possui duas configurações básicas para alterar a razão cíclica do chaveamento e o ponto de operação: uma calcula um valor de referência para tensão MPP do sistema e a outra gera diretamente um valor de *dutycycle* para o próximo ciclo. No presente trabalho, estuda-se o método que resulta em uma alteração direta ao valor da razão cíclica. A Figura 19 apresenta o fluxograma do algoritmo que deve ser executado a cada ciclo de controle.

Figura 19: Fluxograma do algoritmo Perturbar e Observar.



Fonte: Autor.

A potência do painel solar equivale à P , que é calculada pela multiplicação dos valores dos sinais de tensão, V , e de corrente, I , do painel fotovoltaico no início de cada ciclo de controle. A razão cíclica de operação do conversor vale D , e ΔD equivale à variação no *dutycycle* ou passo de rastreamento. Tal fator influencia no tempo de resposta do sistema às variações dos fatores exógenos e no erro de rastreamento em regime permanente decorrente da oscilação da razão cíclica em torno do valor para o MPP. A escolha de ΔD é importante, pois obtém-se uma melhor eficiência quando a razão cíclica oscila entre no máximo três valores em torno do ponto de máxima potência (FEMIA et al., 2017). P_{ant} , V_{ant} e I_{ant} são os valores armazenados na amostra anterior.

O algoritmo inicia pela leitura dos dados do painel e em seguida calcula o valor da potência atual. A mesma é comparada com o dado armazenado durante a execução ante-

rior, a fim de verificar-se se houve aumento ou decréscimo na potência extraída. Com base nesta informação, tem-se a indicação de como a tensão de MPP deve ser analisada para então determinar-se o valor adequado para a razão cíclica. Quando $P > P_{ant}$, o sistema está distanciando-se do ponto de máxima potência, de forma que verifica-se se a variação de tensão foi positiva ou negativa para saber se o ponto de operação atual localiza-se à direita ($V > V_{ant}$) ou esquerda ($V < V_{ant}$) do MPP. Desta forma, sabe-se que caso o mesmo esteja à direita, deve-se reduzir a razão cíclica para diminuir a tensão de entrada. Por outro lado, quando à esquerda, deseja-se aumentar a diferença de potencial entre os terminais do módulo fotovoltaico e, portanto, eleva-se o valor de D . Para o caso em que há aumento na potência extraída, o ponto de operação atual do conversor CC-CC aproxima-se do MPP. Então, para $V > V_{ant}$, aumenta-se a razão cíclica e, no caso em que a variação de tensão diminui, decrementa-se em ΔD o valor de D . Assim, supostamente, continua-se em direção ao valor adequado para o *dutycycle*. Por fim, atualizam-se os valores das variáveis P_{ant} , V_{ant} e I_{ant} para compará-las durante o próximo ciclo de controle.

2.3.2 Condutância Incremental

O método da Condutância Incremental baseia-se na curva de tensão versus potência do painel solar e na observação de que a relação $\frac{dP}{dV} = 0$ é satisfeita no ponto de máxima potência (FEMIA et al., 2017). Além disso, quando opera-se à esquerda do MPP tem-se $\frac{dP}{dV} > 0$ e à direita $\frac{dP}{dV} < 0$. Nas equações (26) à (28), mostram-se as manipulações realizadas para obter-se a relação entre condutância instantânea $\frac{I}{V}$ e condutância incremental $\frac{dI}{dV}$, que utiliza-se para definição da saída do algoritmo InC (EL FILALI; EL MEHDI; ZAZI, 2016).

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = 0 \quad (26)$$

Utilizando-se a propriedade da derivada do produto, tem-se:

$$\frac{dP}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (27)$$

Reorganizando-se os termos, obtém-se

$$\frac{dI}{dV} = \frac{-I}{V}. \quad (28)$$

Como deseja-se implementar tal método em um controlador digital, discretiza-se a condutância incremental na equação (28) obtendo-se

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{-I}{V} \quad (29)$$

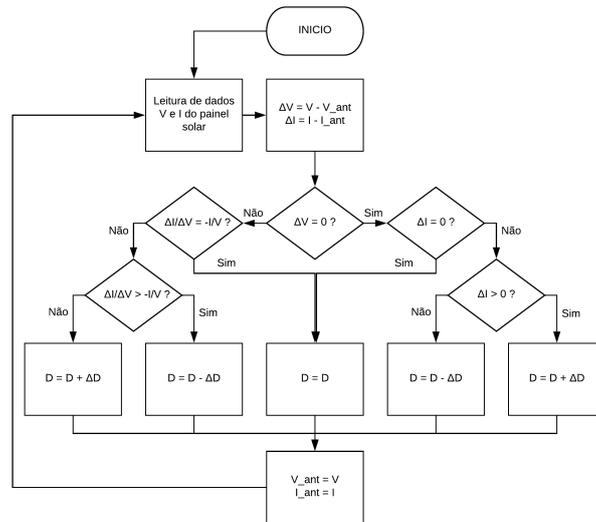
Utiliza-se a relação da equação (29) para a localização do ponto de operação atual dentro da curva de potência do painel solar como encontra-se em Esmar e Chapman (2007).

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} & \text{no MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V} & \text{à esquerda do MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} & \text{à direita do MPP} \end{cases} \quad (30)$$

O fluxograma do algoritmo Condutância Incremental é mostrado na Figura 20.

O algoritmo inicia com a coleta dos dados de tensão e corrente do painel fotovoltaico, com os quais calculam-se as variações ΔV e ΔI através da comparação com os valores

Figura 20: Fluxograma do algoritmo Condutância Incremental.



Fonte: Autor.

armazenados durante o ciclo de controle anterior. Em seguida, checa-se a ocorrência de variação na tensão e, em caso negativo, verifica-se se a corrente também permanece constante. Caso estas duas condições sejam satisfeitas, o valor da razão cíclica não altera-se, pois o sistema encontra-se no MPP. Por outro lado, quando $\Delta V = 0$ mas $\Delta I \neq 0$, analisa-se se a variação de corrente foi positiva ou negativa, de modo que para $\Delta I > 0$, aumenta-se o valor do *dutycycle* em ΔD e caso contrário reduz-se o valor de D . Para o caso em que a variação de tensão é diferente de zero, emprega-se uma segunda verificação que consiste na comparação entre as condutâncias incremental e instantânea, assim, caso a relação presente na equação (28) seja satisfeita, mantém-se o valor que utilizou-se no ciclo anterior. Por último, caso $\frac{\Delta I}{\Delta V} \neq -\frac{I}{V}$, checa-se se a diferença entre as condutâncias é positiva ou negativa, que refletem, respectivamente, em $D = D - \Delta D$ e $D = D + \Delta D$.

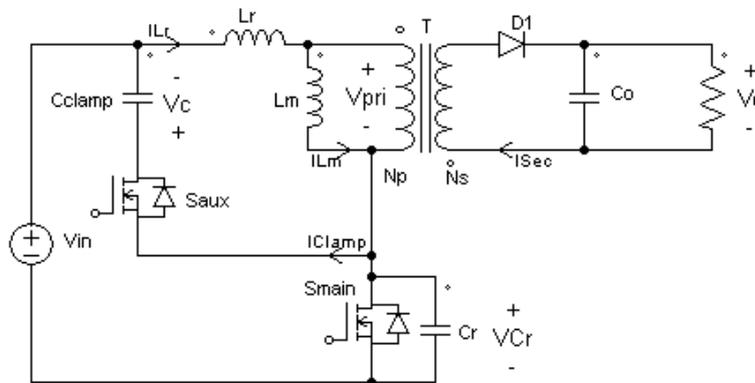
O valor que escolhe-se para a variação no *dutycycle* a cada ciclo de controle determina a velocidade de rastreamento do método. Porém, com maiores incrementos, pode-se não encontrar o MPP exato e, ao invés de estabilizar o sistema no ponto desejado, fazer com que o mesmo possua uma oscilação sustentada semelhante à encontrada para o algoritmo P&O (SERA et al., 2013). Ainda, segundo Femia et al. (2017), a primeira relação apresentada em (30) é válida somente para sistemas ideais, pois verificam-se ruídos e efeitos de quantização quando o algoritmo é implementado em um microcontrolador. Assim, é improvável a estabilização da razão cíclica com este método quando utiliza-se passo de rastreamento fixo.

3 ESTUDO ANALÍTICO DOS CONVERSORES *FLYBACK* COM GRAMPEAMENTO ATIVO

3.1 *Flyback* com Grampeamento Ativo Convencional

O circuito apresentado na Figura 21 corresponde ao conversor CC-CC ressonante isolado estilo *Flyback* com grampeamento ativo convencional. Analisado em Yoshida, Ishii e Nagagata (1992), Watson, Lee e Hua (1996) e Lin et al. (2005), tal topologia resulta em um chaveamento com menores perdas e ruídos se comparada com *Flybacks* com outras técnicas de grampeamento. Ainda, através da adição de um pequeno indutor em série com o primário das bobinas acopladas, pode-se obter um chaveamento suave sob diversas especificações de potência (WATSON; LEE; HUA, 1996).

Figura 21: Conversor CC-CC *Flyback* com grampeamento ativo convencional.



Fonte: Autor.

No circuito apresentado na Figura 21, pode-se descrever os seguintes elementos:

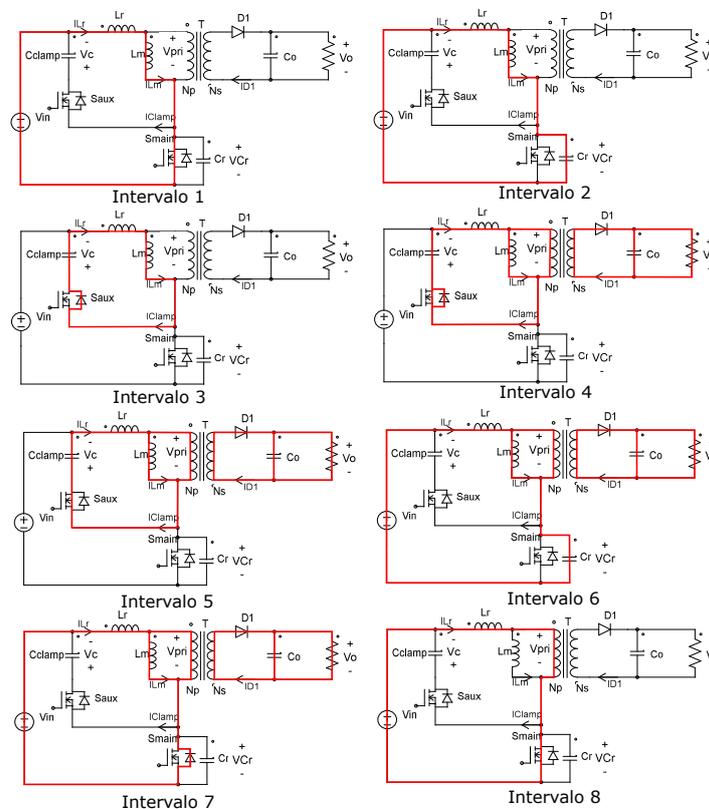
- S_{main} : MOSFET principal ideal modelada com diodo de corpo
- S_{aux} : MOSFET auxiliar ideal modelada com diodo de corpo
- C_{clamp} : Capacitor de *clamp*
- C_r : Combinação paralela dos capacitores parasitas das chaves
- L_m : Indutância de magnetização
- L_r : Combinação série da indutância de dispersão do primário das bobinas acopladas com outras indutâncias adicionais

- T : Transformador ideal
- D_1 : Diodo ideal
- C_{out} : Capacitor de saída
- R : Resistência da carga
- V_{in} : Fonte de tensão ideal

Em Yoshida, Ishii e Nagagata (1992), utiliza-se como mecanismo para comutação em zero de tensão da chave principal a breve mudança de sinal da corrente magnetizante dentro de cada ciclo de chaveamento. Segundo Watson, Lee e Hua (1996) e Lin et al. (2005), existe outra forma de suprimir as perdas na chave sem que seja obrigatório um grande *ripple* na corrente de L_m , que consiste na relação entre o capacitor parasita da chave principal e o indutor ressonante. Desta forma, no conversor estudado nesta Seção, supõe-se que $i_{L_m} > 0$.

Para o estudo de seu funcionamento, divide-se cada ciclo de chaveamento em oito períodos, apresentados na Figura 22 e analisados individualmente nesta Seção.

Figura 22: Circuitos equivalentes para os 8 intervalos de funcionamento do conversor *Flyback* com grameamento ativo.



Fonte: Autor.

Dentro de cada intervalo de tempo, levantam-se as equações consideradas importantes para a futura comparação entre topologias de conversores *Flyback*. Assume-se que o sistema opera em regime permanente e definem-se as seguintes premissas para sua análise:

1. O tempo de ressonância entre o capacitor C_{clamp} e a indutância L_r é maior que o período T_{off} da chave principal;
2. A indutância L_r é muito menor que a indutância magnetizante ($L_r \ll L_m$);
3. As chaves e os diodos são ideais;
4. O conversor opera no modo de condução contínua;
5. A energia armazenada no indutor ressonante é maior que a armazenada no capacitor ressonante para comutação em zero de tensão da chave principal (ZVS).

Em regime permanente, utilizando-se a lei do fluxo zero sobre a indutância magnetizante L_m e definindo-se a relação de espiras $N = \frac{N_s}{N_p}$, pode-se encontrar o ganho estático do sistema.

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} V_{in} dt = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} V_c dt = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} \frac{1}{N} V_o dt \quad (31)$$

Resolvendo-se a integral e organizando-se os termos ficamos com:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = N \frac{D}{(1-D)} \quad (32)$$

De acordo com Lin et al. (2005), se a indutância magnetizante é muito maior que L_r , o comportamento geral do sistema dentro de um ciclo de chaveamento é semelhante ao do conversor *Flyback* sem grampeamento operando no modo de condução contínua. A diferença encontra-se no fato de que a adição de L_r reduz levemente o *duty cycle* efetivo, como definido pela relação do ciclo de carga e descarga das bobinas acopladas e apresentado em (33), onde P_o é a potência de saída.

$$D_{eff} = D - \frac{1}{D} \frac{2L_r P_o f}{(V_{in} + \frac{1}{N} V_o) V_{in}} \quad (33)$$

Nas análises realizadas a seguir, assume-se que o valor da razão cíclica é $D = D_{eff}$.

Intervalo 1 ($t_0 \sim t_1$): Neste intervalo a chave principal conduz, a chave auxiliar e o diodo D_1 , que encontram-se reversamente polarizados, não conduzem. Desta forma nenhuma energia é transferida para a saída e as indutâncias série L_r e L_m são carregadas de modo semelhante à fase de carregamento do indutor no conversor *Flyback* sem circuito de grampeamento. A corrente no indutor magnetizante, que é igual a do indutor ressonante, é apresentada por

$$i_{Lm}(t) = i_{Lr}(t) = i_{Lm}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_m + L_r}. \quad (34)$$

A queda de tensão sobre L_r é aproximadamente zero e a tensão no primário das bobinas acopladas pode ser aproximada por $V_{pri} \approx V_{in}$. A tensão no capacitor de *Clamp* vale $V_C = \frac{1}{N} V_o$ e sua corrente (i_{clamp}) é nula.

Intervalo 2 ($t_1 \sim t_2$): A chave principal abre em t_1 e o capacitor C_r carrega rapidamente através da corrente dos indutores L_r e L_m até $V_{Cr} = V_{in} + V_c$.

Intervalo 3 ($t_2 \sim t_3$): t_2 inicia no momento em que $V_{Cr} = V_{in} + V_c \approx V_{in} + \frac{1}{N} V_o$ e o diodo de roda-livre da chave auxiliar entra em modo de condução. A energia armazenada nos indutores L_m e L_r carrega o capacitor de *clamp* aumentando V_c . Durante este período

pode-se expressar a tensão no primário das bobinas acopladas como um divisor de tensão entre os indutores série.

$$V_{pri} = -V_c \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (35)$$

No momento em que $V_c = \frac{1}{N}V_o(L_m + L_r)/L_m$, o diodo do enrolamento secundário entra em modo de condução e dá-se início ao próximo intervalo.

Intervalo 4 ($t_3 \sim t_4$): Em $t = t_3$ a chave auxiliar é ligada e a tensão do enrolamento primário vale $V_{pri} = -\frac{1}{N}V_o$. D_1 encontra-se diretamente polarizado, e a energia armazenada é transferida para a carga. É formado um circuito ressonante entre a indutância ressonante L_r e o capacitor C_{clamp} onde V_c cresce até o ponto de máxima ($V_{c,p}$) descrito por

$$V_{c,p} = \frac{1}{N}V_o + i_{Lr}(t_3) \sqrt{\frac{L_r}{C_{clamp}}}. \quad (36)$$

Por outro lado, o módulo de i_{clamp} diminui até cruzar o eixo das abcissas em $t = t_4$, quando $dV_c/dt = 0$. Para garantir a comutação ZVS da chave auxiliar, a mesma precisa ligar antes que ocorra a mudança de sinal de i_{clamp} . Pode-se expressar a corrente que flui sobre o diodo D_1 (i_{sec}) como:

$$i_{sec}(t) = \frac{1}{N}(i_{Lm}(t) - i_{Lr}(t)), \quad (37)$$

aonde i_{Lm} e i_{Lr} são dadas por

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_3) - \frac{\frac{1}{N}V_o}{L_m} \quad (38)$$

$$i_{Lr}(t) \approx i_{clamp}(t) = \frac{(\frac{1}{N}V_o - V_c)}{\sqrt{\frac{L_r}{C_{clamp}}}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{C_{clamp}L_r}}(t - t_3)\right) + i_{Lr}(t_3) \cos\left(\frac{1}{\sqrt{C_{clamp}L_r}}(t - t_3)\right). \quad (39)$$

Intervalo 5 ($t_4 \sim t_5$): A análise dos intervalos 4 e 5 são semelhantes, exceto pela inversão de sentido da corrente do capacitor de C_{clamp} . Transferem-se a energia armazenada no circuito de grampeamento durante o período anterior e a energia da indutância magnetizante para a carga.

Intervalo 6 ($t_5 \sim t_6$): Desliga-se a chave auxiliar em $t = t_5$, momento em que o capacitor parasita encontra-se com tensão $V_{Cr} = V_{in} + \frac{1}{N}V_o$. A energia armazenada em C_r é descarregada pela corrente negativa do indutor ressonante L_r devolvendo energia para a fonte. Ressalta-se que para garantir comutação sob zero de tensão para a chave principal, a energia armazenada no indutor ressonante deve ser maior do que a armazenada no capacitor parasita para descarregá-lo totalmente antes da chave ligar novamente. D_1 permanece conduzindo e a tensão no enrolamento primário vale $V_{pri} = -\frac{1}{N}V_o$.

Intervalo 7 ($t_6 \sim t_7$): Este intervalo inicia quando $V_{Cr} = 0V$ e o diodo em anti-paralelo com S_{main} entra em modo de condução. O diodo do secundário continua diretamente polarizado e então $V_{pri} = -\frac{1}{N}V_o$. A tensão sobre o indutor ressonante vale $V_{Lr} = V_{in} + \frac{1}{N}V_o$ e a corrente i_{Lr} aumenta linearmente, ou seja,

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_6) + \frac{V_{in} + \frac{1}{N}V_o}{L_r}. \quad (40)$$

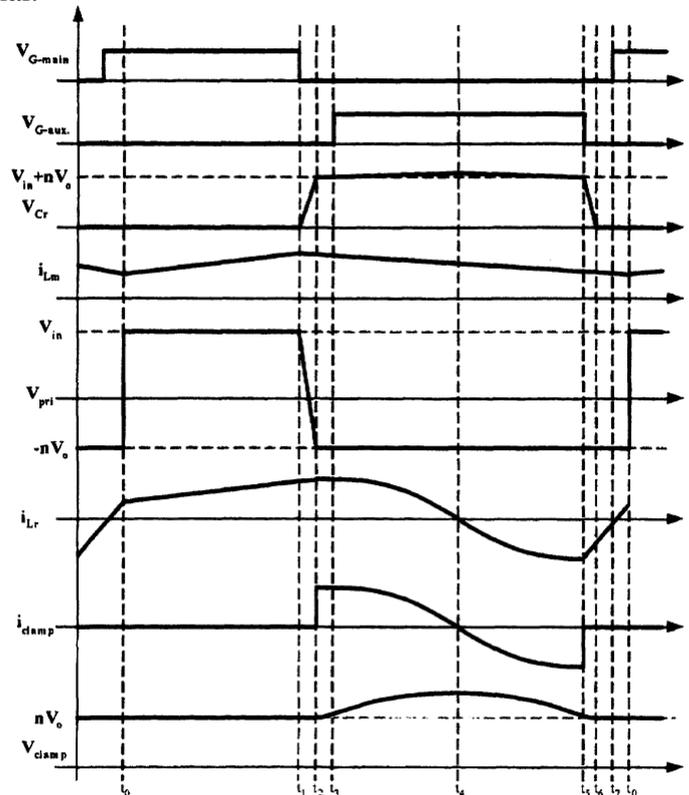
Para ZVS da chave principal, a mesma deve ser ligada antes que $i_{Lr} > 0$. Pode-se escrever a variação da corrente sobre o diodo do secundário como:

$$\frac{di_{D1}}{dt}(t) = -\frac{1}{N} \left(\frac{\frac{1}{N}V_o}{L_m} + \frac{V_{in} + \frac{1}{N}V_o}{L_r} \right). \quad (41)$$

Intervalo 8($t_7 \sim t_0$): Inicia-se este período quando a chave principal entra novamente em modo de condução. A corrente do secundário estava diminuindo conforme (41) e i_{Lr} aumentando como em (40). Em $t = t_0$, $i_{D1} = 0A$ e reinicia-se o ciclo.

As formas de onda que se obtém analiticamente para o conversor ressonante *Flyback* com grampeamento ativo convencional são expostas na Figura 23. Uma análise mais detalhada deste conversor pode ser encontrada em (WATSON; LEE; HUA, 1996) e (LIN et al., 2005).

Figura 23: Principais formas de onda do Conversor CC-CC *Flyback* com grampeamento ativo convencional.



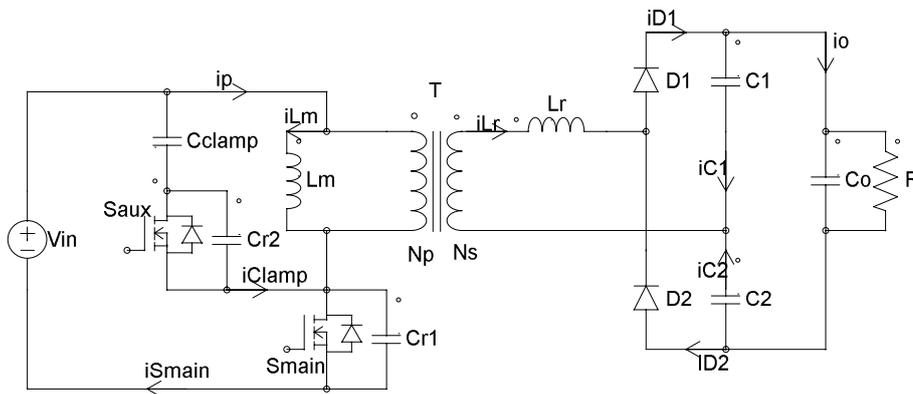
Fonte: (WATSON; LEE; HUA, 1996).

3.2 *Flyback* com Grampeamento Ativo e Dupla Conversão

Na topologia de conversor CC-CC *Flyback* com grampeamento ativo e dupla conversão, apresentada na Figura 24, utilizam-se o grampeamento ativo e adicionalmente um circuito ressonante de 3ª ordem conectado ao secundário das bobinas acopladas. Desta forma, evitam-se picos de tensão nas chaves e transfere-se energia do primário para o

secundário tanto em T_{on} , quanto em T_{off} (LEE et al., 2008). Melhora-se, assim, o fator de utilização das bobinas, além de que, através de um projeto correto dos componentes, pode-se obter ZVS para as chaves principal e auxiliar e ZCS dos diodos D_1 e D_2 evitando problemas de recuperação reversa. Espera-se que tal conversor possua uma maior eficiência se comparado ao FBGA convencional (LEE et al., 2008).

Figura 24: Conversor CC-CC *Flyback* com grameamento ativo e dupla conversão.



Fonte: Autor.

Os componentes do circuito apresentado na Figura 24 são definidos como se segue.

- S_{main} : MOSFET principal ideal modelada com diodo de corpo
- S_{aux} : MOSFET auxiliar ideal modelada com diodo de corpo
- C_{clamp} : Capacitor de *clamp*
- C_{r1} : Capacitor parasita da chave principal
- C_{r2} : Capacitor parasita da chave auxiliar
- L_m : Indutância de magnetização
- L_r : Combinação série da indutância de dispersão do secundário das bobinas acopladas com outras indutâncias adicionais
- T : Transformador ideal
- D_1 : Diodo ideal
- D_2 : Diodo ideal
- C_1 : Capacitor ressonante 1
- C_2 : Capacitor ressonante 2
- C_{out} : Capacitor de saída
- R : Resistência da carga
- V_{in} : Fonte CC de tensão

Divide-se um ciclo de chaveamento do FBGA de dupla conversão em oito etapas. As mesmas são analisadas individualmente, e definem-se as principais características do sistema em regime permanente. A razão cíclica D relaciona-se com a chave S_{main} e consideram-se as seguintes hipóteses para a análise:

- As chaves S_{main} e S_{aux} são ideais exceto por suas capacitâncias parasitas C_{r1} e C_{r2} e seus respectivos diodos de corpo;
- O capacitor C_o é grande o suficiente para que ΔV_o seja desprezível e por consequência $i_{C1} = i_{C2}$;
- As bobinas acopladas são modeladas como um transformador ideal, com a indutância magnetizante L_m conectada ao primário, e indutância de dispersão no secundário em série com outras indutâncias adicionais;
- O *ripple* de tensão sobre o capacitor de *clamp* é negligenciável, de forma que $V_C = V_{in}D/(1 - D)$ como para o FBGA convencional.

Durante o período com a chave principal ligada, o primário das bobinas acopladas encontra-se em paralelo com a fonte e, no lado secundário, o capacitor C_1 está em paralelo com a combinação série de indutâncias $L_r + L_m/N^2$. Quando as chaves alternam de estado, V_{Lm} é grampeada para V_C , recicla-se a energia armazenada no indutor ressonante e alterna-se os estados dos diodos do secundário. O capacitor C_2 encontra-se, agora, paralelo às indutâncias. Através destas colocações, e assumindo-se que a tensão sobre L_r é desprezível, definem-se os valores médios dos capacitores C_1 e C_2 , que são utilizados para futuramente.

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} = NV_{in} + NV_C = N \left(V_{in} + \frac{D}{1 - D} V_{in} \right) \quad (42)$$

Organizando-se os termos, obtém-se o ganho estático idealizado do FBGA com dupla conversão exposto em (43).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N}{1 - D} \quad (43)$$

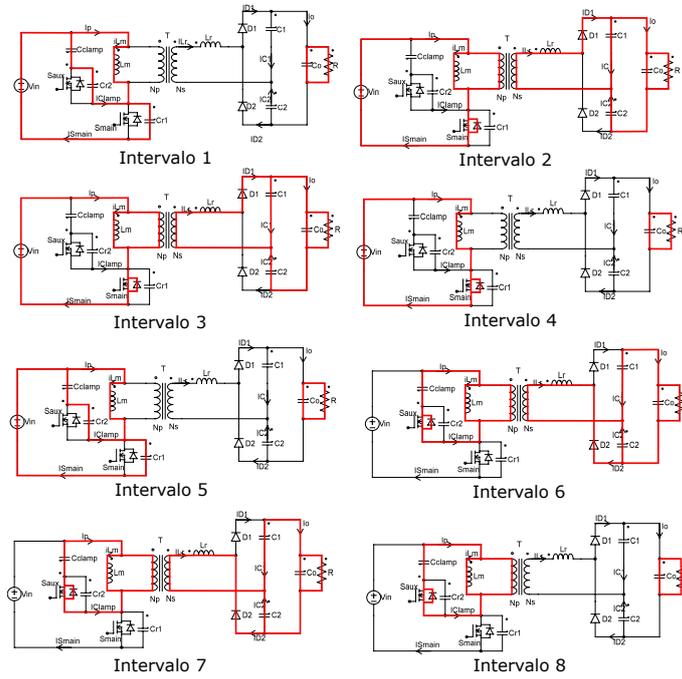
Os circuitos equivalentes para cada intervalo de funcionamento do conversor FBGA com dupla conversão apresentam-se na Figura 25.

Intervalo 1 ($t_0 \sim t_1$): Em $t = t_0$ reinicia-se o ciclo de chaveamento, momento no qual a chave auxiliar deixa de conduzir e a carga armazenada no capacitor parasita C_{r1} descarrega-se a medida que C_{r2} carrega-se. Durante este período, ambas as chaves encontram-se desligadas e os diodo de corpo de S_{main} e os diodos do secundário D_1 e D_2 não conduzem. Este intervalo, que termina quando $V_{S_{main}} = 0V$ e $V_{S_{aux}} = V_{in} + V_C$, é muito rápido devido aos pequenos valores das capacitâncias. i_{Lm} é constante.

Intervalo 2 ($t_1 \sim t_2$): Quando a tensão sobre a chave principal torna-se nula, seu diodo de corpo entra em modo de condução. Liga-se S_{main} imediatamente após $t = t_1$, garantindo-se comutação sob zero de tensão. Durante este intervalo, a energia da entrada é diretamente transferida para a saída e a corrente magnetizante i_{Lm} aumenta linearmente como apresenta-se em (44).

$$\frac{di_{Lm}(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L_m} \quad (44)$$

Figura 25: Etapas de funcionamento do conversor CC-CC *Flyback* com grameamento ativo e dupla conversão.



Fonte: Autor.

O circuito formado por L_r , C_1 e C_2 entra em modo de ressonância, de forma que pode-se escrever suas equações de estado durante T_{on} como em (45).

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} = NV_{in} - V_{C1}(t) \\ i_{L_r}(t) = C_1 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} - C_2 \frac{dV_{C2}(t)}{dt} = (C_1 + C_2) \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \end{cases} \quad (45)$$

Aplicando-se transformada de *Laplace* na equação (45) com as condições iniciais $i_{L_r}(t = t_1) = 0A$ e $V_{C1}(t = t_1) = V_{C1}$ que equivale ao valor médio sobre o capacitor C_1 , e então realizando-se a transformada inversa, encontra-se $i_{L_r}(t)$:

$$i_{L_r}(t) = \frac{NV_{in} - V_{C1}}{L_r} \sqrt{L_r(C_1 + C_2)} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_r(C_1 + C_2)}}t\right) = \frac{NV_{in} - V_{C1}}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (46)$$

Onde $Z_r = \sqrt{L_r/(C_1 + C_2)}$ é a impedância equivalente do circuito ressonante e $\omega_r = 1/\sqrt{L_r(C_1 + C_2)}$ é a frequência angular de ressonância.

Sabe-se ainda que $i_{C1} = i_{C2}$, de forma que a corrente i_o pode ser escrita como:

$$i_o(t) = i_{L_r}(t) - i_{C1}(t) = \frac{1}{2}i_{D1}(t). \quad (47)$$

Intervalo 3 ($t_2 \sim t_3$): Este intervalo inicia-se quando a corrente sobre a chave principal torna-se positiva, o que acontece enquanto a indutância magnetizante carrega-se através da fonte. O circuito ressonante comporta-se de maneira semelhante a $t_1 \sim t_2$ até que, em $t = t_3$, $\sin(\omega_r t) = 0$ e o diodo D_1 , mesmo em modo de condução, possui corrente nula.

Intervalo 4 ($t_3 \sim t_4$): Durante este período, como não há corrente fluindo no secundário das bobinas acopladas, a energia é utilizada para carregar a indutância magnetizante, que aumenta linearmente com inclinação V_{in}/L_m .

Intervalo 5 ($t_4 \sim t_5$): Desliga-se a chave principal em $t = t_4$ e o diodo D_1 inverte sua polaridade sob zero de corrente, removendo-se o problema da recuperação reversa. O capacitor parasita C_{r2} descarrega-se rapidamente e C_{r1} carrega-se, de forma que a corrente magnetizante permanece constante. Este período de tempo encerra-se quando, em $t = t_5$, a tensão sobre a chave principal vale $V_{Smain} = V_{in} + V_{C2}/N$, $V_{Saux} = 0V$ e o diodo de corpo da chave auxiliar entra em modo de condução.

Intervalo 6 ($t_5 \sim t_6$): A polaridade da tensão do primário das bobinas acopladas inverte-se, iniciando-se o intervalo 6. A chave auxiliar é ligada imediatamente após t_5 , e desta forma, garante-se sua comutação sob zero de tensão. O capacitor de *clamp* encontra-se no circuito ressonante, porém negligencia-se seu efeito pois $C_{clamp}/N^2 \gg C_1 + C_2$. Ainda, considera-se a tensão V_C constante durante um ciclo de chaveamento, de modo que pode-se encontrar a variação da corrente magnetizante como mostra-se em (48).

$$\frac{di_{Lm}(t)}{dt} = -\frac{V_C}{L_m} = -\frac{D}{1-D} \frac{V_{in}}{L_m} \quad (48)$$

Em $t = t_5$, o diodo D_2 entra em modo de condução e o circuito conectado ao secundário das bobinas acopladas entra em modo de ressonância de maneira similar ao intervalo 2. As equações de estado do circuito ressonante para este período são apresentadas a seguir.

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = NV_C - V_{C2}(t) \\ i_{Lr}(t) = C_1 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} - C_2 \frac{dV_{C2}(t)}{dt} = -(C_1 + C_2) \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \end{cases} \quad (49)$$

Manipulando-se (49), obtém-se a corrente sobre o indutor ressonante L_r para $t_5 \sim t_7$.

$$i_{Lr}(t) = -\frac{NV_C - V_{C2}}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (50)$$

Onde $Z_r = \sqrt{L_r/(C_1 + C_2)}$, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r(C_1 + C_2)}$ e V_{C2} é a tensão média sobre C_2 .

A corrente i_o vale metade do valor da corrente que flui sobre o diodo D_2 . Em $t = t_6$, o aumento na corrente do secundário faz com que a corrente do primário das bobinas acopladas i_p mude de sinal, iniciando-se o próximo período.

Intervalo 7 ($t_6 \sim t_7$): O circuito ressonante continua operando como no intervalo anterior e a corrente i_p muda de direção em um momento determinado pela frequência angular ω_r projetada. Este intervalo encerra-se quando $i_{Lr} = 0A$.

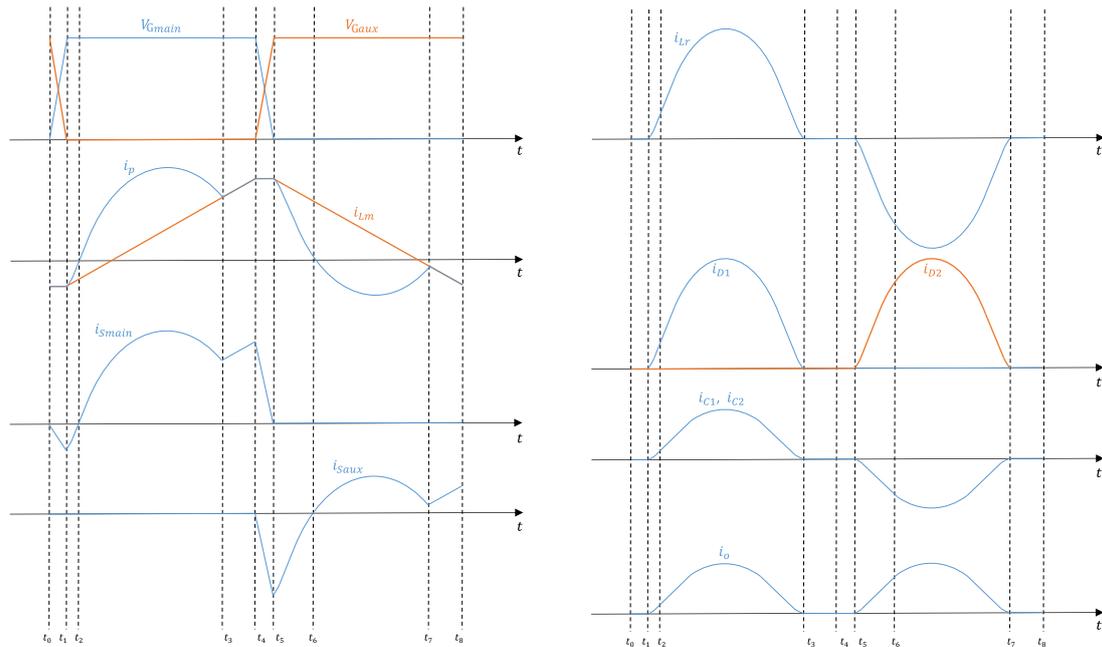
Intervalo 8 ($t_7 \sim t_8$): A análise do último intervalo é realizada observando-se que o diodo D_2 mantém-se em modo de condução mesmo com corrente nula. A corrente magnetizante continua decrescendo como em (48). Em $t = t_8 = t_0$, desliga-se a chave auxiliar e o diodo retificador D_2 é reversamente polarizado com corrente nula, evitando-se o problema conhecido da recuperação reversa. Reinicia-se o período de chaveamento T .

Por fim, obtém-se o ganho estático efetivo do sistema, exposto em (51). Neste calculo, leva-se em consideração a diferença de potencial sobre a indutância ressonante L_r conectada ao secundário das bobinas acopladas que aumenta suavemente a tensão de saída pois $L_m \gg L_r$.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N^2 L_m - L_r}{N L_m} \frac{1}{1 - D} \quad (51)$$

As formas de onda que obtém-se analiticamente para o conversor CC-CC FBGA e dupla conversão apresentam-se na Figura 26.

Figura 26: Formas de onda analíticas do conversor CC-CC *Flyback* com grampeamento ativo e dupla conversão.



Fonte: Autor.

Na Figura 26, V_{Gmain} e V_{Gaux} são, respectivamente, os sinais de gatilhos dos MOSFETs principal e auxiliar. As comutações em zero de tensão das chaves principal e auxiliar podem ser verificadas pelos picos negativos de corrente de I_{Smain} e I_{Saux} , enquanto as comutações em zero de corrente dos diodos retificadores apresentam-se no gráfico com os sinais I_{D1} e I_{D2} . Comparando-se as formas de onda das Figuras 23 e 26, pode-se perceber que os princípios de funcionamento dos conversores possuem diferenças, que são melhor analisadas após a realização dos projetos e simulações em malha aberta.

4 PROJETOS, SIMULAÇÕES E RESULTADOS DOS CONVERSORES *FLYBACK* COM GRAMPEAMENTO ATIVO

4.1 Projetos dos conversores

Com base nos modelos e estudos apresentados no capítulo anterior, decide-se por projetar os dois conversores CC-CC, a fim de comparar seus desempenhos em regime permanente e confirmar que suas formas de onda correspondem às obtidas analiticamente. Para tal, utilizam-se as especificações de projeto apresentadas abaixo para, primeiramente, calcularem-se os componentes comuns em ambos os conversores.

- $V_{in} = 40V$
- $V_o = 311V$
- $P_o = 350W$
- $f = 50kHz$
- $\Delta V_o = 0,1V$

Fixa-se a tensão de entrada em $40V$, pois nos próximos passos realizam-se simulações do conversor conectado a um painel fotovoltaico, cuja tensão máxima encontrado no MPP é aproximadamente $40V$. Além disso, a tensão de saída V_o escolhida corresponde ao potencial adequado para sincronização com um conversor CC-CA com saída $220V$ e frequência $60Hz$. Ressalta-se, que quando conecta-se um inversor à saída do conversor CC-CC, a resistência da carga torna-se variável em função da razão cíclica do inversor, de modo que a relação entre tensão e corrente de saída pode ser variada fixando-se a tensão sobre a carga em $311V$ independentemente da potência de saída.

Para as simulações realizadas, como suprime-se a utilização de um inversor na saída do conversor CC-CC, calcula-se a carga necessária para satisfazer as especificações de tensão da saída como $R_{carga} = 311^2/350 = 276,346\Omega$, que arredonda-se para $R_{carga} = 275\Omega$, de modo que a potência máxima de saída eleva-se suavemente para $P_o = 351.71W$.

Os valores que se obtém para os componentes e outras relações são apresentadas na Tabela 1.

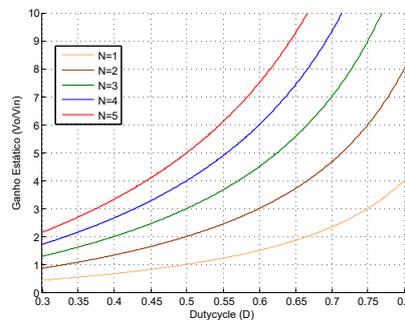
Tabela 1: Valores dos componentes e razões cíclicas obtidas para os conversores projetados.

	FBGA convencional	FBGA dupla conversão
R	275Ω	275Ω
D	0,6715	0,484
N_s/N_p	4	4
L_r	$1\mu H$	$1\mu H$
C_o	$150\mu F$	$150\mu F$
C_{clamp}	$4,7\mu F$	$150\mu F$
L_m	$530\mu H$	$15\mu H$
C_{r1}	$200pF$	$100pF$
C_{r2}	-	$100pF$
C_1	-	$1\mu F$
C_2	-	$1\mu F$

4.1.1 Flyback com Grampeamento Ativo Convencional

Inicialmente calcula-se o ganho estático necessário, $GE = V_o/V_{in} = 311/40 = 7,775$. Variando-se o valor da razão cíclica (D) e a relação de espiras ($N = N_s/N_p$) na equação (32), obtém-se o gráfico mostrado na Figura 27 que auxilia na escolha da melhor relação entre estes parâmetros.

Figura 27: Ganho estático versus razão cíclica do Flyback com grampeamento ativo para diferentes relações de espiras.



Fonte: Autor.

Através da análise do gráfico, verifica-se que as curvas $N = 1$ e $N = 2$ exigem uma razão cíclica $D > 0,75$ para a obtenção dos ganhos desejados e, por este motivo, são descartadas. Ponderam-se os dados e fixa-se a relação de espiras como $N = N_s/N_p = 4$, de forma que, resolvendo-se (32), encontra-se $D = 0,661$.

A partir do equacionamento para a variação de carga ΔQ do capacitor C_o , pode-se relacionar o *ripple* de tensão desejado com a capacitância de saída necessária como mostra (52) (HART, 2011).

$$\Delta Q = C_o \Delta V_o = \frac{DP_o}{fV_o} \quad (52)$$

Isolando-se C_o , tem-se

$$C_o = \frac{DP_o}{fV_o \Delta V_o} = \frac{0,661 \times 351,7}{50 \cdot 10^3 \times 311 \times 0,1} = 1,495 \cdot 10^{-4} F. \quad (53)$$

Escolhe-se $C_o = 150\mu F$ por arredondamento.

O passo seguinte consiste em selecionar a indutância magnetizante das bobinas acopladas. De acordo com Alganidi (2017), o grampeamento ativo não afeta significativamente a corrente no primário do transformador e L_m não interfere na comutação sob zero de tensão das chaves Watson, Lee e Hua (1996), de forma que pode-se escolher L_m com base no *ripple* desejado para a corrente magnetizante. Para tal, utiliza-se a equação (54) com $\Delta i_{L_m} = 1A$ a fim de reduzir as perdas magnéticas (LÍBANO, 2018).

$$L_m = \frac{V_{in}D}{f\Delta i_{L_m}} = \frac{40 \times 0,661 \times 2 \cdot 10^{-5}}{1} = 528,8 \cdot 10^{-6}H \quad (54)$$

Por arredondamento, escolhe-se $L_m = 530\mu H$.

Utiliza-se agora, a equação (55) para obtenção da corrente máxima sobre a chave principal ($I_{S_{main,p}}$), necessária à escolha do tamanho do indutor ressonante L_r .

$$I_{S_{main,p}} = \frac{P_o}{V_{in}D} + \frac{V_{in}}{L_m}DT = \frac{350}{0,85 \times 40 \times 0,661} + \frac{40}{530 \cdot 10^{-6}} \times 0,661 \times 2 \cdot 10^{-5} = 16,5736A \quad (55)$$

O valor da capacitância parasita C_{oss} efetiva é obtida pelo *datasheet* do MOSFET FCH20N60 da Fairchild *Semiconductor*, onde encontra-se $C_{oss,eff} = 110pF$. Para a análise, considera-se C_r como a combinação paralela das capacitâncias parasitas da chave principal e auxiliar. Define-se $C_r = 200pF$. Sabe-se que a energia armazenada em L_r deve ser maior do que a do capacitor parasita para operação ZVS da chave principal.

Tem-se as informações necessárias para a definição da indutância ressonante mínima. A relação de energia entre os dois componentes ressonantes pode ser expressa como se segue:

$$L_r I_{S_{main,p}}^2 > C_r \left(V_{in} + \frac{1}{N} V_o \right)^2. \quad (56)$$

Isolando-se L_r , tem-se

$$L_r > \frac{C_r (V_{in} + \frac{1}{N} V_o)^2}{I_{S_{main,p}}^2}. \quad (57)$$

Por fim, substituem-se os valores das variáveis já conhecidas e obtém-se o domínio de L_r como

$$L_r > \frac{200 \cdot 10^{-12} (40 + \frac{311}{4})^2}{16,5736^2} \quad (58)$$

que resulta em

$$L_r > 10,095 \cdot 10^{-9}H. \quad (59)$$

Com base na região de interesse identificada, decide-se por não escolher um indutor tão pequeno, pois a frequência de ressonância eleva-se e torna-se necessário um capacitor de *clamp* maior, mas também não muito grande pois gera picos de tensão elevados devido à rápida variação da corrente. Fixa-se $L_r = 1\mu H$.

Tem-se agora o necessário para o cálculo da razão cíclica efetiva através de (33). Encontra-se $D_{eff} = 0,6498$ e obtém-se a diferença $D - D_{eff} = 0,0112$. Desta forma,

sabe-se que será necessária a aplicação de uma razão cíclica $D = D + 0,0112 = 0,6715$ para a obtenção do ganho estático definido.

Segundo Lin et al. (2005), o indutor L_r e o capacitor C_{clamp} completam meio período de ressonância durante aproximadamente o tempo de chave desligada T_{off} . Pode-se projetar o capacitor de grampeamento como

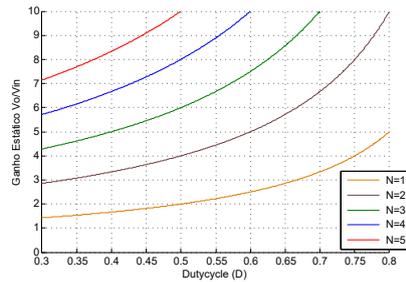
$$C_{clamp} = \frac{[(1 - D)T]^2}{\pi^2 L_r}. \quad (60)$$

Substituindo-se os valores de D , T e L_r definidos anteriormente, obtém-se $C_{clamp} = 4,657 \cdot 10^{-6}$. Arredondando-se, conclui-se o projeto com $C_{clamp} = 4,7 \mu F$.

4.1.2 Flyback com Grampeamento Ativo e Dupla Conversão

Com base nas especificações apresentadas no início da Seção 4, procura-se a razão cíclica D necessária para a obtenção do ganho estático desejado $GE = 7,775$. Do mesmo modo como no projeto do *Flyback* convencional, plota-se o gráfico de GE versus D para diferentes relações de espiras das bobinas acopladas, como mostra a Figura 28.

Figura 28: Ganho estático versus razão cíclica do *Flyback* com grampeamento ativo e dupla conversão para diferentes relações de espiras.



Fonte: Autor.

Analisa-se o gráfico com o intuito de encontrar a relação de espiras adequada para a operação dentro da zona linear ($0,3 \sim 0,6$) e destacam-se novamente as curvas $N = 3$ e $N = 4$. Tem-se, respectivamente, $D = 0,614$ e $D = 0,484$. Outro fator relevante para a definição de N e D é o dimensionamento da indutância magnetizante, que depende destes fatores como é mostrado em (61). Plota-se o valor crítico de L_m para diferentes relações de espiras e razões cíclicas como mostra a Figura 29.

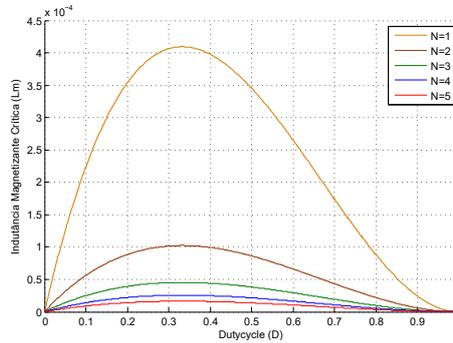
$$L_m < \frac{D(1 - D)^2 V_o^2 T}{2N^2 P_o} \quad (61)$$

Verificam-se os pontos $D = 0,614$ e $D = 0,484$ nas curvas $N = 3$ e $N = 4$ e encontram-se, respectivamente, $L_m = 28,09 \mu H$ e $L_m = 22,26 \mu H$, que são valores parecidos. Desta forma, escolhe-se a relação de espiras $N = N_s/N_p = 4$, também utilizada no FBGA convencional, que exige menor razão cíclica.

Conforme identificou-se anteriormente, tem-se $L_m < 22,26 \cdot 10^{-6} H$. Fixa-se $L_m = 15 \mu H$, afastando-se do ponto crítico e garantindo-se que a corrente magnetizante apresente uma inversão de sinal dentro de cada ciclo de chaveamento.

O passo seguinte consiste em dimensionar os capacitores ressonantes do secundário das bobinas acopladas, C_1 e C_2 . Os mesmos são projetados para operação ZCS dos diodos retificadores D_1 e D_2 , que depende da frequência ressonante e da razão cíclica (LEE et

Figura 29: Indutância magnetizante crítica versus razão cíclica do *Flyback* com grampeamento ativo e dupla conversão para diferentes relações de espiras.



Fonte: Autor.

al., 2008). Utiliza-se o menor período dentro de um ciclo de chaveamento, no caso T_{on} , e encontra-se o valor crítico para a soma das capacitâncias $C_1 + C_2$ através da seguinte relação,

$$C_1 + C_2 < \frac{D^2 T^2}{\pi^2 L_r}. \quad (62)$$

Escolhe-se o valor do indutor ressonante como $L_r = 1 \mu H$, valor que também utiliza-se no FBGA convencional, para dar continuidade ao projeto. Desta forma, através da equação (62), encontra-se o valor crítico para os capacitores ressonantes $C_1 + C_2 < 9,4940 \cdot 10^{-6}$. Através da equação (63), pode-se verificar que, quanto menor for a soma $C_1 + C_2$, menor é a capacitância C_{clamp} necessária,

$$C_{clamp} \gg N^2(C_1 + C_2). \quad (63)$$

Por último, como apresentado em (63), fixa-se a capacitância de *clamp* com o intuito de que, refletida para o secundário das bobinas acopladas, a mesma não influencie nas características no tanque ressonante. Assim, projeta-se $C_{clamp} = 150 \mu F$ de forma que a condição é satisfeita e seu efeito é desprezível dentro da rede ressonante formada por C_{clamp}/N^2 , $C_1 + C_2$ e L_r durante T_{off} .

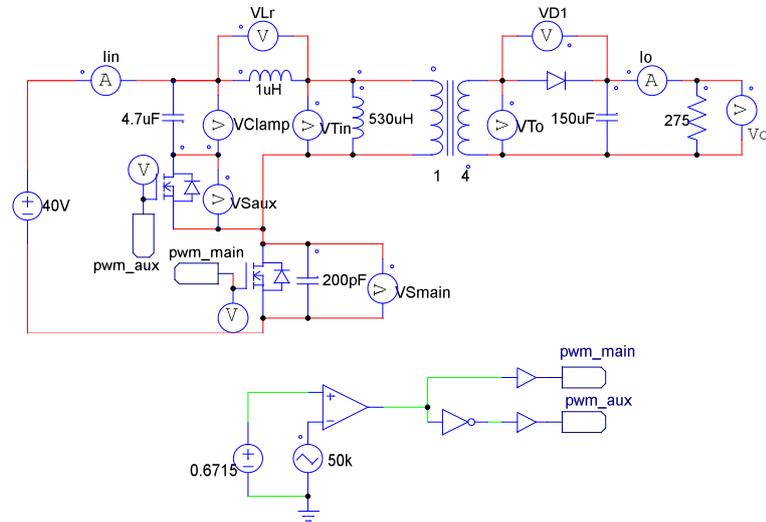
4.2 Simulações e Resultados dos Conversores em Regime Permanente

Após a conclusão do estudo analítico e projeto de cada um dos conversores, utiliza-se o ambiente do *software* PSIM, onde empregam-se os valores obtidos na Seção anterior, e realizam-se simulações em malha aberta dos conversores estudados com componentes ideais com foco em sua operação em regime permanente. Assim, tem-se confirmação de que as formas de ondas obtidas analiticamente estão corretas e que o projeto atende às especificações. Além disso, analisam-se as tensões e correntes nos componentes para localizar onde encontram-se as maiores fontes de perdas. A Figura 30 mostra o FBGA convencional no ambiente de simulação.

Simulando-se o circuito com razão cíclica fixa e excitando-o com uma fonte de tensão constante de $40V$, obtém-se as formas de onda apresentadas na Figura 31.

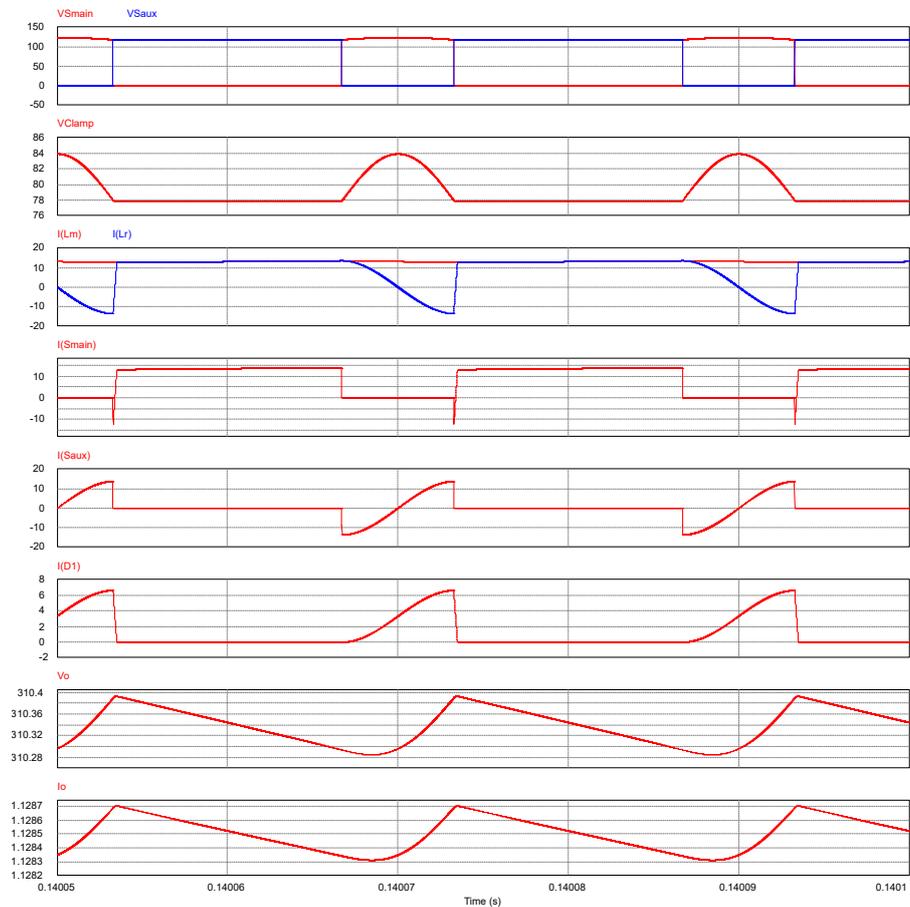
As formas de onda obtidas assemelham-se às encontradas analiticamente. Assim, percebe-se que ambas as chaves transitam do estado interrompido para o modo de condução sob zero de tensão, além de que o pico de tensão sobre a chave é devidamente grampeado

Figura 30: Esquema do *Flyback* com grameamento ativo convencional que se utiliza no ambiente de simulação.



Fonte: Autor.

Figura 31: Formas de onda em regime permanente do *Flyback* com grameamento ativo convencional simulado.

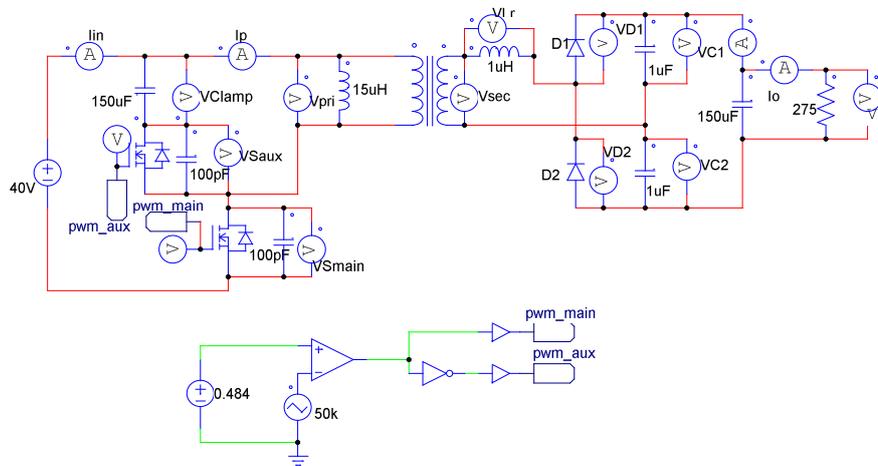


Fonte: Autor.

pelo capacitor C_{clamp} . De maneira geral, os circuitos comportam-se da maneira esperada em RP. Considera-se o diodo retificador D_1 como ideal, mas tem-se o conhecimento de que, mesmo com a variação da corrente regulada pelo tamanho do indutor ressonante como em (41), o mesmo é reversamente polarizado enquanto ainda há fluxo de corrente, ocasionando problemas de recuperação reversa como é mostrado na Figura 12 da Seção 2.2.2.

Em seguida, simula-se o *Flyback* com grameamento ativo de dupla conversão no secundário do transformador para, enfim, comparar os resultados. O circuito simulado é apresentado na Figura 32.

Figura 32: Esquema do *Flyback* com grameamento ativo e dupla conversão que se utiliza no ambiente de simulação.



Fonte: Autor.

Obtém-se as formas de onda em regime permanente que são mostradas nos gráficos da Figura 33.

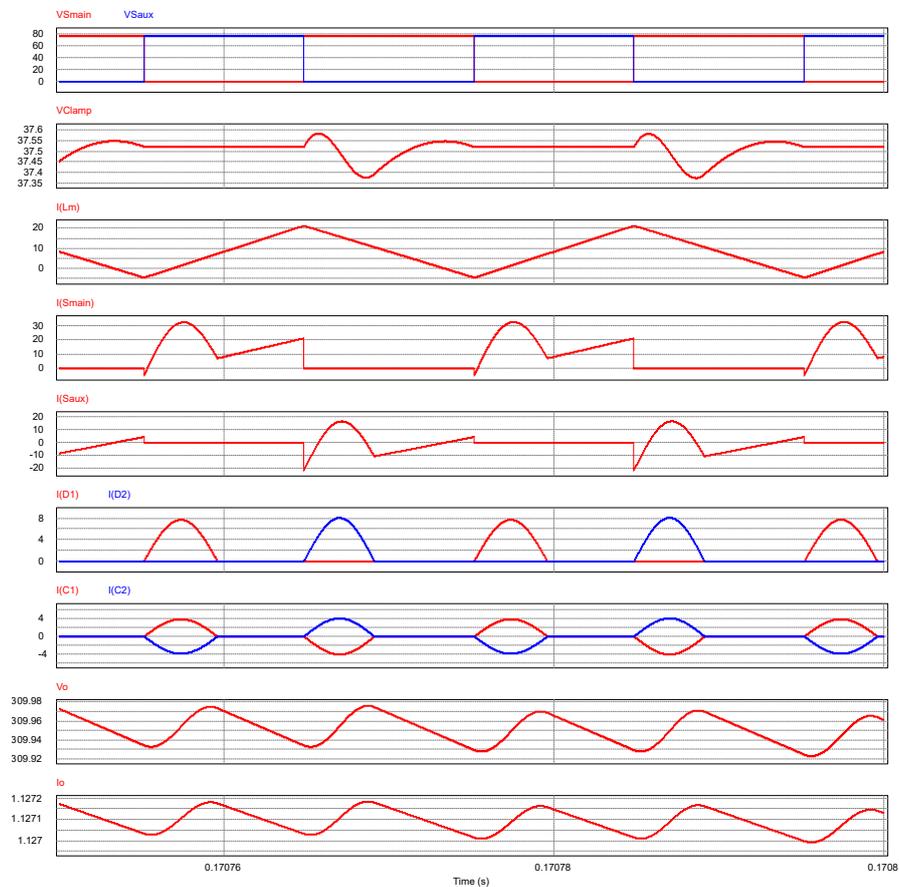
Como projetado, a corrente magnetizante i_{Lm} inverte de sinal dentro de um ciclo de chaveamento, possibilitando-se a comutação em zero de tensão da chave principal. Além disso, a chave secundária atinge ZVS naturalmente graças ao sentido da corrente do circuito de grameamento durante T_{on} . Os diodos do secundário D_1 e D_2 transitam de estado quando não há mais corrente circulando, evitendo-se a recuperação reversa.

Pode-se agora, analisar o desempenho dos dois circuitos em RP e malha aberta alimentados por uma fonte ideal de tensão. Primeiramente, levantam-se os valores das correntes e tensões do sistema dentro de um ciclo de chaveamento, que apresentam-se na Tabela 2. Dependendo da variável, empregam-se os valores de pico, representados por terminação “, p ” ou os valores *Root Mean Square* (terminação “, RMS ”), que encontram-se através da relação (64) para um sinal X genérico.

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) dt} \quad (64)$$

A diferença na variação de corrente magnetizante Δi_{Lm} dos circuitos é significativa, o que se justifica porque projetou-se a indutância do convencional com o intuito de estabilizar o *ripple*, enquanto a indutância L_m do FBGA com dupla conversão, para inverter o sinal da corrente dentro do ciclo de chaveamento, o que pode acarretar em maiores perdas no entreferro.

Figura 33: Formas de onda em regime permanente do conversor *Flyback* com grampeamento ativo e dupla conversão simulado.



Fonte: Autor.

Tabela 2: Comparação dos resultados dos conversores FBGA.

	FBGA convencional	FBGA dupla conversão
Δi_{Lm}	0,994A	25,798A
$V_{Smain,p}$	123,933V	77,582V
$V_{Saux,p}$	117,931V	77,520V
$V_{D1,p}$	470,084V	310,023V
$V_{D2,p}$	-	310,012V
$i_{Smain,RMS}$	10,790A	13,349A
$i_{Smain,p}$	13,770A	32,511A
$i_{Saux,RMS}$	5,534A	6,010A
$i_{Saux,p}$	13,735A	21,276A
$i_{Lr,p}$	13,735A	8,063A
$i_{D1,RMS}$	2,409A	2,559A
$i_{D2,RMS}$	-	2,613A
$i_{C1,RMS}$	-	1,829A
P_{out}	350,218W	349,343W

No *Flyback* convencional, utiliza-se uma razão cíclica mais elevada devido às suas características e o projeto razoável da relação de espiras. Desta forma, sabe-se que o mesmo opera mais próximo à zona não-linear de ganho estático, o que reduz a precisão do controle no rastreamento de máxima potência caso ocorra um aumento da tensão de entrada. Além disso, a queda de tensão sobre as chaves é superior se comparadas as do FBGA concorrente. Tal fato gera a necessidade de MOSFETs mais robustos, porém não esperam-se maiores perdas graças a comutação em zero de tensão durante a transição *off-on* e o a ação do grampeamento ativo durante *on-off*.

As correntes i_{Smain} e i_{Saux} apresentam-se com valores RMS e de pico maiores para o FBGA com dupla conversão esperando-se, assim, uma maior dissipação de energia sobre as chaves durante seu modo de condução. Isto ocorre, pois o valor da razão cíclica para o ponto de operação é menor, de modo que, durante o intervalo que utiliza-se para coletar energia da entrada, exige-se uma maior corrente para atingir as especificações de potência. Além disso, projetou-se o conversor para operar sem perder suas características relevantes fora do ponto de operação para o qual foi especificado, o que ocasionou em uma frequência angular ressonante quase duas vezes maior que a frequência de chaveamento. Por outro lado, a corrente de pico sobre o indutor ressonante é inferior para o caso com dupla conversão, pois o mesmo encontra-se conectado ao secundário das bobinas acopladas.

O estresse de tensão sobre o diodo retificador do *Flyback* com grampeamento ativo convencional é maior, pois $V_{D1} = \frac{N_s}{N_p} V_{in} + V_o$, enquanto no circuito concorrente a tensão sobre os dois diodos retificadores é grampeada pela tensão de saída V_o . Além disso, o fato de que o FBGA convencional não comuta em zero de corrente somado ao seu maior estresse de tensão, podem gerar perdas significativas em um circuito com componentes reais.

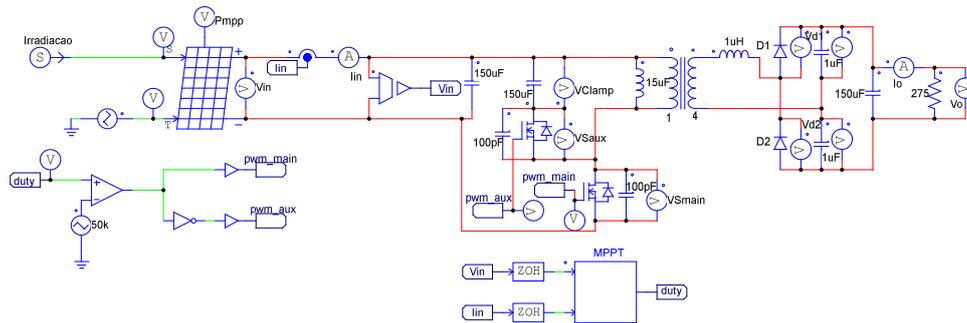
Com base nas considerações, decide-se por utilizar o conversor CC-CC que melhor adéqua-se, sem perder eficiência, às diferentes relações de tensão e corrente de entrada esperadas de um painel fotovoltaico. Através da Figura 33 pode-se verificar que o *Flyback* com grampeamento ativo e dupla conversão possui a capacidade de operar com uma gama grande de razões cíclicas e potenciais sem perder suas características, sendo assim o escolhido para a aplicação.

4.3 Simulação e Resultados do *Flyback* com Grampeamento Ativo e Dupla Conversão Alimentado por Painel Solar e Controlado por Algoritmo MPPT

Por fim, a fim de verificar o desempenho do sistema no rastreamento do MPP e estimar sua eficiência empírica dentro da aplicação estudada, conecta-se o conversor CC-CC *Flyback* com grampeamento ativo e dupla conversão ao painel solar e controla-se sua razão cíclica através do algoritmo MPPT. O circuito completo que utiliza-se no ambiente de simulação apresenta-se na Figura 34.

Escolhe-se como base um painel solar que possua potência e especificações do ponto de máxima potência próximas ao ponto de operação para o qual projetou-se o conversor. Encontra-se o módulo da marca Vikram Solar monocristalino, que é constituído por 72 células fotovoltaicas, cuja potência máxima pode ser selecionada entre 365W e 385W (SOLAR, s.d.). As características do modelo escolhido nas condições de teste padrão são mostradas na Tabela 3.

Figura 34: Circuito utilizado no ambiente de simulação do *software* PSIM.



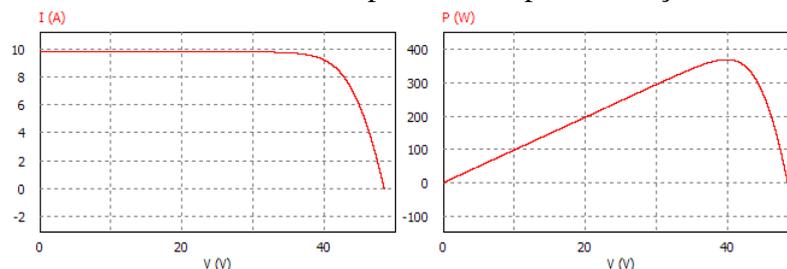
Fonte: Autor.

Tabela 3: Características do painel solar escolhido para as simulações.

Potência Máxima P_{max}	370W
Tensão Máxima V_{mpp}	40V
Corrente Máxima I_{mpp}	9,26A
Tensão de Circuito Aberto V_{oc}	48,5V
Corrente de Curto-Circuito I_{sc}	9,84A
Eficiência do Módulo η	19,07%
T_c da Tensão de Circuito Aberto β	-0,28%/°C
T_c da Corrente de Curto-Circuito α	0,057%/°C
T_c da Potência γ	0,39%/°C
Limite de Tensão do Sistema	1500V
Limites de Temperatura	-40°C até +85°C

Inserem-se os parâmetros retirados do *datasheet* no modelo físico do painel solar disponibilizado pelo *software* PSIM, que constrói, com base nas informações fornecidas, as curvas características de tensão versus potência e corrente ilustradas na Figura 35.

Figura 35: Curvas características do painel solar para condições de teste padrão.



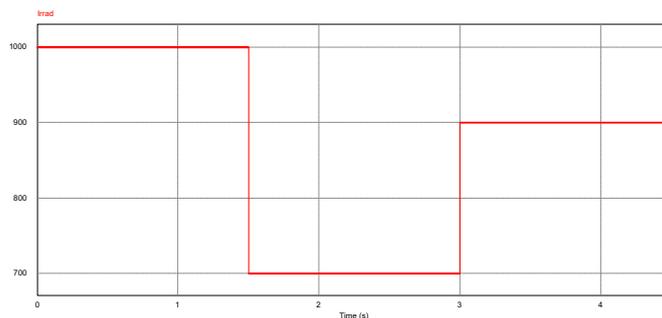
Fonte: Autor.

Verifica-se que a potência máxima fornecida pelo painel solar nas condições de teste padrão, calculada pelo PSIM, é de 370,48W, quando a tensão de MPP vale 39,87V e a corrente 9,29A.

Nas simulações iniciais deste capítulo, realizam-se saltos na irradiação como mostra-se na Figura 36, e mantém-se a temperatura constante em 25°C. Tais variações podem-se considerar análogas a variações rápidas no nível de insolação do painel.

A fim de verificar-se o desempenho dos dois métodos de rastreamento do ponto de máxima potência analisados na revisão bibliográfica, utilizaram-se os códigos presentes

Figura 36: Comportamento da irradiação dentro do período simulado.



Fonte: Autor.

no Apêndice A, com alteração no ponto inicial para $D_{t=0s} = 0,4$ e passo de rastreamento fixo de $0,004$. O valor que escolhe-se para ΔD relaciona-se à variação mínima para o passo de rastreamento, quando utiliza-se o microcontrolador Arduino Nano. Como normalmente executam-se os algoritmos MPPT com frequência entre $20Hz$ e $100Hz$ (FEMIA et al., 2017), escolhe-se um valor intermediário de $50Hz$, que faz com que o ciclo de controle seja executado a cada $20ms$. Através das simulações, obtém-se os gráficos da Figura 37 para o método Perturbar e Observar, e da Figura 38 para o algoritmo Condutância Incremental. Abaixo dos gráficos maiores, que contemplam a simulação completa de $4,5$ segundos, encontram-se as formas de onda ampliadas para cada valor de irradiação após a estabilização do algoritmo MPPT. Desta forma, pode-se verificar o comportamento do sistema em torno do ponto de ótimo de operação.

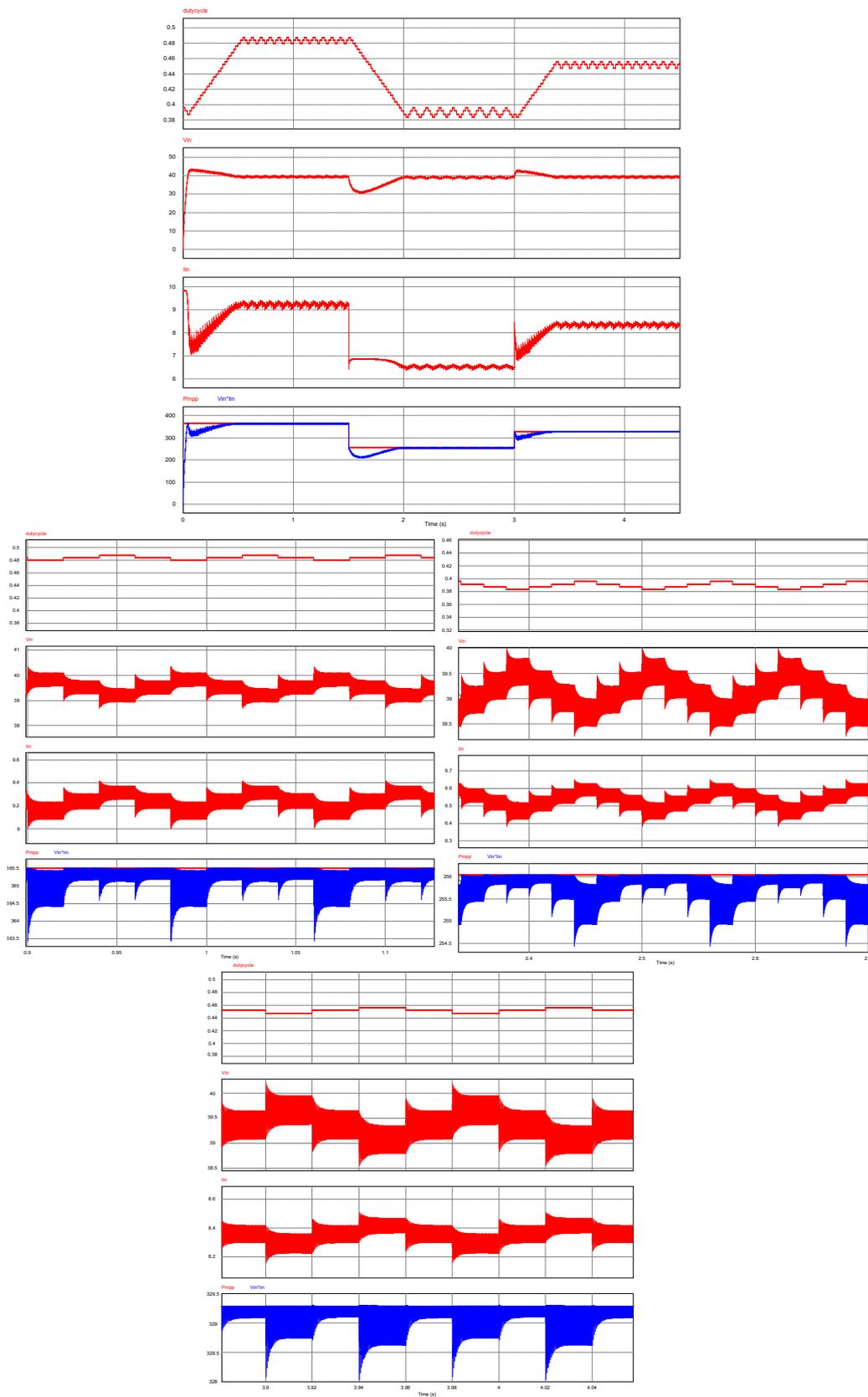
Pode-se concluir através da análise das ampliações presentes abaixo do gráfico com a simulação completa, que, dentro de cada ciclo do controle, a tensão e corrente do painel solar possuem tempo suficiente para estabilizar, de forma que julga-se adequado o período de $20ms$ que definiu-se entre as variações no *dutycycle*. Além disso, o algoritmo P&O levou aproximadamente $0,5$ segundos para estabilizar quando realizou-se um salto de $-300W/m^2$ e $\approx 0,4s$ para o salto de $200W/m^2$. As oscilações que se percebem na tensão e corrente de entrada, V_{in} e I_{in} , são decorrentes do chaveamento em $50kHz$ do conversor. Verifica-se ainda, que o algoritmo não apresentou as características da oscilação mínima no ponto com menor potência disponível.

Simula-se agora o sistema controlado através do algoritmo Condutância Incremental, que pode-se verificar em A.2, obtendo-se os gráficos da Figura 38, onde também mostram-se as formas de onda ampliadas para cada valor de irradiação em torno do MPP.

Os tempos de assentamento que obtém-se para o InC são os mesmos que para o método P&O. Isso ocorre, pois os passos de rastreamento são similares em ambas as simulações de modo que esperam-se diferenças somente quando o ponto de máxima potência é encontrado. Como pode-se verificar para o caso em que a potência disponível é menor do que a do ponto de operação para o qual o conversor foi projetado, o valor da razão cíclica oscila entre apenas dois valores, o que indica uma maior aproximação do ponto de operação com o MPP do painel solar.

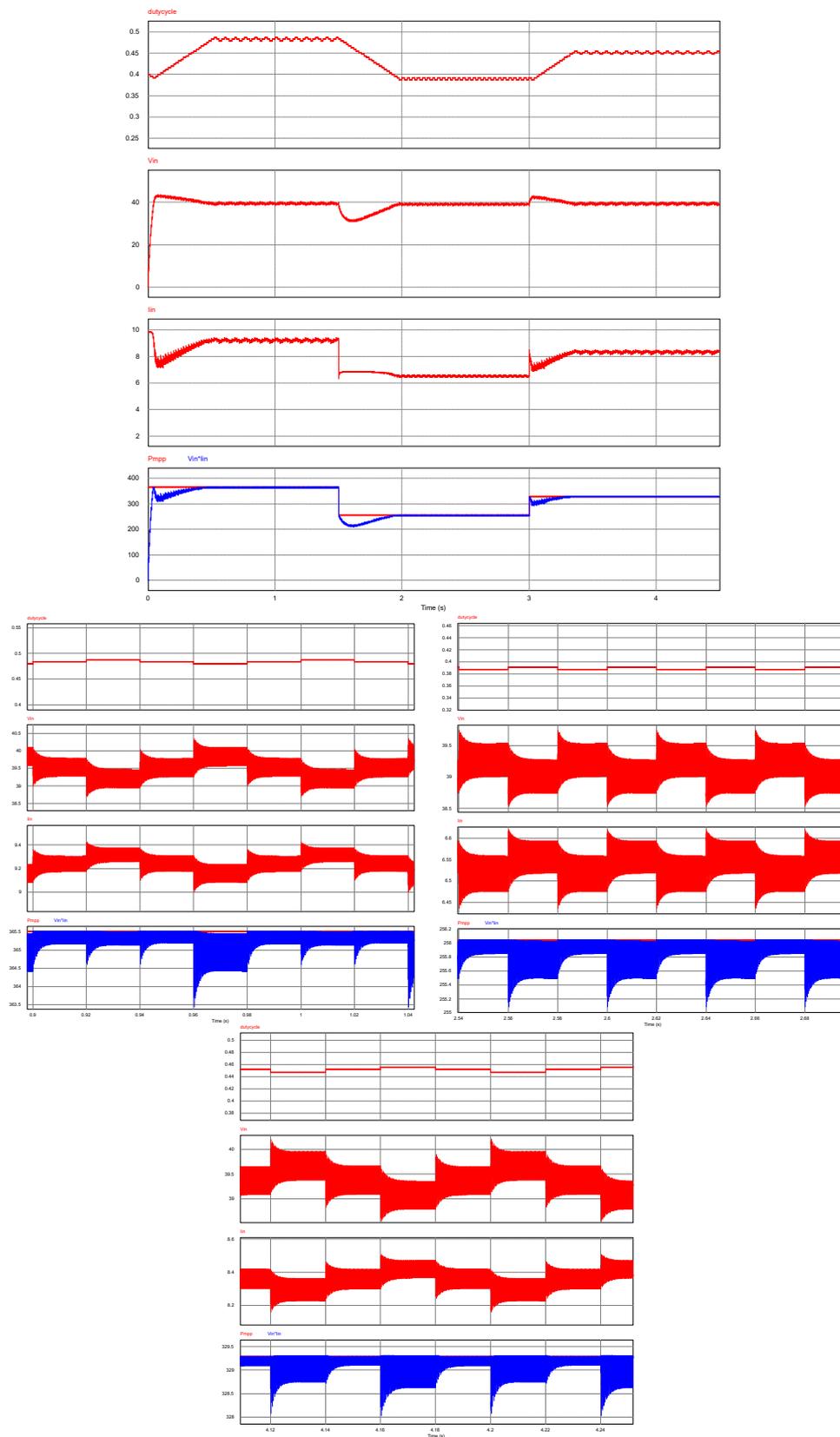
De acordo com Femia et al. (2017), a eficiência do método MPPT pode ser medida pela equação (65), onde $P(t)$ é a potência extraída a cada instante de tempo e $P_{MPP}(t)$ corresponde à potência do ponto de máxima potência.

Figura 37: Comportamento do algoritmo MPPT Perturbar e Observar com zoom nas formas de onda durante operação em torno do MPP para cada valor da irradiação.



Fonte: Autor.

Figura 38: Comportamento do algoritmo MPPT Condutância Incremental com zoom nas formas de onda durante operação em torno do MPP para cada valor da irradiação.



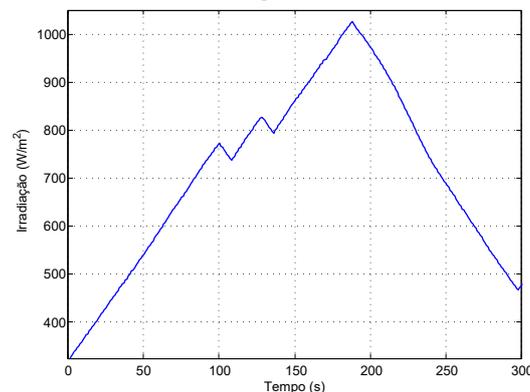
Fonte: Autor.

$$\eta_{MPPT} = \frac{\int_{t_1}^{t_2} P(t) dt}{\int_{t_1}^{t_2} P_{MPP}(t) dt} \quad (65)$$

Para ambos os algoritmos, calculam-se eficiências acima de 99% após a estabilização em torno do ponto de máxima potência, de modo que julgam-se ambos os métodos como adequados à aplicação. Como verificam-se bons resultados para os dois algoritmos, escolhe-se o método Perturbar e Observar para as futuras simulações e para testes na implementação prática, pois o mesmo é reconhecido por sua baixa complexidade e facilidade de implementação.

Nas simulações seguintes, deseja-se analisar especificamente o desempenho do conversor FBGA com dupla conversão em malha fechada e operando em pontos diferentes do ponto de projeto. Para aproximar a simulação de condições reais, empregam-se dados de irradiação coletados a cada segundo dentro do período de um dia, de painéis solares instalados em um parque fotovoltaico em Alderville (Canada). Os dados disponibilizados pertencem a módulos posicionados estrategicamente dentro do parque, e são organizados pelas condições climáticas no dia da aquisição. Dentre as diversas informações disponíveis, retirou-se uma amostra de 300s do dia 12/08/2015, quando a radiação solar era muito variável como mostra-se na Figura 39.

Figura 39: Comportamento da irradiação solar dentro da amostra selecionada.



Fonte: Autor.

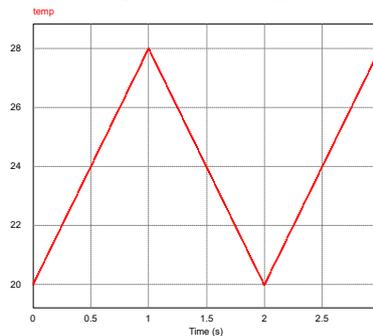
Devido à restrição no número de pontos máximos calculados pelo *software* PSIM e para que não sejam perdidas informações relevantes sobre o comportamento do conversor, comprimiram-se tais dados para 3 segundos de simulação. Para compensar o mencionado, aumentou-se a frequência de cálculo do *dutycycle* realizada pelo algoritmo em 100 vezes, que resulta em $5kHz$. Com tal alteração, ressalta-se que a tensão e corrente do painel solar não atingem o regime permanente entre cada ciclo de controle. Neste momento, tal fato não apresenta grandes preocupações, pois o desempenho do algoritmo para a frequência de $50Hz$ já foi analisado, e, como comentado anteriormente, deseja-se verificar o desempenho do FBGA com dupla conversão em diferentes pontos de operação. Buscando-se aumentar a precisão no rastreamento do algoritmo Perturbar e Observar, reduz-se o passo de rastreamento da simulação seguinte para $\Delta D = 0,001$.

A curva apresentada na Figura 39 foi gerada no *software* Matlab, de forma que necessite de uma co-simulação entre o mesmo e o Powersim para que utilizem-se tais dados durante as simulações. Isso torna-se possível através da funcionalidade “Simcoupler”, que possibilita o compartilhamento de informações entre os dois programas. A amostra

selecionada é enviada a partir de um diagrama de blocos implementado no Simulink e é injetada no terminal superior do módulo fotovoltaico da Figura 34.

Utilizou-se o algoritmo MPPT P&O cujo código, que encontra-se no Apêndice A.1, foi inserido no “Bloco C” disponível no ambiente de simulação. Além disso, utilizou-se uma onda triangular, cuja característica apresenta-se na Figura 40, com o intuito de variar a temperatura do módulo.

Figura 40: Comportamento da temperatura do painel solar durante as simulações.



Fonte: Autor.

O gatilho das chaves principal e auxiliar é realizado complementarmente através da conexão de uma das saídas da onda PWM em uma porta lógica inversora. A variação entre os tempos T_{on} e T_{off} é obtida através da comparação do valor do *dutycycle* com uma onda triangular de frequência $50kHz$. Desta forma, quando o valor da razão cíclica é superior ao da onda triangular, tem-se nível lógico alto na saída.

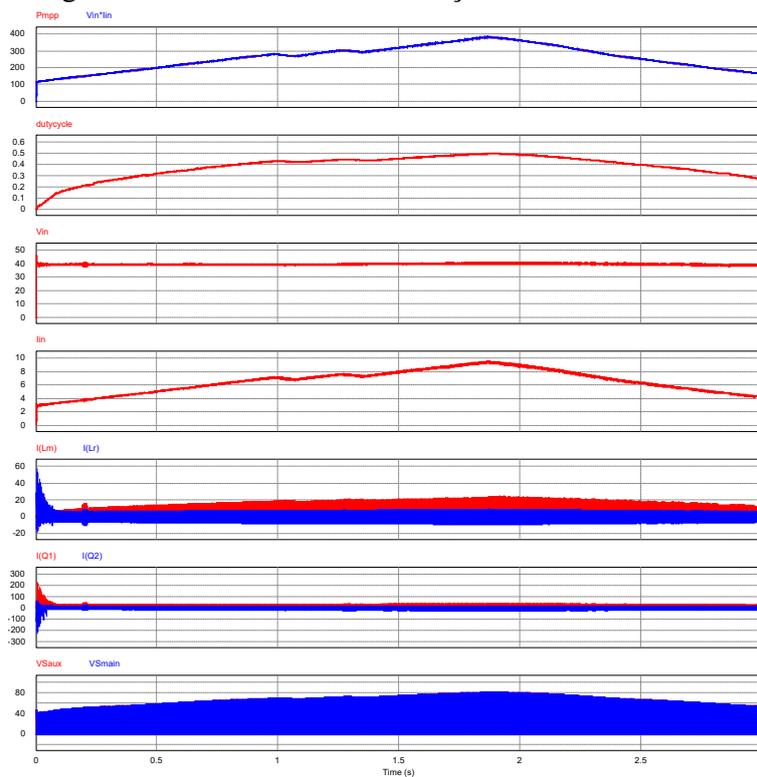
Finalmente, simula-se o circuito e obtém-se as formas de onda expostas em 41, onde $I(Q1)$ e $I(Q2)$ são respectivamente as correntes na chave principal e auxiliar; $I(Lm)$ é a corrente magnetizante; e $I(Lr)$ corresponde à corrente sobre o indutor ressonante.

Como pode-se verificar através da análise dos gráficos, o algoritmo P&O atua corretamente na alteração do *dutycycle* para rastreamento do ponto de máxima potência, de modo que percebe-se que as curvas da potência efetiva extraída do painel solar $V_{in} \times I_{in}$ e a potência total disponível P_{mpp} parecem idênticas. Durante a partida do sistema, há picos de corrente que ocorrem devido à grande variação na irradiação sobre o painel solar em $t = 0s$. O sistema estabiliza-se rapidamente e seu comportamento de maneira geral corresponde ao esperado.

A fim de certificar-se de que o conversor mantém suas características essenciais de funcionamento, mesmo quando em operação fora do ponto para o qual o mesmo foi projetado, ampliam-se os gráficos da Figura 41. A Figura 42 apresenta o comportamento do sistema para *dutycycle* $D = 0,308$ e a Figura 43 para $D = 0,502$, nas mesmas incluem-se as relações entre potência de entrada e saída do sistema para determinar sua eficiência sob o ponto de vista ideal, onde a parcela da perda corresponde principalmente a queda de tensão na indutância do secundário das bobinas acopladas.

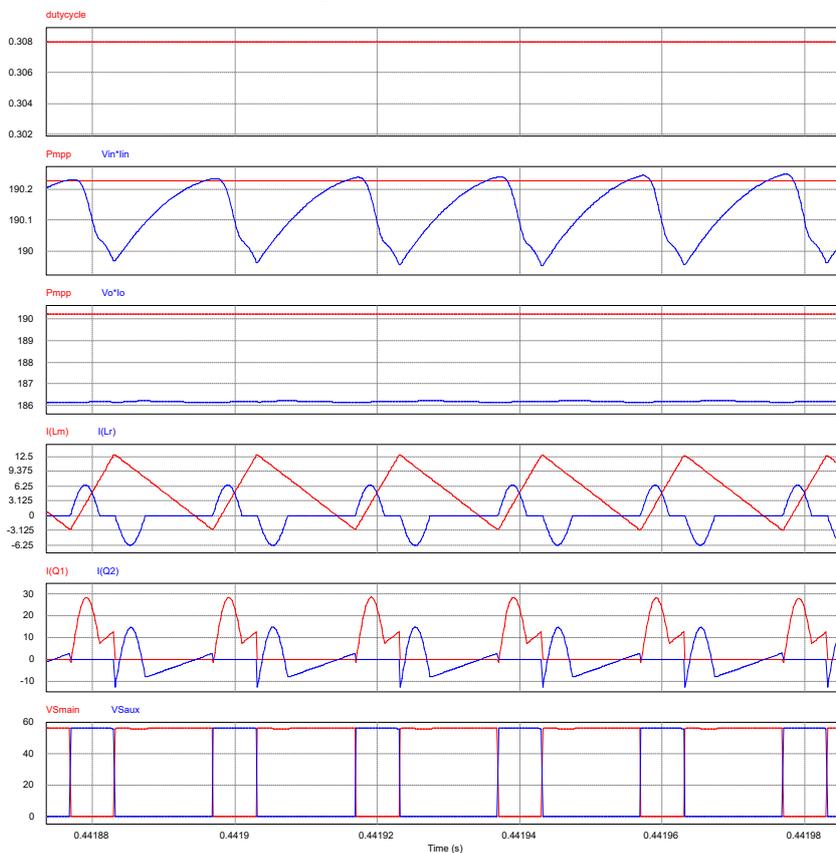
Nos dois pontos de operação que se destacam, o FBGA com dupla conversão apresenta as características desejadas, pois verifica-se comutação sobre zero de tensão em ambas as chaves, através do 5º gráfico, e comutação com corrente zero para os diodos retificadores, pelo 4º gráfico. Percebe-se que, em ambos os casos, o MOSFET principal transita para o estado ligado em um momento muito próximo da corrente magnetizante inverter seu sinal. Desta forma, definem-se tais pontos como os extremos da operação com características ideais do conversor.

Figura 41: Resultados da simulação em malha fechada.



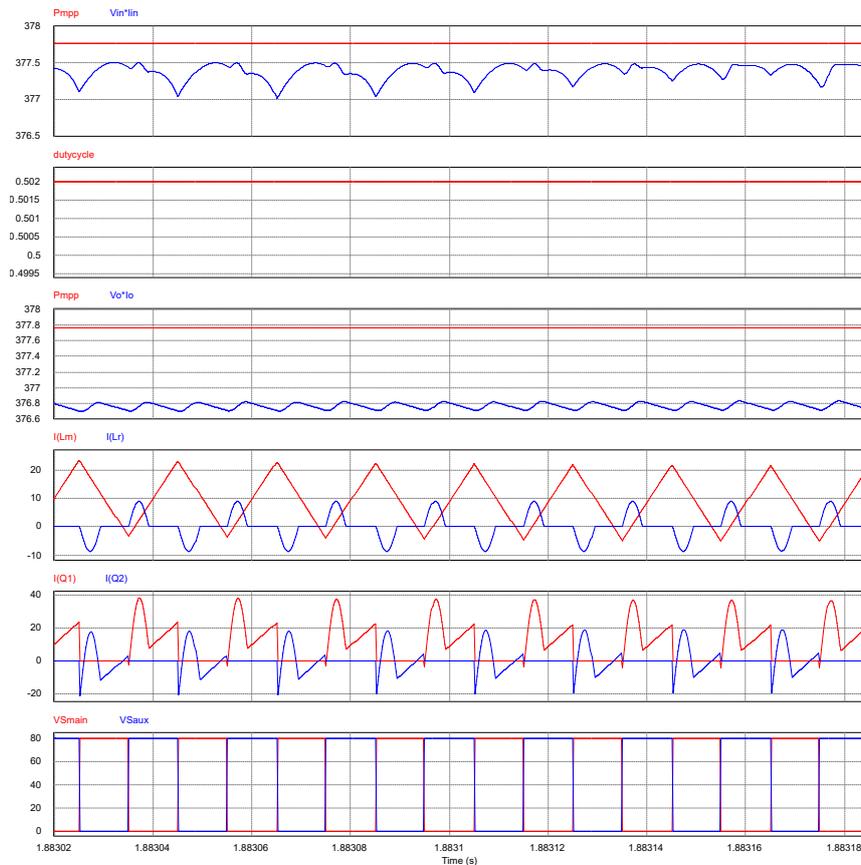
Fonte: Autor.

Figura 42: Zoom no período com razão cíclica $D = 0,308$.



Fonte: Autor.

Figura 43: Zoom no período com razão cíclica $D = 0,502$.



Fonte: Autor.

Obtém-se uma eficiência média $P_{in,med}/P_{mpp}$ de 99,9456% no processo de extração da energia elétrica gerada pelo painel fotovoltaico para o caso com $D = 0,308$, enquanto para razão cíclica igual a 0,502, verifica-se 99,900%. Em relação à transformação de energia realizada pelo FBGA com dupla conversão, encontra-se 97,9257% de eficiência quando o *dutycycle* vale 0,308 e 99,836% para razão cíclica igual à 0,502. Verifica-se que a eficiência do conversor projetado depende do ponto de operação.

Com base nas formas de onda obtidas através das simulações e nas demais análises realizadas, conclui-se que o conversor CC-CC FBGA com dupla conversão exibe características estáveis, que devem ser testadas na prática a fim de validar-se o que foi estudado e implementado.

5 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO *FLYBACK* COM GRAMPEAMENTO ATIVO E DUPLA CONVERSÃO

Após a validação do circuito completo, implementa-se o FBGA com dupla conversão na prática a fim de coletarem-se dados experimentais e verificar-se seu desempenho real. Para tal, torna-se necessário o projeto de um circuito de *drive* para os MOSFETs e de um circuito de instrumentação para leitura das realimentações através do microcontrolador Arduino Nano.

Devido à distinção nos níveis de potência que encontram-se entre o circuito de potência e o do microcontrolador (MCU), busca-se isolar as partes do sistema, de modo que sobrecargas em um ponto do circuito não são transmitidas para o restante. O esquemático do circuito, que apresenta-se na Figura 52 do Apêndice B, é desenvolvido com base na análise dos *datasheets* dos circuitos integrados que deseja-se utilizar. Desta forma, é necessário analisá-lo profundamente e alterá-lo diversas vezes até a obtenção da versão final. Quando tem-se a certeza de que os circuitos foram devidamente projetados, soldam-se os componentes, mantendo-se a parte de potência afastada do circuito de instrumentação para evitar interferências eletromagnéticas nos sinais, e faz-se o roteamento das trilhas no *software* Eagle como mostra-se na Figura 53. Por último, utiliza-se uma ferramenta chamada *Design Rule Check* a fim de garantir-se que todas as conexões presentes no esquemático existem na placa, e que as regras de *design* são atendidas. Realiza-se a impressão do circuito em uma placa de cobre, que pode ser manufaturada por uma fresadora ou por processo de corrosão. A placa de circuito impresso, que foi confeccionada através do processo de corrosão, apresenta-se na Figura 54.

Os CIs e módulos que utilizados para o desenvolvimento do circuito de baixa potência foram:

- Microcontrolador: Arduino Nano,
- Regulador de Tensão 18V-5V: Módulo *Step-Down* LM2596,
- *Buffer*: 7407 DIP,
- Opto-Acoplador: 6N137 DIP,
- *Driver* MOSFET: IR2104 DIP,
- Amplificador diferencial isolado: AMC1100DUB SOT-223 e
- Amplificador operacional: LM358 DIP.

Em relação à parte de potência empregaram-se os seguintes componentes:

- MOSFETs: *CoolMOS* IPU95R450P7,
- Diodos: ultra-rápidos TO-220,
- Capacitores ressonantes: $1\mu F$ de poliéster,
- Capacitores de entrada e grampeamento: $150\mu F$ eletrolíticos e
- Capacitor de saída: $150\mu F$ eletrolítico.

Definem-se os componentes necessários e realiza-se a compra e montagem dos materiais para a placa de circuito impresso (PCB). Monta-se o circuito por partes e testa-se cada um dos módulos isoladamente, de forma que reduz-se o risco de existirem curto-circuitos ou mal funcionamento de algum dispositivo na implementação final, o que seria de difícil identificação. A bancada utilizada para a montagem e testes e a placa montada apresentam-se nas Figuras 55 e 56.

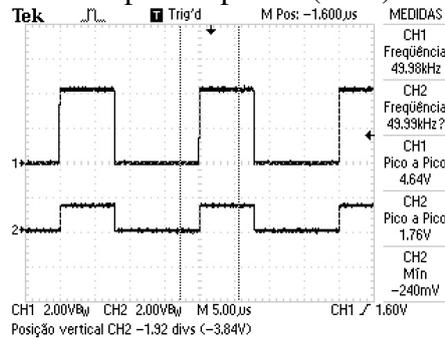
As tensões de alimentação dos circuitos de instrumentação são $5V$, enquanto a do *driver* IR2104 é $18V$. Existem três entradas para fontes no circuito, que foram pensadas de forma que: circuitos de instrumentação, que são utilizados para medições no primário das bobinas acopladas, são conectados a saída do módulo *Step-Down*, enquanto o *driver* recebe os $18V$ da entrada do módulo; o circuito de leitura da tensão de saída possui uma fonte individual; e as saídas dos amplificadores diferenciais isolados, os amplificadores operacionais e o Arduino Nano são alimentados pela terceira fonte.

Um detalhe importante quando utiliza-se o amplificador diferencial AMC1100DUB é que a tensão máxima entre os terminais de entrada não deve ultrapassar $250mV$. Desta forma, utilizam-se os valores máximos dos sinais a serem medidos como base para o condicionamento do sinal de entrada deste CI. Para a tensão de entrada do painel, assume-se valor de pico de $40V$ e realiza-se a divisão de tensão através de dois resistores em série de $6,8k\Omega$ e 33Ω , que acarretam em uma diferença de potencial máxima de $193mV$ quando $V_{in} = 40V$. A tensão de saída máxima definida para o conversor vale $400V$, portanto, utilizam-se dois resistores série de $68k\Omega$ e 39Ω que ocasionam em uma entrada máxima de $229mV$ entre os terminais do AMC1100DUB. Por último, a corrente de entrada do módulo fotovoltaico é medida por cinco resistores de *Shunt* posicionados em paralelo, cuja resistência individual vale $0,1\Omega$, obtendo-se no máximo $200mV$ quando a corrente de saída do painel vale $10A$. De modo a evitarem-se flutuações no sinal do terminal “VINN” do amplificador diferencial, AMC1100DUB, todas as medições foram referenciadas ao terra.

Escolhe-se o *Timer1* do Arduino como responsável pela geração da onda de *PWM* que injeta-se na entrada do *Buffer* e posteriormente gatilha as chaves. Utiliza-se um *Buffer* com o intuito de limitar a corrente que exige-se do microcontrolador na polarização do *LED* da parte isolada do opto-acoplador. Define-se a razão cíclica para os testes em malha aberta como 0,3, e aumenta-se a tensão de entrada lentamente até atingir-se $15V$, ponto no qual verifica-se um aquecimento relativamente grande do MOSFET principal e, portanto decide-se por não ultrapassá-lo no primeiro momento. A Figura 44 mostra as formas de onda do *PWM* na saída do MCU e a tensão sobre o *LED* do opto-acoplador.

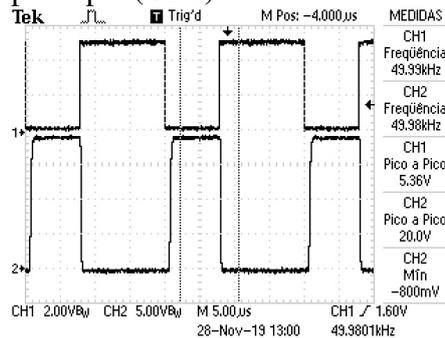
A saída do CI 6N137 encontra-se conectada ao sinal de entrada do *driver* IR2104, que possui saídas complementares que possibilitam o gatilho de dois MOSFETs que operam em estados invertidos. As Figuras 45 e 46 contém a onda *PWM* da saída do opto-acoplador e as tensões *Gate-Source* da chave principal e auxiliar (V_{gs}), respectivamente.

Figura 44: Onda *PWM* gerada pelo microcontrolador Arduino Nano (CH1) e queda de tensão sobre o *LED* de entrada do opto-acoplador (CH2).



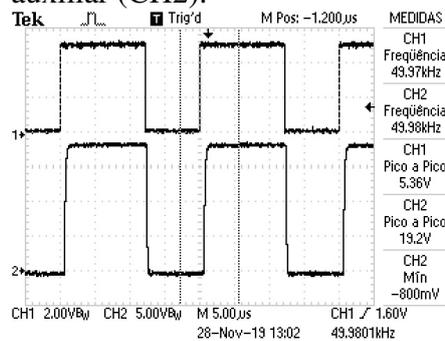
Fonte: Autor.

Figura 45: Forma de onda do PWM na saída do opto-acoplador 6N137 (CH1) e tensão *Gate-Source* do MOSFET principal (CH2).



Fonte: Autor.

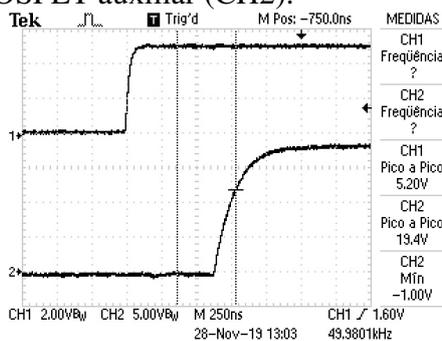
Figura 46: Forma de onda do PWM na saída do opto-acoplador 6N137 (CH1) e tensão *Gate-Source* do MOSFET auxiliar (CH2).



Fonte: Autor.

Percebe-se que existe uma diferença entre o tempo de subida e descida nas tensões V_{gs} , além de um tempo morto. Tais características são especificadas pelo fabricante como $T_{on} = 680ns$ e $T_{off} = 150ns$ e tempo morto típico de $550ns$, de modo que se amplia na Figura 47, para o caso da chave auxiliar, a saída do 6N137 e a tensão V_{gs} a fim de melhor visualizar o ocorrido.

Figura 47: Zoom da forma de onda do PWM na saída do opto-acoplador 6N137 (CH1) e tensão *Gate-Source* do MOSFET auxiliar (CH2).

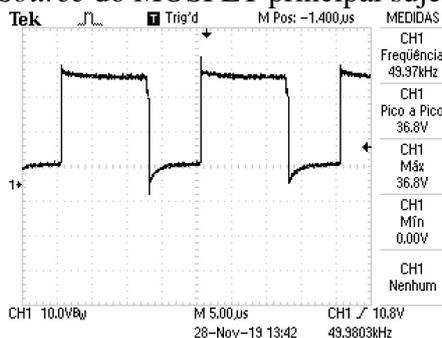


Fonte: Autor.

As imperfeições do *driver* acarretam numa redução da razão cíclica efetiva aplicada no conversor CC-CC, e conseqüentemente na diminuição do ganho estático efetivo do sistema. Um ponto interessante é que, caso acionássemos diretamente os MOSFETs com o opto-acoplador, não seria verificada uma redução no *dutycycle*, porém, como as correntes nas chaves podem assumir valores elevados, necessita-se de uma tensão *Gate-Source* também elevada para acioná-las, que não é suportada pelo 6N137.

A tensão *Drain-Source* da chave principal V_{ds} apresenta-se na Figura 48.

Figura 48: Tensão *Drain-Source* do MOSFET principal sujeito a entrada de 15V (CH1).

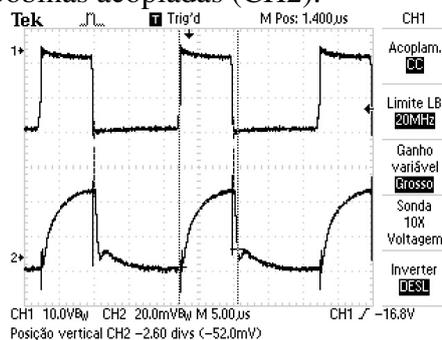


Fonte: Autor.

Verifica-se que existem picos de tensão durante as transições da chave, de forma que o MOSFET principal não transita de estado da maneira como se esperava. Porém, ainda assim, tais picos são atenuados pelo capacitor de grampeamento e pelo circuito ressonante, de forma que as perdas são reduzidas, mas não eliminadas. Na Figura 49, mostra-se adicionalmente a corrente que flui no primário das bobinas acopladas, que deve possuir forma de onda semelhante a do indutor ressonante L_r , porém de maior amplitude devido a relação de espiras $N_s/N_p = 4$.

As formas de onda da Figura 48 e do canal 1 (CH1) da Figura 49 foram coletadas em dias diferentes sem nenhuma alteração no projeto e, como pode-se perceber através

Figura 49: Tensão *Drain-Source* do MOSFET principal sujeito a entrada de 15V (CH1) e corrente do primário das bobinas acopladas (CH2).

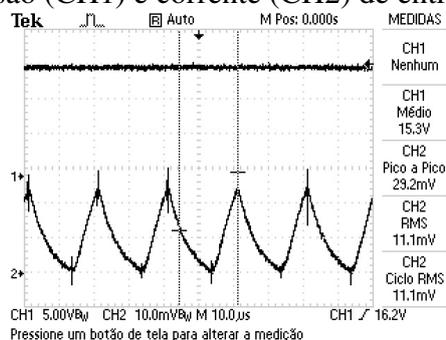


Fonte: Autor.

da comparação entre as mesmas, houve uma suave redução no pico de tensão durante as transições de estado do MOSFET principal. Em relação à corrente do primário das bobinas acopladas, utiliza-se para a medição uma sonda de corrente cuja especificação de leitura é de 10mV/A verificando-se, então, uma corrente de pico de aproximadamente 5A . Ainda, ressalta-se que o conversor não opera no ponto para o qual foi especificado.

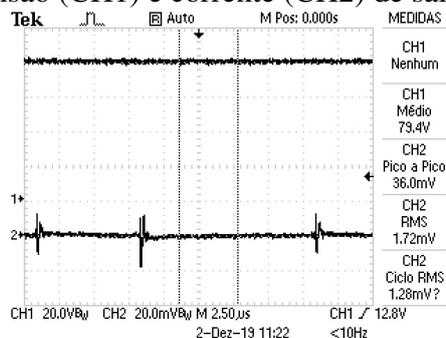
Com o objetivo de obter-se a eficiência do conversor em malha aberta no ponto de operação atual, coletam-se as informações das tensões e correntes de entrada e saída do sistema que apresentam-se nas Figuras 50 e 51.

Figura 50: Tensão (CH1) e corrente (CH2) de entrada do conversor.



Fonte: Autor.

Figura 51: Tensão (CH1) e corrente (CH2) de saída do conversor.



Fonte: Autor.

Para o cálculo da eficiência, utilizam-se os valores médios das tensões e valores eficazes das correntes e obtém-se uma potência de entrada de $16,83\text{W}$ e potência de saída de

13,6568W, que resulta em uma eficiência de 80,41%.

Para analisar o sistema em malha fechada com o algoritmo MPPT, tornam-se necessários ajustes nas bobinas acopladas, para reduzirem-se suas indutâncias magnetizante e de dispersão, e, assim, aproximar o conversor do ponto e características de operação desejadas. Outro ponto, que apresenta-se como limitação na elevação da potência de operação, é o MOSFET escolhido, pois o mesmo suporta uma alta tensão entre *Drain-Source* (950V), mas possui resistência no modo de condução que eleva-se drasticamente com o aumento da temperatura e corrente de circulação.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

As topologias de conversores CC-CC que são comparadas no presente trabalho possuem alta eficiência e foram obtidas a partir do conversor *Flyback* e técnicas de redução de perdas no chaveamento. Os dois conversores ressonantes isolados estilo *Flyback* com grameamento ativo foram estudados analiticamente e então observaram-se os requisitos para o projeto de cada uma das configurações. No presente trabalho, focou-se na eletrônica de potência dos reguladores, porém também enfatizou-se a aplicação para a qual destinam-se, de modo que verifica-se a importância de alinhar um conversor CC-CC e um algoritmo MPPT eficientes.

O FBGA com dupla conversão foi proposto como uma alternativa mais eficiente se comparado ao convencional, de forma que, com o projeto e simulações no *software* PSIM, confirmou-se que suas características em regime permanente atendem às especificações e são realmente melhores do que as encontradas no concorrente. Através das formas de onda obtidas para operação no ponto de projeto e com fonte de tensão fixa de 40V, pôde-se perceber as vantagens e desvantagens do conversor proposto em RP. Um dos fatores negativos de maior relevância são os valores das correntes no primário das bobinas acopladas, de modo que as perdas de condução podem tornar-se elevadas na implementação prática.

Após a avaliação das principais características de cada um dos conversores via simulação, decidiu-se por utilizar o FBGA com dupla conversão nas simulações do sistema em malha fechada. O mesmo foi alimentado por um painel solar em simulação, cujos parâmetros foram retirados do *datasheet* do módulo Vikram de 370W e inseridos no modelo físico presente no ambiente de simulação, e controlado através da variação de sua razão cíclica pelos algoritmos MPPT P&O e InC. Inicialmente, realizaram-se simulações com saltos na irradiação e temperatura constante, a fim de avaliar o desempenho dos métodos de rastreamento. Obtiveram-se bons resultados, nos quais verifica-se um aproveitamento da energia solar superior à 99% para ambos os métodos.

Graças a maior simplicidade do algoritmo P&O, optou-se por utilizá-lo na simulação final, que realiza-se para fins de verificação do desempenho do conversor. Os dados de irradiação solar e temperatura foram variados e o sistema seguiu a referência, atingindo-se alta eficiência na conversão de energia solar, e confirmando-se que o mesmo não perde suas características ZVS e ZCS em pontos de operação distintos mas não muito afastados do projetado.

O método Perturbar e Observar mostrou-se adequado dentro do contexto do rastreamento de máxima potência. Porém, sabe-se que o mesmo não atinge exatamente o MPP durante a maior parte do tempo, devido às suas características semelhantes a de um controlador estilo *bang-bang* e ao seu passo fixo de rastreamento ΔD . Assim, sugere-se a utilização de um algoritmo capaz de pelo menos manter um valor fixo de razão cíclica

quando o MPP não se altera, que não é o caso do InC quando implementado na prática. Uma possível solução é adicionar uma margem de erro para a qual o algoritmo de condutância incremental não modifica o valor da razão cíclica.

A última fase do trabalho foi a implementação prática do conversor, do circuito de gatilho dos MOSFETS e dos circuitos de instrumentação do microcontrolador. Até o presente momento, não conseguiu-se atingir os potenciais desejados para o circuito em malha aberta devido ao alto aquecimento verificado no MOSFET principal, que pode ocorrer por uma série de fatores que incluem: escolha indevida da chave, elevada corrente que circula no circuito do primário e pelas diferenças encontradas no projeto prático das bobinas acopladas se comparadas aos valores das simulações. As bobinas foram enroladas manualmente e utilizou-se um núcleo sem GAP, de modo que a indutância magnetizante obtida foi superior à desejada e precisou ser reduzida através da inserção de um material não magnético no entreferro.

Sugere-se que, em trabalhos futuros, inicie-se o projeto do conversor CC-CC com dupla conversão pela implementação das bobinas acopladas, realizando-se uma análise minuciosa dos valores das indutâncias para que o circuito contemple as características ressonantes de funcionamento desejadas. Ressalta-se que, dentro das especificações de projeto utilizadas no presente trabalho, existem uma série de fatores críticos que devem ser observados para não perder-se eficiência. Além disso, a obtenção do modelo dinâmico do FBGA com dupla conversão seria um trabalho interessante.

Deseja-se aprimorar o projeto prático do conversor, buscando-se elevar sua eficiência em malha aberta para valores superiores aos 80,41% já obtidos, e possibilitar a execução de testes em malha fechada.

REFERÊNCIAS

- ALGANIDI, A. A Comparison between Different Snubbers for Flyback Converters, 2017.
- ALI, A. N. A. et al. A survey of maximum PPT techniques of PV systems. In: IEEE. 2012 IEEE Energytech. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–17.
- BATARSEH, I. Resonant converter topologies with three and four energy storage elements. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 9, n. 1, p. 64–73, 1994.
- EL FILALI, A.; EL MEHDI, L.; ZAZI, M. PSIM and MATLAB Co-Simulation of Photovoltaic System using “P and O” and “Incremental Conductance” MPPT. *Journal of Advanced Computer Science and Applications*, v. 7, p. 72, set. 2016. DOI: 10.14569/IJACSA.2016.070811.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on energy conversion*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007.
- FEMIA, N. et al. *Power electronics and control techniques for maximum energy harvesting in photovoltaic systems*. [S.l.]: CRC press, 2017.
- GLOBO, E. N. *Energia solar deve crescer 44% no Brasil em 2019 com impulso de geração distribuída*. [S.l.: s.n.], 2019. Disponível em: <<https://epocanegocios.globo.com/Economia/noticia/2019/01/epoca-negocios-energia-solar-deve-crescer-44-no-brasil-em-2019-com-impulso-de-geracao-distribuida.html>>. Acesso em 10 nov. 2019.
- GOETZBERGER, A.; HOFFMANN, V. U. *Photovoltaic solar energy generation*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2005. v. 112.
- GOLDEMBERG, J.; LUCON, O. *Energia, meio ambiente e desenvolvimento*. [S.l.]: Editora da Universidade de São Paulo São Paulo, 2008.
- HART, D. W. *Power eletrronics*. Valparaiso: McGrall-Hill, 2011. p. 198, 200, 240. ISBN 978-0-07-338067-4.
- HOFSTAETTER, C. A. H. *Estudo e Implementação de um Conversor Flyback Fotovoltaico com Controle MPPT*. Porto Alegre: [s.n.], 2016.
- KAZIMIERCZUK, M. K. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015.
- LAURITZEN, P. O.; MA, C. L. A simple diode model with reverse recovery. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 6, n. 2, p. 188–191, 1991.

- LEE, J.-J. et al. Dual series-resonant active-clamp converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 55, n. 2, p. 699–710, 2008.
- LÍBANO, F. B. *Conversores CC-CC*. [S.l.: s.n.], 2018. Slides de Aula.
- LIN, B.-R. et al. Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter. In: IEEE. 2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1, p. 424–429.
- LIU, K.-H.; ORUGANTI, R.; LEE, F. C. Quasi-resonant converters-topologies and characteristics. *IEEE Transactions on Power electronics*, IEEE, n. 1, p. 62–71, 1987.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications, and design*. [S.l.]: John wiley & sons, 2003.
- NASCIMENTO, R. L. Energia solar no Brasil: situação e perspectivas. *Camara dos Deputados. Brasil., Tech. Rep*, 2017.
- PESQUISA ECONÔMICA APLICADA, I. DE. *Em dois anos, a capacidade de energia solar no Brasil avança mais de 10 vezes*. [S.l.: s.n.], 2019. Disponível em: <http://www.ipea.gov.br/portal/index.php?option=com_content&view=article&id=34723&Itemid=8>. Acesso em 5 nov. 2019.
- POWERSIM, I. *PSIM User Manual*. [S.l.]: May, 2001.
- RASHID, M. H. *Power eletronic*s. Fort Wayne: Makron Books, 1993. p. 371. ISBN 85-346-0598-X.
- SCHMITZ, L. et al. *Conversores CC-CC não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor boost com célula de ganho*. 2015. Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica.
- SEGUEL, J. I. L. *Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital*. 2009. Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Minas Gerais, PPGE.
- SERA, D. et al. On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for PV systems. *IEEE journal of photovoltaics*, IEEE, v. 3, n. 3, p. 1070–1078, 2013.
- SOLAR, V. *Somera Grand*. [S.l.]. Disponível em: <<https://loopsolar.com/datasheet/vikram-solar/datasheet-vikram-solar-mono-crystalline-72-cell-India.pdf>>. Acesso em: 05 out. 2019.
- SPADUTO, R. R.; FREITAS, L. Estudo de Técnicas de MPPT em Sistemas Fotovoltaicos. In: CONFERÊNCIA de Estudo em Engenharia Elétrica, XI. Uberlândia. [S.l.: s.n.], 2013.
- TOMAGGI, H. I. *Análise Comparativa de Métodos de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência em Painéis Fotovoltaicos*. Porto Alegre: [s.n.], 2018.
- WATSON, R.; LEE, F. C.; HUA, G. C. Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 11, n. 1, p. 162–169, 1996.
- YOSHIDA, K.; ISHII, T.; NAGAGATA, N. Zero voltage switching approach for flyback converter. In: IEEE. [PROCEEDINGS] Fourteenth International Telecommunications Energy Conference-INTELEC'92. [S.l.: s.n.], 1992. p. 324–329.

APÊNDICE A ALGORITMOS MPPT

A.1 Algoritmo Perturbar e Observar

```

static float D = 0;
static float deltaD = 0.001;
static float V = 0;
static float I = 0;
static float P = 0;
static float deltaV = 0;
static float deltaP = 0;
static float Vant = 0;
static float Pant = 0;

V = x1;
I = x2;
P = V*I;

deltaP = P - Pant;
deltaV = V - Vant;

if (deltaP > 0){
    if(deltaV > 0){
        D = D - deltaD;
    }else{
        D = D + deltaD;
    }
} else {
    if(deltaV > 0){
        D = D + deltaD;
    }else{
        D = D - deltaD;
    }
}

if(D > 1){
    D=1;
} else if(D < 0){
    D=0;
}

```

```

}

Vant = V;
Pant = P;
y1 = D;

```

A.2 Algoritmo Condutância Incremental

```

static float D = 0.4;
static float deltaD = 0.004;
static float V = 0;
static float I = 0;
static float P = 0;
static float deltaV = 0;
static float deltaI = 0;
static float deltaP = 0;
static float Vant = 0;
static float Iant = 0;
static float Pant = 0;

V = x1;
I = x2;
P = V*I;

deltaP = P - Pant;
deltaV = V - Vant;
deltaI = I - Iant;

if (deltaV == 0){
    if(deltaI > 0){
        D = D + deltaD;
    }else if(deltaI < 0){
        D = D - deltaD;
    }else{
        D = D;
    }
}
else{
    if(deltaI/deltaV > -I/V){
        D = D - deltaD;
    }else if(deltaI/deltaV < -I/V){
        D = D + deltaD;
    }else{
        D = D;
    }
}

if(D > 1){
    D=1;
}
else if(D < 0){

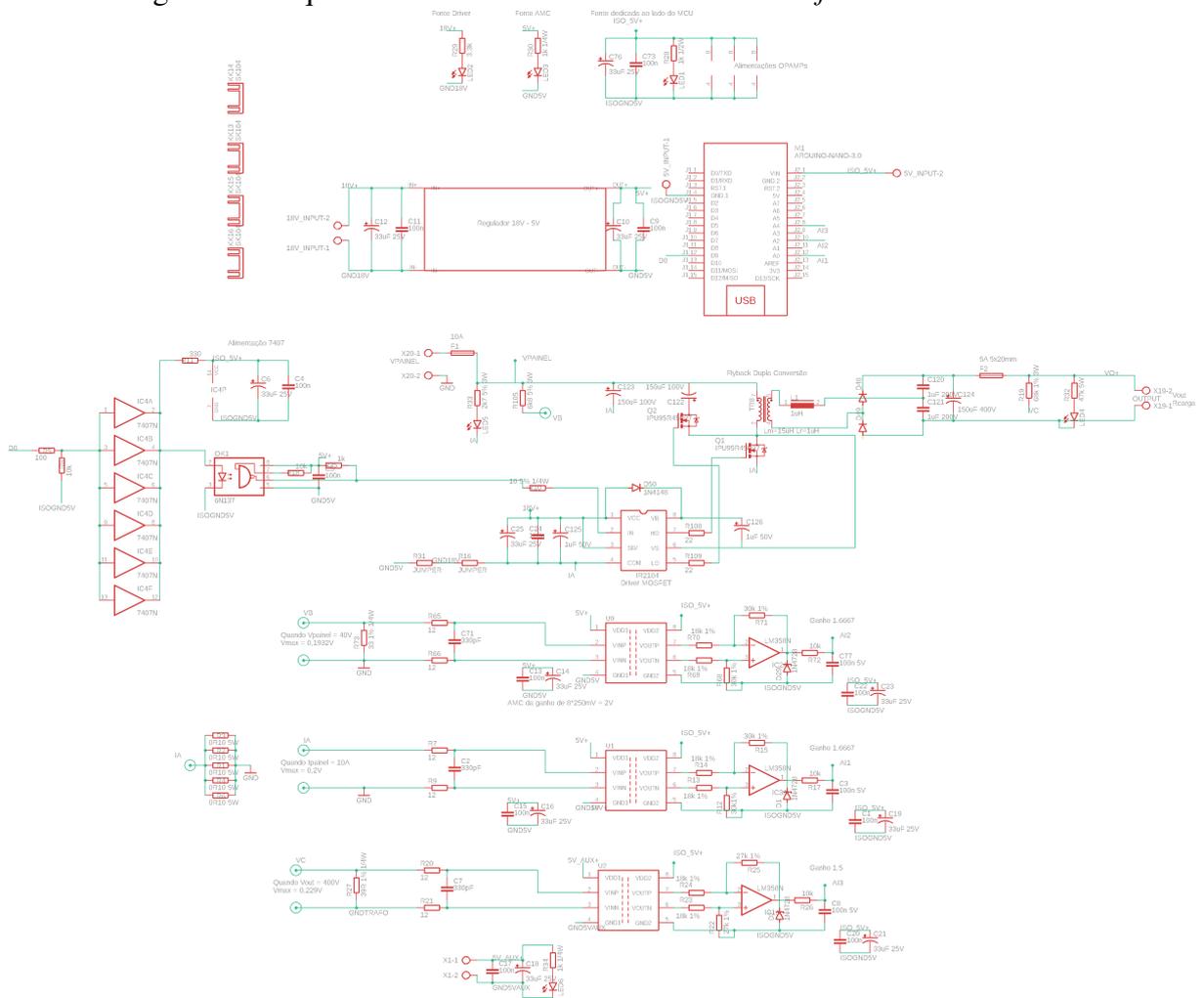
```

```
        D=0;  
    }
```

```
Vant = V;  
Iant = I;  
Pant = P;  
y1 = D;  
y2 = P;
```

APÊNDICE B IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Figura 52: Esquemático do circuito desenvolvido no *software EAGLE*



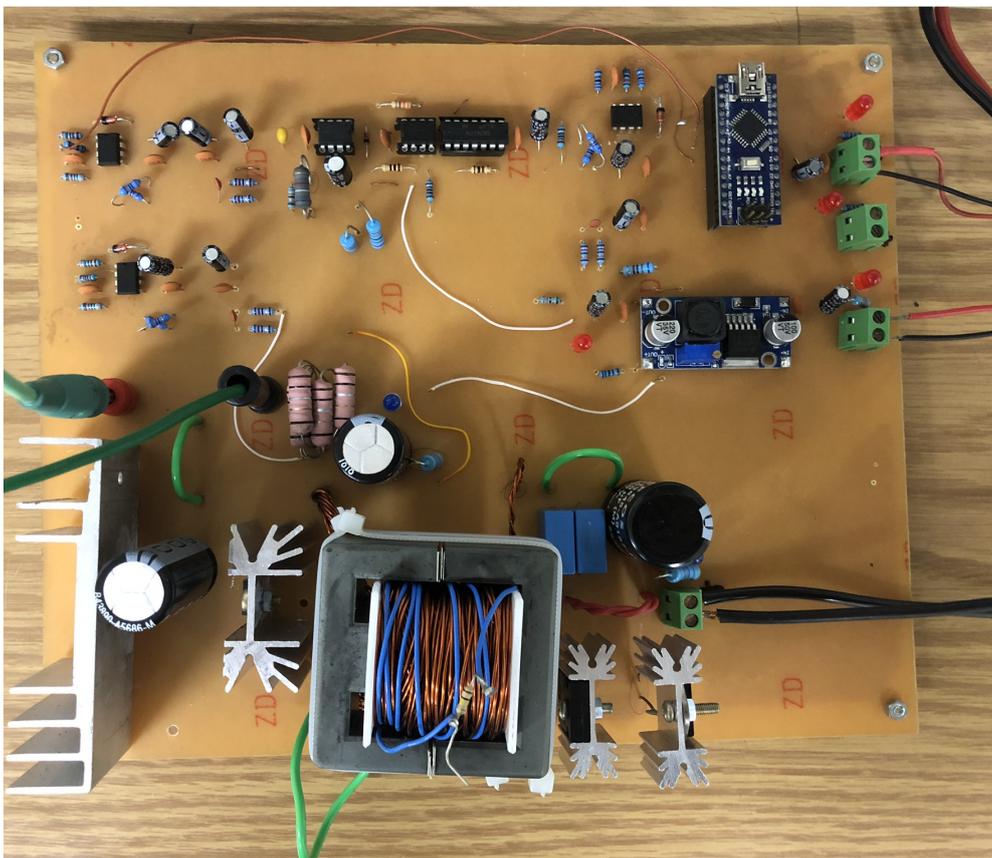
Fonte: Autor.

Figura 55: Bancada durante a montagem e testes.



Fonte: Autor.

Figura 56: Montagem do circuito sobre a placa de circuito impresso.



Fonte: Autor.