

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDRÉ ACOSTA AMARAL

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM INVERSOR FLYBACK
TRI-STATE**

Campo Grande - MS

Julho, 2017

ANDRÉ ACOSTA AMARAL

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM INVERSOR FLYBACK
TRI-STATE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como exigência para obtenção do grau de
Bacharelado em Engenharia Elétrica da Uni-
versidade Federal de Mato Grosso do Sul –
UFMS.

Orientador: Luigi Galotto Junior

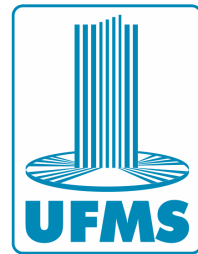
Campo Grande - MS

Julho, 2017



Serviço Público Federal
Ministério da Educação

Fundação Universidade Federal de Mato Grosso do Sul



DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

André Acosta Amaral, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado de Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 001.770.044 e CPF nº 040.073.371-44, declaro que o Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) apresentado, com o título “Modelagem e controle de um inversor flyback tri-state” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este texto não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a conclusão do curso de graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 20 de julho de 2017

André Acosta Amaral
RGA 2011.2103.202-8
Curso de Engenharia Elétrica - UFMS

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família pelo apoio dado durante todo o período da faculdade.

Agradeço ao professor orientador Luigi Galotto Junior, por compartilhar seu conhecimento e pela orientação durante o trabalho.

Agradeço à amiga Isabela Maria de Assis, pela sua amizade e por todo o apoio moral dado durante o curso.

Agradeço a Gabriel de Figueiredo Gentil e a Gabriel da Silva Damião por revisarem partes do texto.

Agradeço a inúmeros outros colegas e professores que me ajudaram, de maior ou menor forma, no meu aprendizado durante o curso.

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo apresentar o desenvolvimento de um controlador implementado em plataforma digital com dsPIC aplicado em um inversor flyback tri-state, desenvolvido em trabalhos anteriores, utilizando modelagem média não-linear em espaço de estados. Primeiramente, são detalhadas as teorias necessárias para a compreensão do trabalho, que incluem o funcionamento do inversor, o modelo médio e os conceitos de controle utilizados. A modelagem completa do inversor e a proposta do controlador não-linear foram realizadas e testadas utilizando o software SIMULINK/MATLAB. Nas simulações, o modelo médio obtido apresentou comportamento semelhante ao modelo chaveado. O controlador proposto também foi aplicado na simulação, alcançando o rastreamento senoidal esperado. Após estas validações por meio de simulação, foi realizada a aplicação deste controle no código do dsPIC atuando no inversor real. Além das alterações no controle, foram realizadas modificações no código para utilização do DMA na aquisição dos sinais de sensoriamento para aumentar a frequência de controle, juntamente com otimizações do código original. Adicionalmente, foi utilizada uma metodologia para a realização dos ensaios experimentais aproveitando os recursos de debug da ferramenta, que facilitaram a proteção do inversor durante os testes e a aquisição de resultados. Nos testes experimentais realizados com diferentes cargas resistivas, o controlador proposto apresentou resultados melhores do que os trabalhos anteriores, alcançando desta forma os objetivos esperados. Adicionalmente, os resultados de forma de onda foram adequados de acordo com as normas da ANEEL, para conexão com a rede elétrica, o que pode ser realizado em trabalhos futuros assim como o aperfeiçoamento do circuito experimental.

ABSTRACT

This work has the goal of showing the development of a controller with its implementation in the form of a digital platform using dsPIC applied to a flyback tri-state, developed in previous works, using non-linear average model space-state representation. Firstly, the theories required to understand the work are presented, including the way the inverter works, average modeling and the control concepts used. The complete modeling of the inverter and the controller proposal were accomplished and were tested using the SIMULINK/MATLAB software. In simulations, the behavior of the developed average model was similar to the switched model's. The proposed controller was also tested in simulation, achieving the expected sinusoidal tracking. After these validations via simulation, the application of this control on dsPIC code was implemented on the real inverter. In addition to these control alterations, code modifications to make use of DMA to acquire sensed signals to increase control frequency, along with code optimization, were done. Additionally, a methodology to complete the experimental tests making use of the tool's debug features was used, which facilitated the inverter protection during tests and the acquisition of results. In the experimental tests using different resistive loads, the proposed controller had better results than those of previous works, achieving the expected goals. Additionally, the resulting waveforms were adequate according to ANEEL's standards for connection to the electrical grid, which could be achieved in future works, as well as improvements on the experimental circuit.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Circuito do inversor flyback tri-state	11
Figura 2 – Esboço das curvas de tensão do capacitor e fluxo do indutor em um ciclo de comutação do inversor flyback tri-state	13
Figura 3 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado de curto-circuito	16
Figura 4 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado de regeneração	17
Figura 5 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado ativo positivo	18
Figura 6 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado ativo negativo	19
Figura 7 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado de roda-livre	20
Figura 8 – Diagrama de blocos do controlador usando método de controle não-linear com modelo médio	22
Figura 9 – Modelo do Simulink para comparação entre os modelos médio e chaveado do inversor flyback tri-state	23
Figura 10 – Implementação do modelo médio do inversor flyback tri-state no Simulink	23
Figura 11 – Modelo do Simulink com controle não-linear e modelo chaveado do inversor flyback tri-state	24
Figura 12 – Modelo chaveado do inversor flyback tri-state	25
Figura 13 – Modelo do Transformador Flyback	26
Figura 14 – Modelo do controlador não-linear	26
Figura 15 – Excerto do código responsável pelo processamento dos dados obtidos por DMA	28
Figura 16 – Exemplo de código de debug	29
Figura 17 – Exemplo de resultado do DMCI	30
Figura 18 – Configuração do bloco de <i>Multi-Winding Transformer</i>	32
Figura 19 – Resultados da comparação entre os modelos médio e chaveado	32
Figura 20 – Resultados da simulação do controlador com modelo chaveado	33
Figura 21 – Formas de onda do sensor de tempo de processamento	34
Figura 22 – Formas de onda da tensão de saída do capacitor e fluxo do transformador flyback no funcionamento com cargas 1 e 2	35
Figura 23 – Análise da distorção harmônica da tensão de saída com carga 1	35
Figura 24 – Análise da distorção harmônica da tensão de saída com carga 2	36

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela de valores de variáveis usadas nas simulações	31
Tabela 2 – Tabela de comparação dos resultados e Análise de THD	36

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	9
1.1	Objetivo Geral	10
1.2	Objetivos Específicos	10
1.3	Organização do Trabalho	10
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	11
2.1	Inversor Flyback	11
2.2	Métodos de Controle Não-Linear	13
3	METODOLOGIA	15
3.1	Modelagem Dinâmica do Inversor Flyback Tri-State	15
3.1.1	Estado de Curto-Circuito	15
3.1.2	Estado de Regeneração	16
3.1.3	Estado Ativo Positivo	17
3.1.4	Estado Ativo Negativo	19
3.1.5	Estado de Roda-Livre	19
3.1.6	Matriz de Espaço de Estados	21
3.2	Projeto do Controlador	21
3.3	Simulação	22
3.4	Firmware de Controle	26
3.4.1	Ferramentas de Debug	28
4	RESULTADOS	31
4.1	Resultados de Simulação	31
4.2	Resultados Experimentais	34
5	CONCLUSÃO	38
	REFERÊNCIAS	39

1 INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência é uma tecnologia que envolve os 3 principais ramos da engenharia elétrica: eletrônica, controle e potência(1). Em sua versão moderna, ela envolve o uso de semicondutores de potência controlados por um circuito de controle com o objetivo de manipular potência e/ou tensão (2).

As principais vantagens da eletrônica de potência são a alta eficiência do sistema, tendo em vista as baixas perdas dos componentes semicondutores, e alta confiabilidade. A principal desvantagem é a inserção de harmônicos na carga e na rede, devido a sua operação não-linear.

Um dos usos da eletrônica de potência é a transformação de uma tensão contínua na entrada em tensão alternada na saída. Isto é necessário, por exemplo, quando um gerador solar alimenta uma bomba d'água. A esse tipo de aparelho denomina-se inversor. Os inversores, dependendo do seu uso, podem ter tensão de saída tanto com amplitude quanto frequência fixas ou variáveis. O acionamento de motores em modulação V/f, por exemplo, necessita de tensão e frequência variáveis, enquanto um gerador de corrente contínua que se deseja conectar à rede precisa de um inversor com tensão e frequência fixas na saída.

Porém, inversores de único estágio tradicionais, como o *half-bridge* e *full-bridge*, em geral apresentam pouco controle da magnitude da forma de onda fundamental. Por causa disso, muitas vezes quando se deseja uma tensão CA de magnitude variável na saída, é utilizado um conversor CC-CC seguido de uma etapa inversora de tensão de saída proporcional à de entrada, obtendo-se, assim, um inversor de tensão de frequência variável de duas etapas.

Com o objetivo de diminuir as perdas e simplificar a estrutura do inversor, criaram-se inversores integrados, que unem um inversor de tensão fixa com um conversor CC-CC, diminuindo as perdas no circuito pela eliminação de um estágio e simplificação do controle, além da maior confiabilidade graças ao menor número de componentes e redução no custo do conversor. Como tanto a etapa inversora quanto a etapa conversora CC-CC podem ter várias topologias, esses inversores integrados podem ter também várias topologias.

Um dos usos de inversores de tensão de tensão de entrada variável é a transformação da tensão contínua de painéis fotovoltaicos em tensão alternada 127 V com frequência de 60 Hz. Isto permite que o painel seja conectado à rede e forneça energia a ela, habilitando o proprietário a receber créditos de energia com a concessionária, conforme a Resolução Normativa nº 482 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL).

O trabalho a seguir trata do estudo e análise de um inversor específico: um inversor flyback tri-state. Este aparelho surge da união de um conversor flyback com um inversor *half-bridge* e foi feito principalmente como alternativa para conexão de painéis fotovoltaicos

à rede. Trabalhos anteriores com este inversor incluem (3) e (4).

Com o intuito de assegurar que este inversor possa ser usado confiavelmente, este trabalho propõe a modelagem do inversor, considerando seu comportamento dinâmico, e, baseado nisto, o desenvolvimento de um método de controle adequado e sua comprovação experimental.

1.1 Objetivo Geral

Propor um modelo e sistema de controle que permitam controlar adequadamente um inversor flyback tri-state e comprovar experimentalmente sua eficácia.

1.2 Objetivos Específicos

- Obter modelo do inversor flyback tri-state.
- Propor um meio de controle utilizando o modelo obtido.
- Comprovar a eficácia do modelo e método de controle propostos por meio de simulações e testes experimentais.

1.3 Organização do Trabalho

No presente capítulo, Capítulo 1, encontra-se uma introdução ao trabalho e apresentam-se seu objetivo geral e objetivos específicos.

No Capítulo 2, é feita uma revisão bibliográfica dos principais conceitos a serem usados neste trabalho.

No Capítulo 3, é feita a modelagem do inversor flyback tri-state, é proposto o sistema de controle a ser usado e os métodos para comprová-lo e implementá-lo.

No Capítulo 4, são mostrados os resultados da tentativa de comprovar e implementar o sistema de controle proposto.

No Capítulo 5, são feitas as considerações finais sobre o trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Inversor Flyback

Em (5), apresenta-se uma revisão das principais topologias de inversores para conexão de painéis fotovoltaicos à rede. Em (6), analisa-se a integração de inversores com conversores do tipo Buck, Boost e Buck-Boost para aplicações fotovoltaicas.

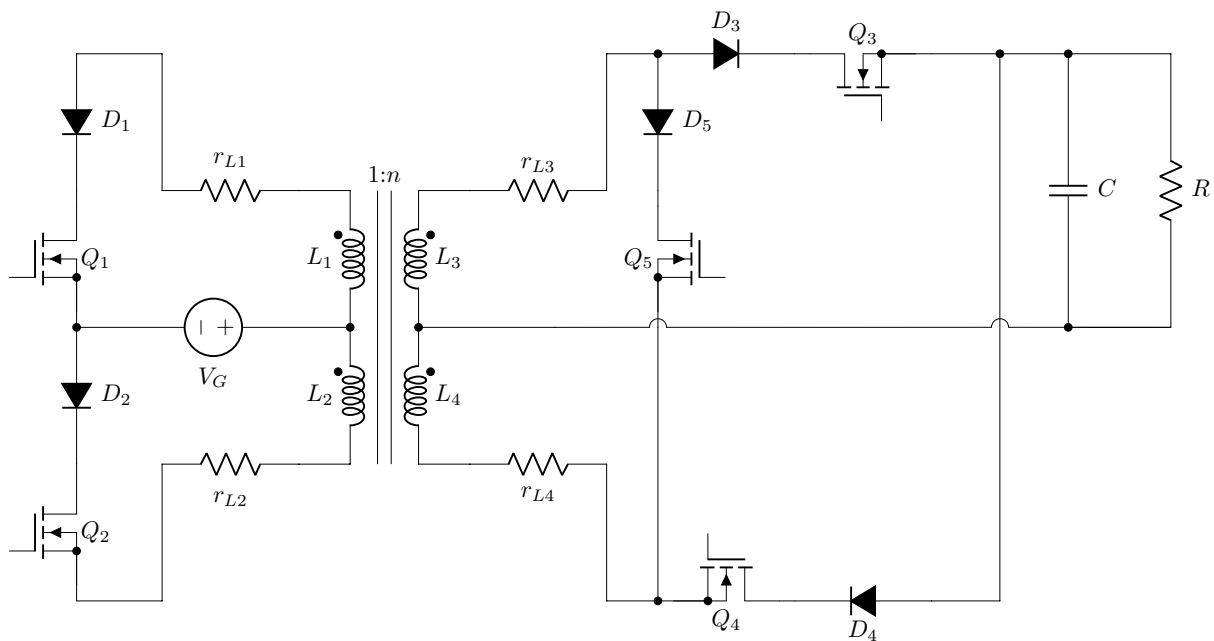
O uso de conversores tri-state é um dos meios de eliminar os problemas do zero no semi-plano direito na operação de modo contínuo de conversores como o boost, buck-boost e o flyback, conforme (7).

Em (3) é apresentado o inversor flyback tri-state com regeneração, que permite a transferência de potência nas duas direções, o que produz o aumento ou a diminuição ativa do fluxo no núcleo do transformador flyback, melhorando a ação do controle.

Devido à presença de semicondutores de potência no circuito, que são elementos ativos, o sistema necessita de um meio de acionamento dos gates destes componentes.

O circuito de potência do inversor estudado se encontra na Figura 1.

Figura 1 – Circuito do inversor flyback tri-state



Fonte: Próprio autor

As indutâncias L_1 , L_2 , L_3 e L_4 e os resistores r_{L1} , r_{L2} , r_{L3} e r_{L4} representam um transformador flyback, que consiste de um único núcleo e quatro enrolamentos, cada um com sua respectiva resistência série. Na prática, sua construção é semelhante à de um transformador comum. Porém, no seu uso no inversor será evitada a circulação de corrente em mais de uma de suas saídas simultaneamente. O indutor será usado para transferir a energia entre o primário (lado com a fonte V_g) e secundário (lado com a carga

R), armazenando energia em seu núcleo como fluxo magnético e transferindo-a por meio da passagem de corrente.

Para usar a modulação tri-state no inversor flyback com regeneração, é necessário que o circuito tenha 5 possíveis estados de funcionamento: o estado de curto-circuito, o de regeneração, o estado ativo positivo, o estado ativo negativo e o estado de roda-livre.

Durante o estado de curto-circuito, a energia da fonte de tensão é transferida para o transformador. No caso do estado de regeneração, a energia do transformador é retirada e enviada para a fonte de energia.

No estado ativo, o transformador é conectado ao capacitor de saída. A transferência de energia resultante irá carregar o capacitor de forma que a tensão de saída adquira a forma desejada (senoidal). O estado ativo pode ser positivo ou negativo dependendo de quais chaves são ligadas (e, conseqüentemente, de como é feita a ligação entre transformador e capacitor).

Consideremos T o período de chaveamento do inversor, D_1 a proporção do período do estado de curto-circuito ou regeneração e D_2 a proporção do período do estado ativo. Em (8), mostra-se que os estados de curto-circuito e ativo positivo podem ser representados matematicamente por D_1 e D_2 positivos, respectivamente, enquanto os estados de regeneração e ativo negativo podem ser representados por D_1 e D_2 negativos, respectivamente. O módulo de D_1 representa a porcentagem do ciclo que o circuito passa em estado de curto-circuito (ou regeneração) e o módulo de D_2 representa a porcentagem do ciclo que o circuito passa em estado ativo.

Durante o estado de curto-circuito, a única chave ligada é Q_1 , curto-circuitando a fonte de tensão V_g com o transformador de forma que a fonte de tensão forneça energia para o indutor por meio da passagem de corrente.

No estado de regeneração, a única chave ligada é Q_2 , curto-circuitando a fonte de tensão V_g com o transformador de forma que o indutor forneça energia à fonte de tensão por meio da passagem de corrente.

No estado ativo positivo, a única chave ligada é Q_3 , permitindo a descarga da energia do transformador no capacitor por meio de corrente de forma a aumentar a tensão neste em um sentido. No estado ativo negativo, a única chave ligada é Q_4 , permitindo a descarga da energia do transformador no capacitor de forma a aumentar a tensão neste no sentido oposto.

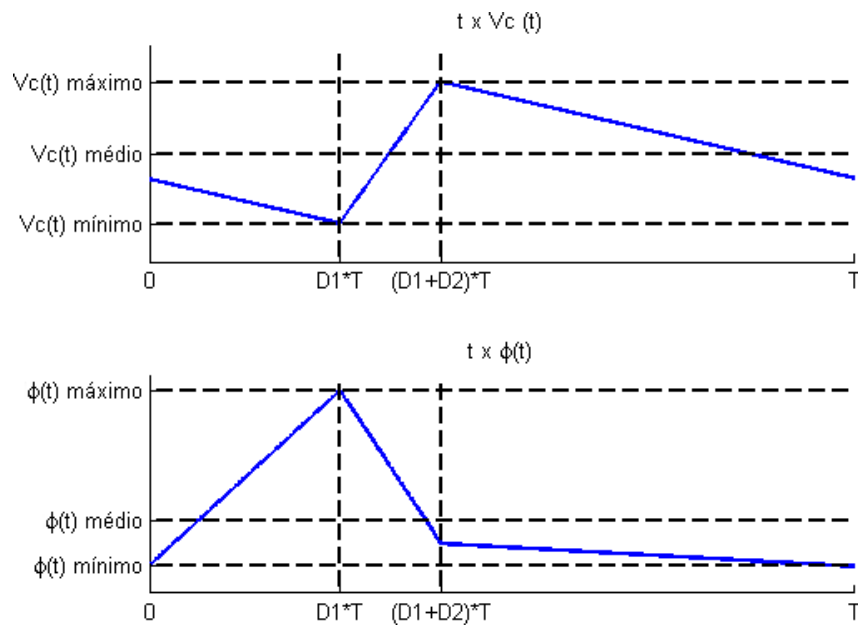
No estado de roda-livre, a única chave ligada é Q_5 , curto-circuitando o transformador e permitindo a circulação de corrente e conseqüente manutenção do fluxo no núcleo. Na prática, haverá pequena dissipação de energia devido às resistências internas dos enrolamentos do transformador (r_{L3} e r_{L4}).

O capacitor fornece corrente à carga e controla sua tensão durante todos os estados.

Na prática, as correntes serão também limitadas pelas quedas de tensão nos diodos e transistores ativos em cada etapa, além das resistências série do circuito, incluindo as resistências série do indutor.

A Figura 2 mostra um esboço fora de escala das curvas de tensão do capacitor e fluxo do transformador em um ciclo de comutação do inversor flyback tri-state. Neste caso, trata-se de um ciclo de comutação em que ocorrem os estados de curto-circuito, ativo positivo e roda-livre, nesta ordem.

Figura 2 – Esboço das curvas de tensão do capacitor e fluxo do indutor em um ciclo de comutação do inversor flyback tri-state



Fonte: Próprio autor

2.2 Métodos de Controle Não-Linear

Devido à necessidade de que o inversor gere uma senoide, métodos de controle linear não são adequados para o inversor flyback tri-state, pois a linearização leva a um controle adequado somente em situações próximas ao ponto de linearização e a geração de senóide, por sua natureza, implica na operação em diversos pontos.

Alguns dos métodos possíveis para controle não-linear de conversores CC-CC são controle *multi-loop* linear (9, 10), controle *multi-loop* exponencial (11) e controle não-linear usando o modelo médio em espaço de estados (12).

O controle *multi-loop* envolve o uso de sensoriamento da corrente para implementar um *loop* interno de corrente e um *loop* externo de tensão. Tem boa resposta transitória e apresenta robustez contra sobrecorrente e variações nos parâmetros do circuito. Algumas das desvantagens incluem a alta sensibilidade a ruído, exigência de sensor de corrente e

alta sensibilidade do controle, caso o conversor venha a operar em uma ampla faixa de carga.

O controle *multi-loop* exponencial funciona de forma semelhante ao controle *multi-loop* linear, porém com a adição de uma função exponencial à função de transferência do controlador. Há vantagens na resposta transitória e a presença de um parâmetro a mais permite melhor ajuste da saída. Porém, este método tem o controle um pouco mais complexo, necessitando do cumprimento de uma condição para os ganhos K_P e K_I para garantir a estabilidade em malha fechada.

O método de controle não-linear usando o modelo médio em espaço de estados envolve a modelagem em espaço de estados sem linearização do *duty cycle* perto de um ponto de operação e o cálculo do *duty cycle* de saída usando as derivadas desejadas das variáveis de estado, calculadas a partir do erro delas. Este método tem a vantagem de apresentar comportamento robusto na presença de distúrbios na tensão de entrada e carga. Mas tem a desvantagem de necessitar de grande quantidade de sensores para garantir comportamento melhor do que o controle *multi-loop*.

Este trabalho usará o método de controle não-linear com modelo médio em espaço de estados. As teorias sobre modelagem da planta por espaço de estados e sobre o projeto do controlador utilizadas neste trabalho são baseadas em (13) e em (14).

3 METODOLOGIA

3.1 Modelagem Dinâmica do Inversor Flyback Tri-State

O circuito do inversor flyback foi ilustrado na Figura 1 na seção 2.1. Esse circuito pode ser modelado usando a modelagem em espaço de estados e modelo médio.

Na modelagem a seguir, serão feitas as seguintes considerações:

- Φ é o fluxo no núcleo do transformador flyback.
- A carga é equivalente a uma resistência R .
- Os transistores e diodos são ideais.
- O transformador flyback tem resistências série r_{L1} , r_{L2} , r_{L3} e r_{L4} , uma em cada enrolamento.
- A relutância é constante para os quatro enrolamentos do transformador.
- Os enrolamentos 1 e 2 são iguais, assim como os enrolamentos 3 e 4, o que significa que:
 - Os números de espiras N_1 e N_2 são iguais, assim como N_3 e N_4 .
 - As resistências série r_{L1} e r_{L2} são iguais, assim como r_{L3} e r_{L4} .
 - As indutâncias magnetizantes L_1 e L_2 são iguais, assim como L_3 e L_4 .
- O efeito da indutância de dispersão será desprezado.

3.1.1 Estado de Curto-Circuito

A Figura 3 representa o inversor flyback no estado de curto-circuito.

Neste estado, só há corrente passando por um dos enrolamentos do transformador, 1, e podemos considerar que:

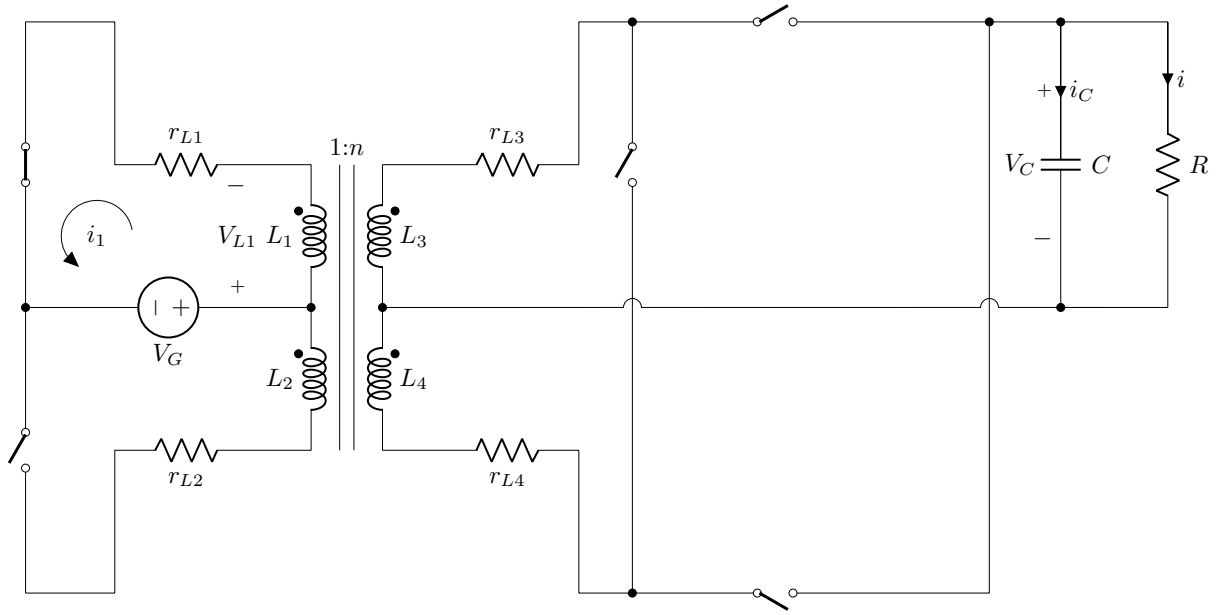
$$V_{L1}(t) = N_1 \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (1)$$

$$i_1(t) = \frac{N_1 \Phi(t)}{L_1} \quad (2)$$

Ao mesmo tempo, temos na malha superior esquerda:

$$V_{L1}(t) = V_g(t) - r_{L1}i_1(t) \quad (3)$$

Figura 3 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado de curto-circuito



Fonte: Próprio autor

Substituindo (1) e (2) em (3), temos:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{V_g(t)}{N_1} - \frac{r_{L1}\Phi(t)}{L_1} \quad (4)$$

Na carga, temos:

$$i(t) = -i_C(t) \quad (5)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (6)$$

$$i(t) = \frac{v_C(t)}{R} \quad (7)$$

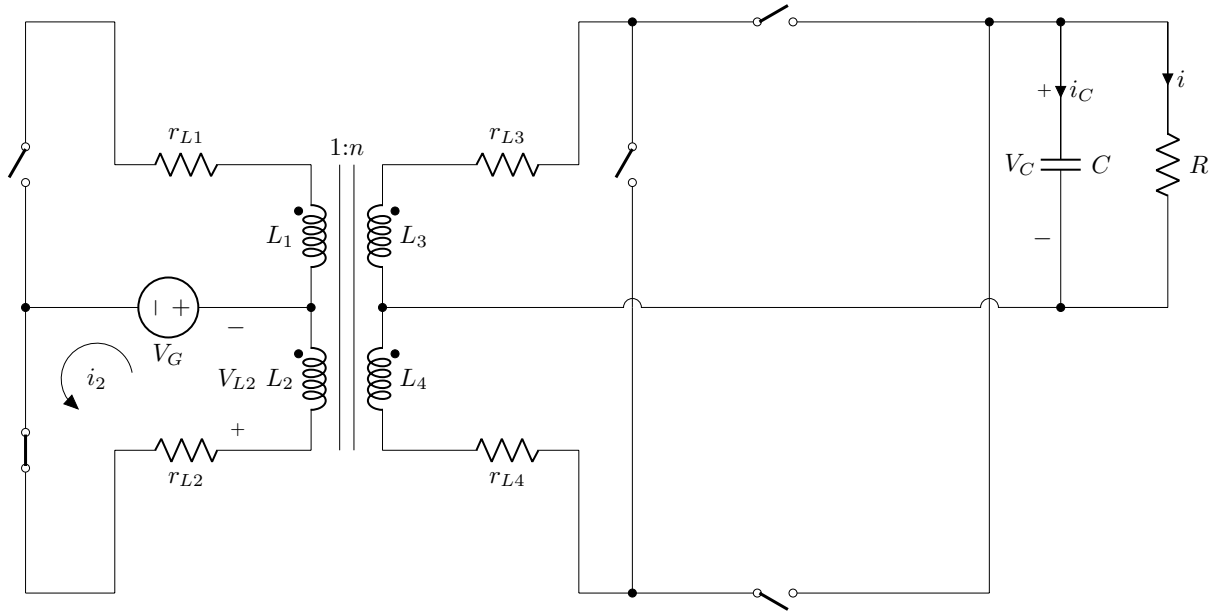
Substituindo em (5) as equações (6) e (7), temos:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{v_C(t)}{CR} \quad (8)$$

3.1.2 Estado de Regeneração

A Figura 4 representa o inversor flyback no estado de regeneração.

Figura 4 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado de regeneração



Fonte: Próprio autor

Neste estado, só há corrente passando por um dos enrolamentos do indutor, 2, e podemos considerar que:

$$V_{L2}(t) = N_2 \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (9)$$

$$i_2(t) = \frac{N_2 \Phi(t)}{L_2} \quad (10)$$

Ao mesmo tempo, temos no primário:

$$V_{L2}(t) = -V_g - r_{L2}i_2(t) \quad (11)$$

Substituindo (9) e (10) em (11), temos:

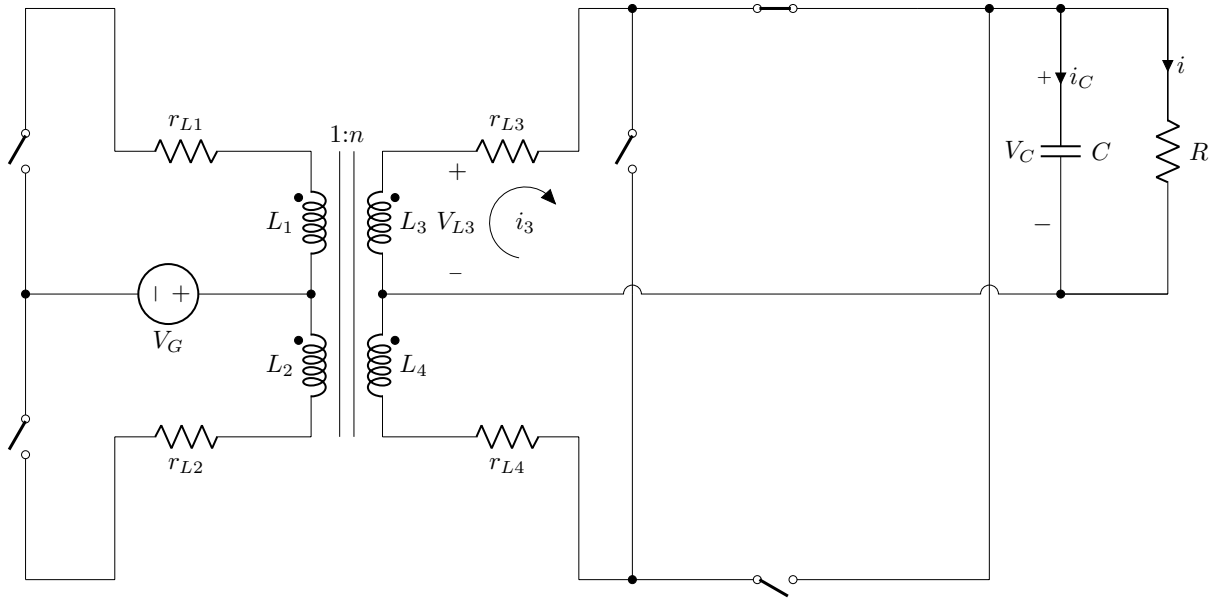
$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{V_g(t)}{N_2} - \frac{r_{L2}\Phi(t)}{L_2} \quad (12)$$

Na carga, a situação é análoga à do estado de curto-circuito e (8) ainda se aplica.

3.1.3 Estado Ativo Positivo

A Figura 5 representa o inversor flyback no estado ativo positivo.

Figura 5 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado ativo positivo



Fonte: Próprio autor

Neste estado, só há corrente passando por um dos enrolamentos do indutor, 3, e podemos considerar que:

$$V_{L3}(t) = -N_3 \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (13)$$

$$i_3(t) = \frac{\Phi(t)N_3}{L_3} \quad (14)$$

Pela lei de Kirchhoff das tensões, pode-se concluir:

$$V_{L3}(t) = r_{L3}i_3(t) + v_C(t) \quad (15)$$

Substituindo (13) e (14) em (15) e isolando $\frac{d\Phi(t)}{dt}$, chega-se a:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{r_{L3}\Phi(t)}{L_3} - \frac{v_C(t)}{N_3} \quad (16)$$

Pela lei de Kirchhoff das correntes, tem-se:

$$i_C(t) = i_3(t) + i(t) \quad (17)$$

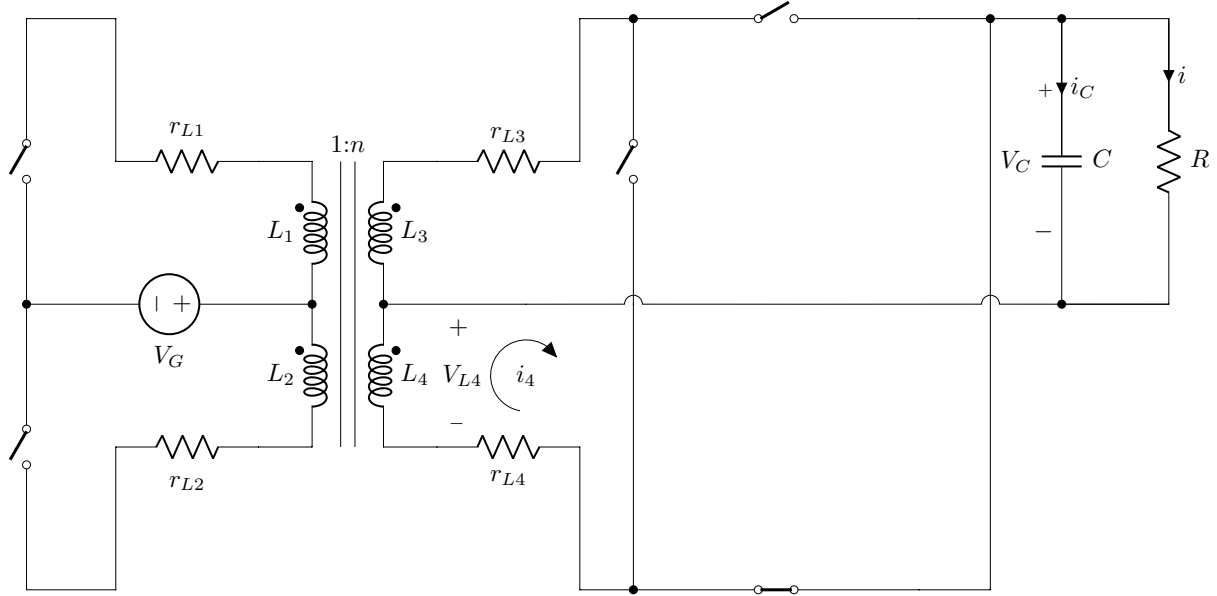
Substituindo (6), (7) e (17) em (16) e isolando $\frac{dv_C(t)}{dt}$, tem-se:

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{N_3\Phi(t)}{CL_3} - \frac{v_C(t)}{R} \quad (18)$$

3.1.4 Estado Ativo Negativo

A Figura 6 representa o inversor flyback no estado ativo negativo.

Figura 6 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado ativo negativo



Fonte: Próprio autor

Nesse estado, só há corrente passando por um dos enrolamentos do indutor, 4. Analogamente ao caso do estado ativo positivo, pode-se concluir que:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{r_{L4}\Phi(t)}{L_4} + \frac{v_C(t)}{N_4} \quad (19)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{\Phi(t)N_4}{CL_4} - \frac{v_C(t)}{R} \quad (20)$$

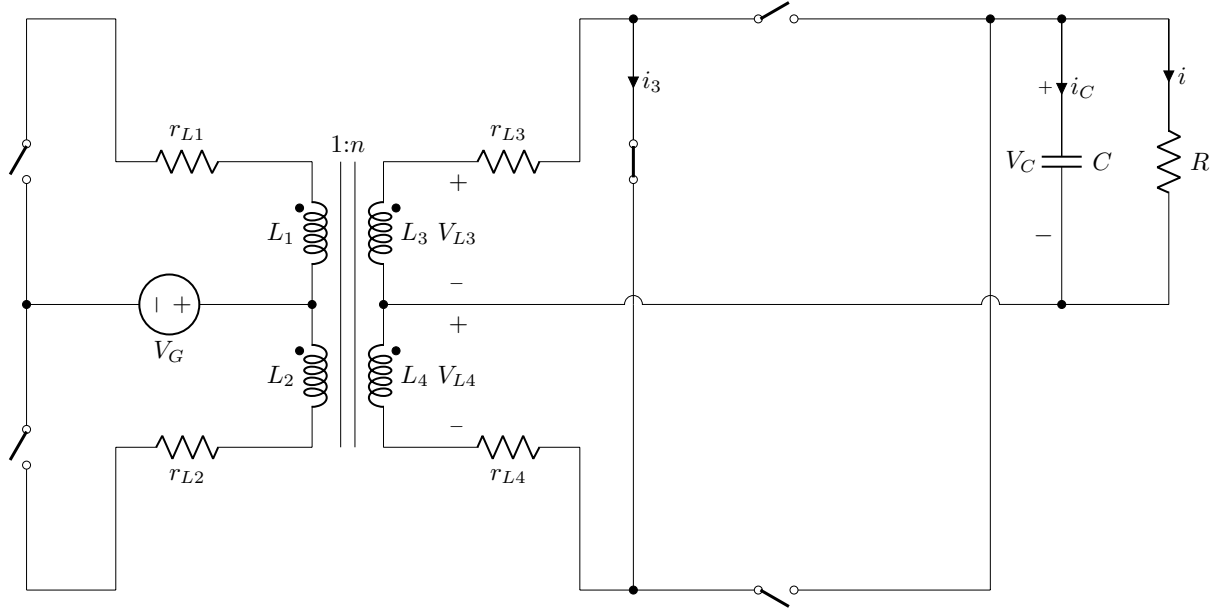
3.1.5 Estado de Roda-Livre

A Figura 7 representa o inversor flyback no estado de roda-livre.

Nesse estado, há circulação de corrente nos enrolamentos 3 e 4. Por haver corrente passando por mais de um enrolamento, o valor das indutâncias muda para um valor diferente dos outros estados, expresso por L'_3 e L'_4 , respectivamente. Como os dois enrolamentos estão colocados em série no mesmo núcleo com relutância constante, o valor da indutância total é:

$$L'_3 + L'_4 = 4L_3 \quad (21)$$

Figura 7 – Circuito equivalente do inversor flyback tri-state no estado de roda-livre



Fonte: Próprio autor

Portanto, tem-se:

$$V_{L3}(t) + V_{L4}(t) = (N_3 + N_4) \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (22)$$

$$i_3(t) = \frac{(N_3 + N_4)\Phi(t)}{4L_3} \quad (23)$$

Pela lei de Kirchhoff das tensões, tem-se:

$$V_{L3}(t) + V_{L4}(t) = -(r_{L3} + r_{L4})i_3(t) \quad (24)$$

Substituindo (23) em (24), tem-se:

$$V_{L3}(t) + V_{L4}(t) = -(r_{L3} + r_{L4}) \frac{(N_3 + N_4)\Phi(t)}{4L_3} \quad (25)$$

Substituindo (22) em (25) e isolando $\frac{d\Phi(t)}{dt}$, tem-se:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -(r_{L3} + r_{L4}) \frac{\Phi(t)}{4L_3} \quad (26)$$

Considerando que r_{L3} e r_{L4} são iguais e simplificando a equação, tem-se:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{r_{L3}\Phi(t)}{2L_3} \quad (27)$$

Na carga, a situação é análoga à do estado de curto-circuito e a equação (8) ainda se aplica.

3.1.6 Matriz de Espaço de Estados

Em cada período de comutação, o circuito passará por 3 estados: primeiro, o de curto-circuito ou regeneração; depois, o estado ativo positivo ou negativo e, finalmente, o estado de roda-livre.

Considere que D_1 é um número real entre -1 e 1 cujo módulo representa a proporção de tempo que o circuito passa no estado de curto-circuito ou de regeneração e seu sinal representa qual dos estados ocorrerá nesse ciclo (sinal positivo representa curto-circuito e negativo representa regeneração).

Considere também que D_2 é um número real entre -1 e 1 cujo módulo representa a proporção de tempo que o circuito passa no estado ativo positivo ou negativo e seu sinal representa qual dos estados ocorrerá nesse ciclo (sinal positivo representa o estado ativo positivo e sinal negativo representa o estado ativo negativo).

Considerando D_1 e D_2 e usando-se as equações (4), (12), (16), (19) e (27), pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{(1 + |D_1| + |D_2|)r_{L3}}{2L_3}\Phi(t) - \frac{D_2}{N_3}v_C(t) + \frac{D_1}{N_1}V_g \quad (28)$$

Para simplificação da modelagem do controlador, podemos considerar que o estado de roda-livre ocorrerá em proporções suficientemente pequenas, de forma que $1 + |D_1| + |D_2| \approx 2$.

Considerando D_1 e D_2 , que a relutância dos enrolamentos é igual e usando-se as equações, (8), (18), (20) e (28), pode-se chegar à matriz de espaço de estados representada nas equações (29) e (30).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Phi(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L3}}{L_3} & \frac{-D_2}{N_3} \\ \frac{D_2 N_3}{C L_3} & \frac{-1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1}{N_1} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (29)$$

$$V = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + 0V_g \quad (30)$$

3.2 Projeto do Controlador

Da equação (29) podemos extrair as equações (31) e (32), por meio da isolamento de D_1 e D_2 . A partir destas equações, podemos calcular o D_2 desejado em função de

constantes, de Φ e v_C e da $\frac{dv_C}{dt}$ desejada ($\frac{dv_C}{dt}^*$). Similarmente, D_1 desejado poderá ser calculado em função de constantes, de D_2 , Φ e v_C e da $\frac{d\Phi}{dt}$ desejada ($\frac{d\Phi}{dt}^*$).

$$D_2 = \frac{CL_3}{\Phi(t)N_3} \left(\frac{v_C(t)}{CR} + \frac{dv_C(t)}{dt} \right) \quad (31)$$

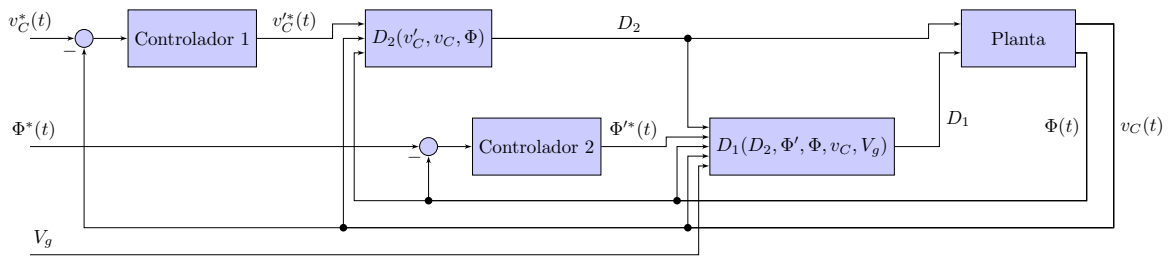
$$D_1 = \frac{N_1}{V_g} \left(\frac{r_{L3}}{L_3} \Phi(t) + \frac{d\Phi(t)}{dt} + D_2 \frac{v_C(t)}{N_3} \right) \quad (32)$$

Pode-se projetar o controlador de forma que, a partir da diferença entre os valores sensoriado e de referência de uma variável, o controlador calcule a derivada desejada para essa variável de forma a obter-se uma resposta exponencial (sem *overshoot*).

Assim, pode-se usar este método para calcular $\frac{dv_C}{dt}^*$ e, com isto, calcular D_2 para que este valor seja alcançado. Tendo D_2 , é possível aplicar (32) da mesma forma para chegar no valor de D_1 .

A Figura 8 representa o método de controle proposto.

Figura 8 – Diagrama de blocos do controlador usando método de controle não-linear com modelo médio



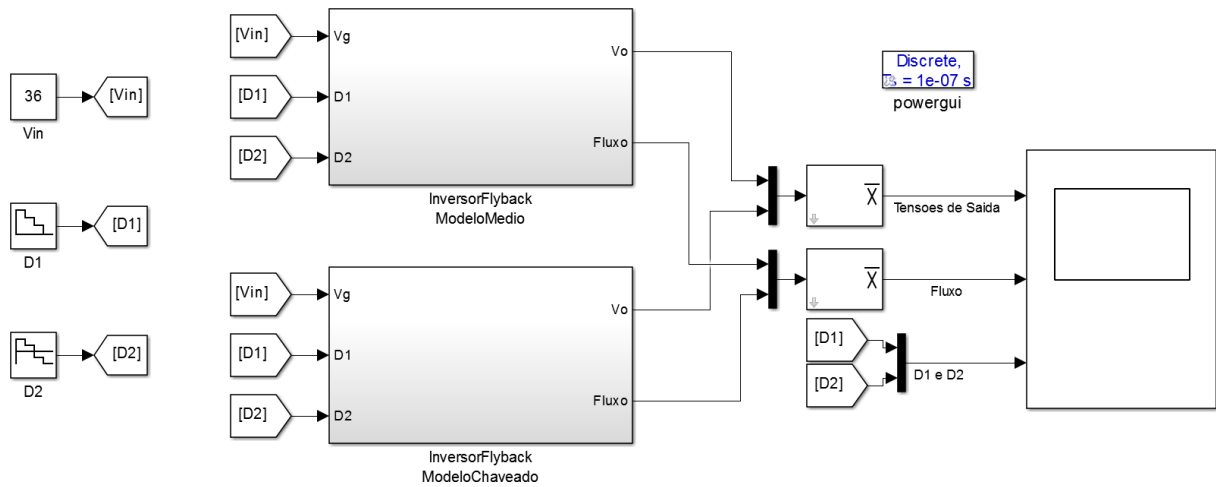
Fonte: Próprio autor

3.3 Simulação

Para validar o modelo de controle proposto, foram feitas diversas simulações no ambiente Simulink®, do software MATLAB. Primeiramente, foi adaptado um modelo chaveado do inversor flyback tri-state, baseado em (3) e feito um modelo médio do inversor. A Figura 9 mostra este modelo, com a versão chaveada e a média do inversor.

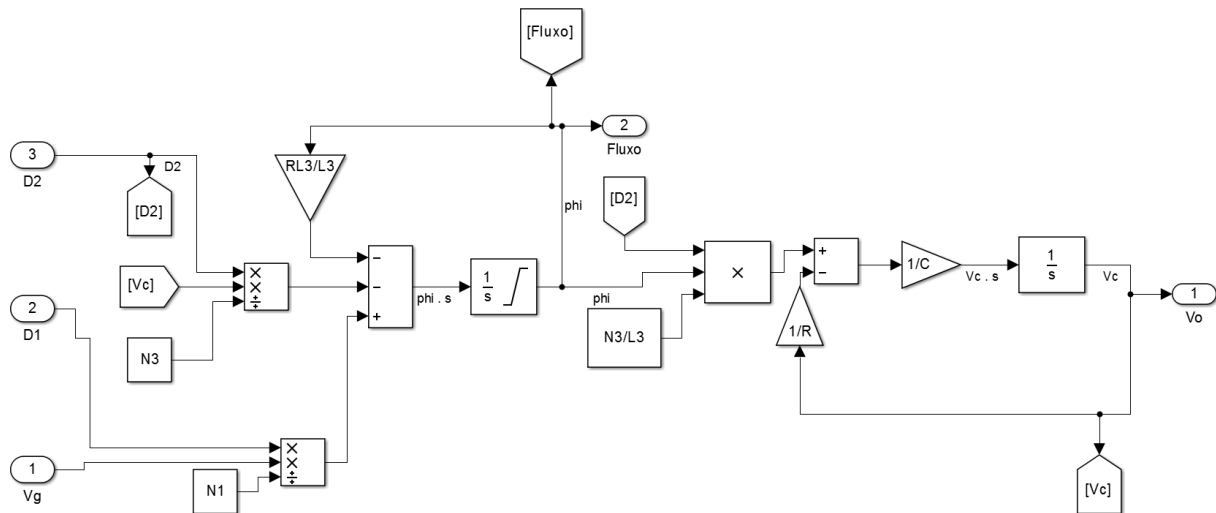
O modelo chaveado usa componentes do conjunto de blocos SimPowerSystems para simular comportamento próximo dos componentes elétricos reais. O modelo médio usa componentes da biblioteca base do Simulink® para simular o comportamento do modelo calculado na seção 3.1. A Figura 10 mostra interior do bloco de modelo médio do inversor. Nos dois modelos foram colocados os mesmos V_g , D_1 e D_2 como entrada e os comportamentos de suas variáveis de estado foram comparados.

Figura 9 – Modelo do Simulink para comparação entre os modelos médio e chaveado do inversor flyback tri-state



Fonte: Próprio autor

Figura 10 – Implementação do modelo médio do inversor flyback tri-state no Simulink



Fonte: Próprio autor

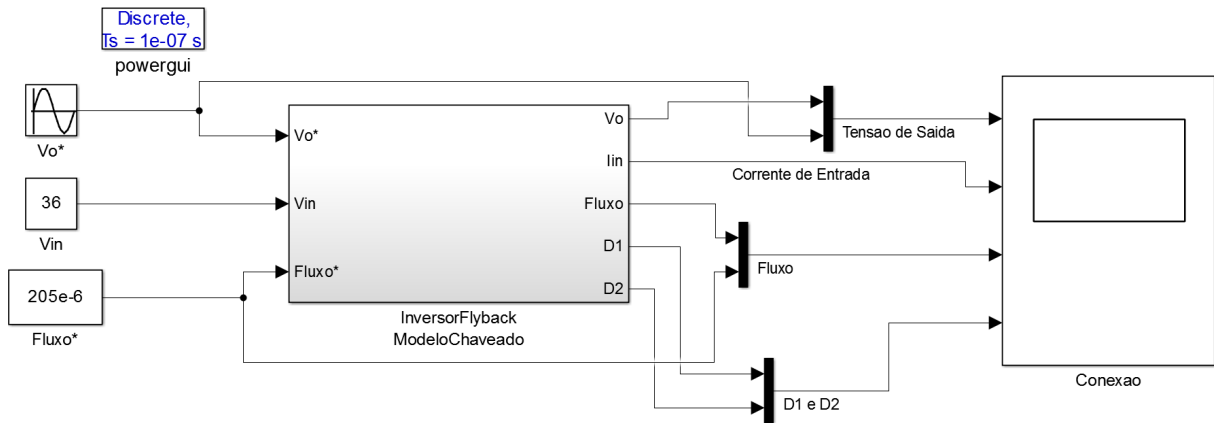
Outra simulação envolveu colocar o modelo chaveado do inversor e inserir um bloco de controle conforme proposto na seção 3.2 na sua entrada. Nele, os valores de saída do modelo chaveado foram inseridos como valores de entrada para o bloco de controle, fechando, assim, a malha de controle. As Figuras 11, 12, 13 e 14 são relacionadas a este modelo do simulink.

A Figura 11 mostra a visão geral do modelo desta simulação. Nela, estão representadas as seguintes variáveis de entrada: a tensão da bateria V_{in} , fixa em 36 V; fluxo de referência fixo em $205 \mu\text{Wb/V}$ e a tensão de saída de referência V_o^* , senoidal com amplitude de $127 V_{RMS}$ e frequência de 60 Hz. O modelo chaveado do inversor está representado como um subsistema nesta figura, tendo como saídas a tensão de saída V_o , a corrente de

entrada I_{in} , o fluxo e os duty cycles $D1$ e $D2$.

Os resultados da simulação, incluindo comparações entre tensões e fluxo de saída com as variáveis de referência, são registrados no Scope do modelo.

Figura 11 – Modelo do Simulink com controle não-linear e modelo chaveado do inversor flyback tri-state



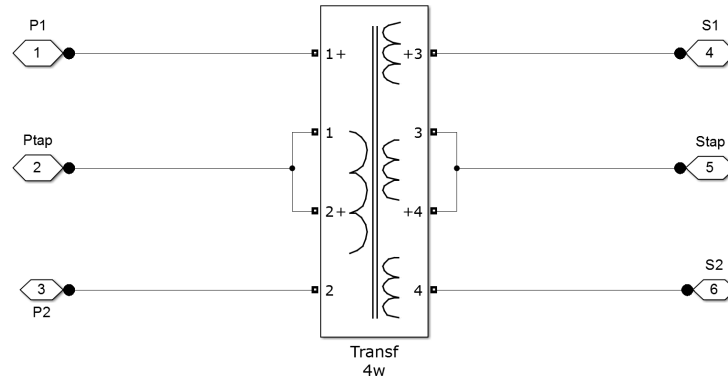
Fonte: Próprio autor

A Figura 12 mostra o interior do subsistema do modelo chaveado do inversor flyback tri-state. Nele estão presentes os elementos responsáveis pela simulação de cada componente elétrico do inversor. Estão inclusos também o subsistema de modulação, responsável pela geração de pulsos para cada chave a partir dos valores de $D1$ e $D2$, vindos do subsistema de controle, incluindo a geração de dead time; e o sensoriamento de fluxo, feito pela soma das correntes multiplicadas pela indutância e divididas pelo número de espiras do respectivo enrolamento.

O transformador flyback foi simulado usando-se um bloco *Multi-Winding Transformer* com curto-circuitos entre os enrolamentos adequados, conforme mostrado na Figura 13.

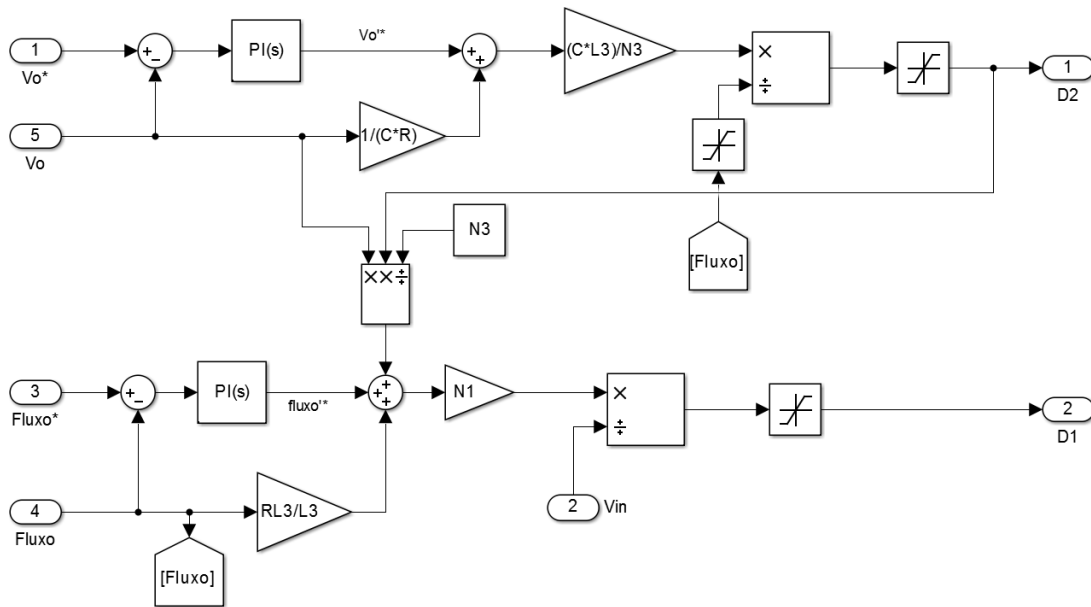
A Figura 14 mostra o interior do subsistema do controlador não-linear. Nele está implementado o controle proposto na seção 3.2. Os controladores usados para calcular as derivadas de V_C e Φ foram PIs, por ter-se verificado que eles são suficientes para o controle adequado da planta. Os ganhos dos PIs foram obtidos experimentalmente. Os blocos de saturação próximos às saídas $D1$ e $D2$ impedem a ocorrência de duty cycles maiores do que os possíveis na prática. Eles limitam a saída dos blocos de tensão de -0,5 a +0,5. O bloco de saturação após o fluxo evita erros na simulação devido a divisões por zero.

Figura 13 – Modelo do Transformador Flyback



Fonte: Próprio autor

Figura 14 – Modelo do controlador não-linear



Fonte: Próprio autor

3.4 Firmware de Controle

Neste trabalho foram usados o hardware e firmware apresentados em (4). Para melhorar o controle alcançando uma frequência de chaveamento maior do que 7 kHz foi necessário otimizar o firmware.

Utilizando a ferramenta *Stopwatch* do software MPLAB X da Microchip, pôde-se verificar a quantidade de ciclos prevista para a execução de uma iteração do algoritmo. Com isso, foi notado em simulação que duas linhas de código eram responsáveis por cerca de 76% dos ciclos de uma iteração do algoritmo (1000 de cerca de 1320 ciclos). Ambas as linhas continham uma divisão de *float* que poderia ser substituída por uma constante. Feita a substituição, a execução do algoritmo se tornou, em simulação, cerca de 4 vezes

mais rápida.

Outro aprimoramento foi o uso de DMA (*Direct Memory Access*) para economizar ciclos de *clock* do processador. Com o DMA, foi possível configurar o periférico ADC (*Analog-to-Digital Converter*) para fazer automaticamente as aquisições necessárias em períodos pré-determinados e registrar os resultados diretamente em um *buffer* de memória, sem necessidade de ação do processador. O processador só recebe uma interrupção após um ciclo de sensoriamento completo do ADC. Esta interrupção indica que ele pode realizar uma iteração do algoritmo de controle, pois os valores sensoriados estão na memória.

Mais uma otimização, esta com o objetivo de eliminar a influência de emissões eletromagnéticas no controle, foi a aquisição redundante de cada sinal no sensoriamento. Em um ciclo de aquisições, cada sinal é sensoriado 3 vezes. Há um algoritmo realizado antes do algoritmo principal de controle que seleciona a mediana dos 3 valores adquiridos.

A Figura 15 mostra a função criada para processamento e filtragem dos dados obtidos por DMA. Nela, temos as seguintes variáveis:

- *BufferA* e *BufferB*: dois *arrays* bidimensionais de 32 por 4¹ que serão usados como *buffer ping-pong* (usados alternadamente) e conterão os valores das leituras do ADC, escritos pelo DMA sem a ação do processador.
- *ADCSamples*: *struct* com 7 *arrays* de 3 inteiros cada. Feita para guardar as 3 leituras cada das 7 variáveis.
- *ADCOutput*: *struct* com 7 inteiros. Feita para guardar os valores filtrados das 7 leituras.
- *DmaBuffer*: inteiro. Usado para alternar o uso do *BufferA* e *BufferB*.

Ela ilustra também a utilização dos *buffers Ping-Pong*. Existem dois *buffers* nos quais o DMA irá escrever: A e B. Após escrever todos os dados de um ciclo em um deles, o DMA irá gerar a interrupção e, enquanto a CPU processa os dados deste *buffer*, o DMA estará escrevendo os dados do próximo ciclo no outro. O código é baseado em (15, Seção 22).

O mecanismo de ativação da referência de tensão também foi mudado. No firmware original, quando o controle iniciava, a referência de corrente era aumentada lentamente, a fim de evitar picos de corrente. A referência de tensão, porém, ficava no máximo a partir do momento de ligação. Em testes, foi verificado que o inversor tinha dificuldades no momento da partida, por exigir uma corrente de entrada maior do que os equipamentos do laboratório poderiam fornecer.

¹ Somente 7 das “linhas” e 3 “colunas” dos *arrays* serão efetivamente usadas. O tamanho do *array* é devido ao modo de funcionamento do DMA do microprocessador.

Figura 15 – Excerto do código responsável pelo processamento dos dados obtidos por DMA

```

void ProcessDMA(void) {
    // Mudar entre buffers Ping-Pong primário e secundário
    int i = 0;

    if (DmaBuffer == 0) {
        while (i < 3) {
            ADCSamples.IBAT[i] = BufferA[9][i];
            ADCSamples.VG[i] = BufferA[10][i];
            ADCSamples.VO[i] = BufferA[11][i];
            ADCSamples.ILB[i] = BufferA[12][i];
            ADCSamples.VEXT[i] = BufferA[29][i];
            ADCSamples.VBAT[i] = BufferA[30][i];
            ADCSamples.ILG[i] = BufferA[31][i];
            i++;
        }
    } else {
        while (i < 3) {
            ADCSamples.IBAT[i] = BufferB[9][i];
            ADCSamples.VG[i] = BufferB[10][i];
            ADCSamples.VO[i] = BufferB[11][i];
            ADCSamples.ILB[i] = BufferB[12][i];
            ADCSamples.VEXT[i] = BufferB[29][i];
            ADCSamples.VBAT[i] = BufferB[30][i];
            ADCSamples.ILG[i] = BufferB[31][i];
            i++;
        }
    }

    // Filtrar entradas
    ADCOutput.IBAT = ProcessADCSamples(ADCSamples.IBAT);
    ADCOutput.VG = ProcessADCSamples(ADCSamples.VG);
    ADCOutput.VO = ProcessADCSamples(ADCSamples.VO);
    ADCOutput.ILB = ProcessADCSamples(ADCSamples.ILB);
    ADCOutput.VEXT = ProcessADCSamples(ADCSamples.VEXT);
    ADCOutput.VBAT = ProcessADCSamples(ADCSamples.VBAT);
    ADCOutput.ILG = ProcessADCSamples(ADCSamples.ILG);

    DmaBuffer ^= 1;
    DmaInterrupt = 0;
}

```

Fonte: Próprio autor

Para corrigir isto, foi modificado o comportamento da tensão de referência. Esta agora é zero quando o inversor é ligado e se torna a metade do seu valor final somente quando a referência de corrente chega no seu valor máximo. Após uma certa quantidade de ciclos, a referência de tensão muda para o seu valor final.

3.4.1 Ferramentas de Debug

Para assegurar o correto funcionamento do firmware sem causar danos ao circuito, usou-se várias ferramentas de *debug* da IDE MPLAB X.

Uma delas foi o uso da macro de pré-processamento `__DEBUG`, que o programa define automaticamente quando a ação “*Debug Project*” é ativada (16). Utilizando-se dela, do aparelho ICD 3 (*In-Circuit Debugger 3*) e do recursos de *breakpoint* da IDE, foi possível definir linhas de código a serem rodadas especificamente quando o firmware está sendo debugado, sem prejudicar seu funcionamento normal.

Como se trata de firmware que controla um inversor, foi necessário também desativar o recurso que pausa os PWMs e *timers* durante a pausa do firmware. Este recurso se chama *Freeze Peripherals*. Com isso foi possível fazer o software pausar sem deixar de gerar os pulsos que controlam as chaves. Pode-se, assim, parar o programa seguramente em caso de funcionamento não-satisfatório do firmware ou detecção de condições de risco.

A Figura 16 mostra um exemplo de algoritmo para *debug* de problemas. O código mostrado usa as leituras do ADC para detectar se houve algum problema no funcionamento do circuito, como sobrecorrente no transformador ou sobretensão no capacitor de saída, e, em caso afirmativo, um dos bits da variável *debug_aux* é alterado, registrando qual problema ocorreu, o duty cycle do PWM de curto-circuito/regeneração é levado para 0% e o firmware entra em pausa na linha com *breakpoint*. A alteração no *duty cycle* é feita para evitar que o firmware continue solicitando corrente da fonte sem a ação do controle enquanto o firmware está pausado, o que poderia levar ao aumento descontrolado do fluxo do transformador.

Figura 16 – Exemplo de código de debug

```
#ifdef __DEBUG
    unsigned char debug_aux = 0;

    if (ADCOutput.VBAT > 500) debug_aux |= 0b1;
    if (ADCOutput.VO > 1016) debug_aux |= 0b10;
    if (ADCOutput.VBAT >= 200 && ADCOutput.VO < 16)
        debug_aux |= 0b100;
    if (ADCOutput.ILB > 1000) debug_aux |= 0b1000;

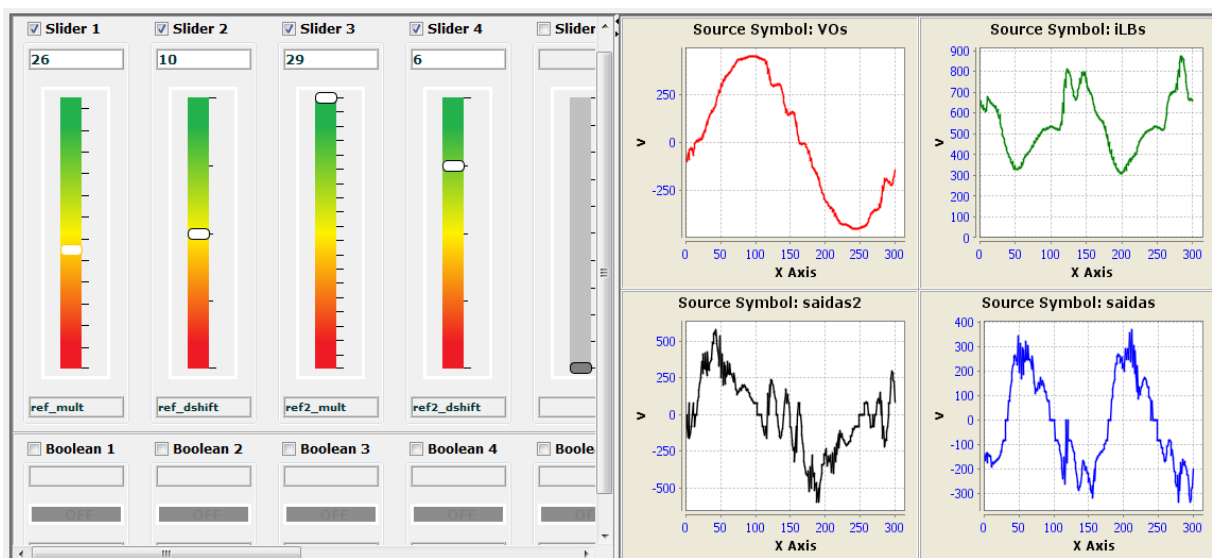
    if (debug_aux) {
        OC1RS = 0;
        Nop(); //Breakpoint
        Nop();
        Nop();
        debug_aux = 0;
    }
#endif /* __DEBUG */
```

Fonte: Próprio autor

Após a pausa do firmware, o *debugger* envia o estado atual do microprocessador à IDE, incluindo os valores das variáveis. É possível, então, investigar o motivo dos erros. Um dos meios de fazer isto é verificando o valor da variável *debug_aux*, que registra os motivos da parada no funcionamento.

Outro recurso usado foi o DMCI (*Data Monitor and Control Interface*). Este é um plug-in da IDE que permite, durante a pausa no funcionamento do firmware, a visualização de arrays na forma de gráficos e alteração do valor de variáveis (17). A Figura 17 mostra um exemplo da tela do DMCI, em que se está controlando os valores das variáveis *ref_mult*, *ref_dshift*, *ref2_mult* e *ref2_dshift*, referentes às referências do controlador, e se observando os valores dos arrays *VOs*, *iLBs*, *saidas2* e *saidas*, referentes, respectivamente, à tensão de saída sensoriada, corrente do indutor sensoriada e D_2 e D_1 de saída (em escala de -1600 a +1600).

Figura 17 – Exemplo de resultado do DMCI



Fonte: Próprio autor

Com estes recursos, foi possível observar melhor o comportamento do inversor durante o desenvolvimento do firmware, assegurando seu correto funcionamento e evitando esforços excessivos nos componentes do inversor.

4 RESULTADOS

4.1 Resultados de Simulação

As simulações foram ajustadas de forma a simular fielmente os parâmetros medidos do inversor usado nos testes práticos. O período de comutação nos modelos chaveados foram escolhidos como 18,0 kHz e os valores das variáveis do modelo podem ser vistos na Tabela 1. Todos os valores estão em unidades SI. As simulações foram resolvidas usando o *solver ode8 (Dormand-Prince)*, com tempo de amostragem fundamental de 100 ns. Os componentes do modelo chaveado foram configurados como discretos, com o mesmo tempo de amostragem da simulação.

Tabela 1 – Tabela de valores de variáveis usadas nas simulações

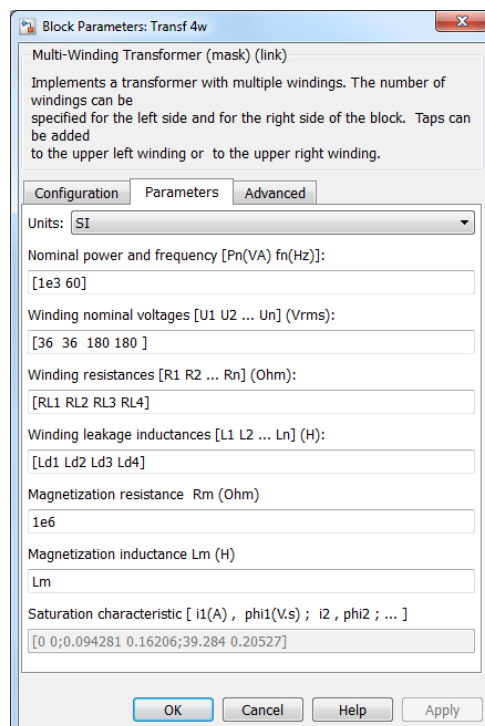
Variável	Valor	Unidade
C	4,40E-06	F
Lm	0,0002	H
Ld1	0	H
Ld2	0	H
Ld3	0	H
Ld4	0	H
N1	7	-
N2	7	-
N3	35	-
N4	35	-
R	448,4	Ω
RL1	0,0065	Ω
RL2	0,0065	Ω
RL3	0,1620	Ω
RL4	0,1620	Ω

Fonte: Próprio autor

O modo de configuração do bloco de *Multi-Winding Transformer*, mostrado na Figura 13 e interno ao subsistema do Transformador Flyback, se encontra na Figura 18.

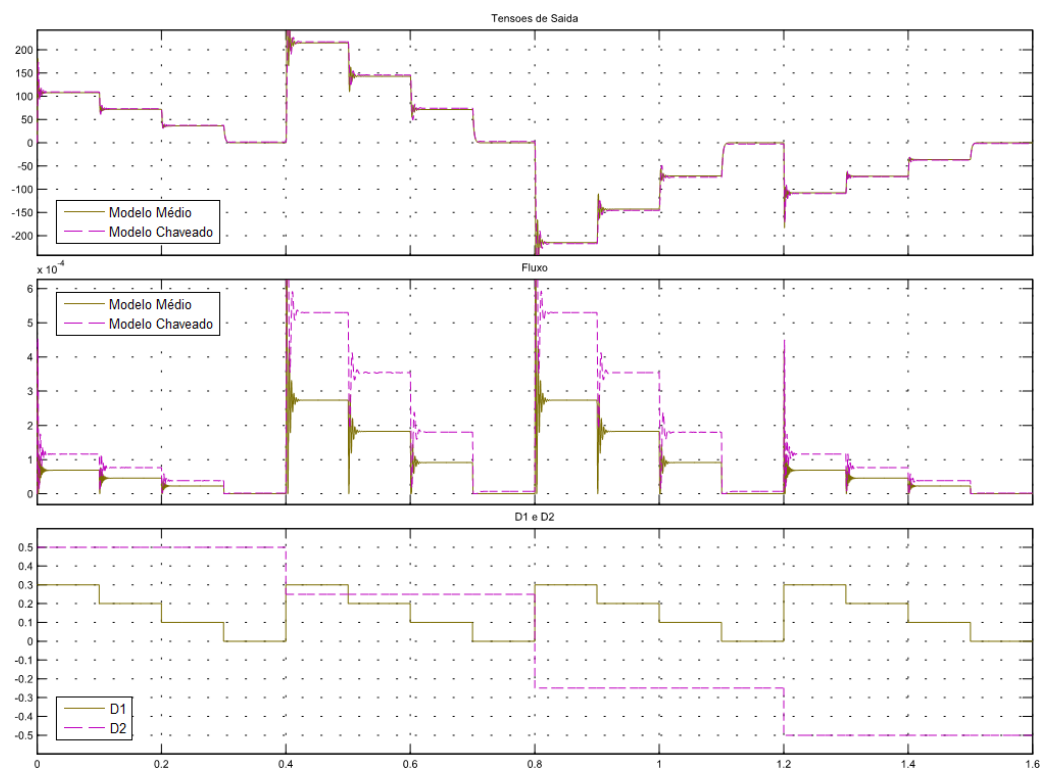
A Figura 19 mostra os resultados da simulação de comparação dos modelos médio e chaveado do inversor, conforme Figura 9. Nela, nos gráficos de “Tensão de saída” e “Fluxo”, a linha marrom contínua representa os valores do modelo médio e a linha rosa tracejada representa os valores do modelo chaveado. No gráfico de “D1 e D2”, a linha marrom contínua representa os valores de D_1 e a linha rosa tracejada representa os valores de D_2 .

Pode-se verificar que os dois modelos têm formas de onda parecida para a tensão de saída. A maior diferença em regime permanente foi de 2,9 V. Tais diferenças podem ser consideradas explicáveis pelos elementos extra colocados no modelo chaveado e não

Figura 18 – Configuração do bloco de *Multi-Winding Transformer*

Fonte: Próprio autor

Figura 19 – Resultados da comparação entre os modelos médio e chaveado



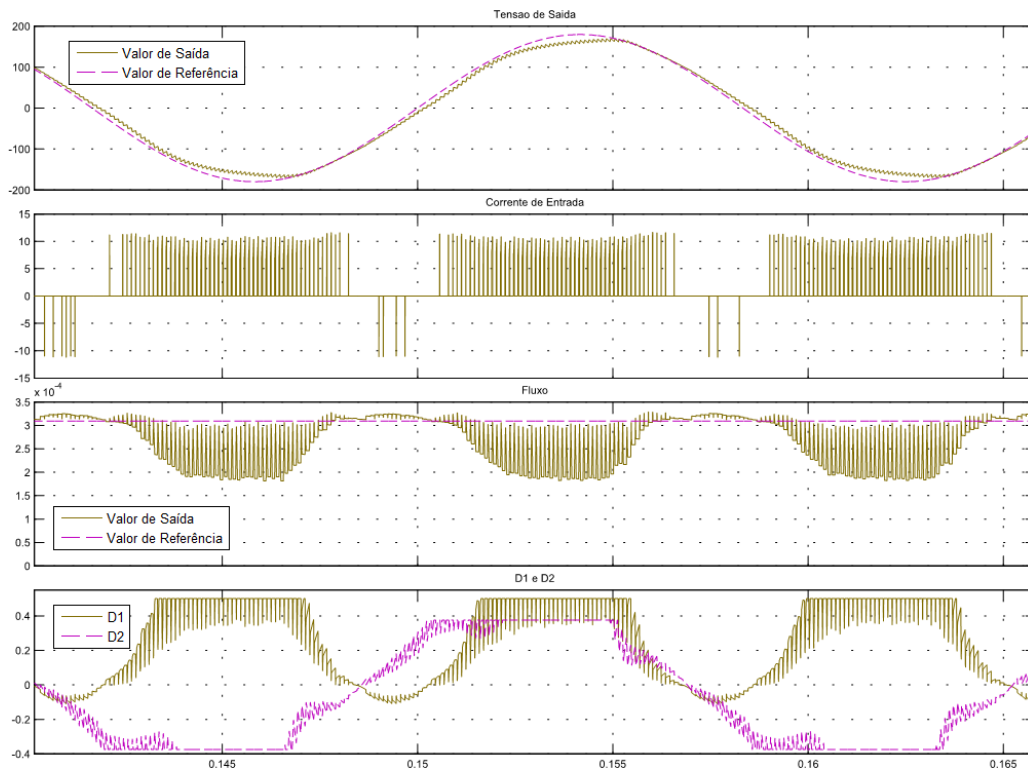
Fonte: Próprio autor

considerados no modelo médio, como diodos e transistores não-ideais. Enquanto isso, o fluxo do modelo médio também tem comportamento semelhante ao fluxo do chaveado, porém com erro de cerca de 50%.

Com isso, pode-se considerar aceitável a modelagem do inversor flyback tri-state proposta na seção 3.1.

A Figura 20 mostra os resultados da simulação do controle com o modelo chaveado do inversor, conforme Figura 11. Nos gráficos de “Tensão de saída” e “Fluxo” as linhas marrons contínuas representam os valores de saída das variáveis, enquanto as linhas rosas tracejadas representam o valor de referência das variáveis. No gráfico “D1 e D2”, a linha marrom contínua representa os valores de D1, enquanto a linha rosa tracejada representa o valor de D2.

Figura 20 – Resultados da simulação do controlador com modelo chaveado



Fonte: Próprio autor

Pode-se notar que o controle teve bons resultados em simulação, mantendo pequeno defasamento e ganho pouco menor do que o unitário. O defasamento, medido por um bloco de PLL do Simulink, foi de cerca de 4 graus e o valor RMS da tensão, de 119,6 V.

Comparado com os requisitos de qualidade de energia para um ponto de conexão contratado para a tensão de 127 V da ANEEL, que exige tensão em regime permanente entre 117 V e 133 V (18), o inversor teve resultado adequado em simulação. Isto indica a eficácia do controlador proposto na seção 3.2.

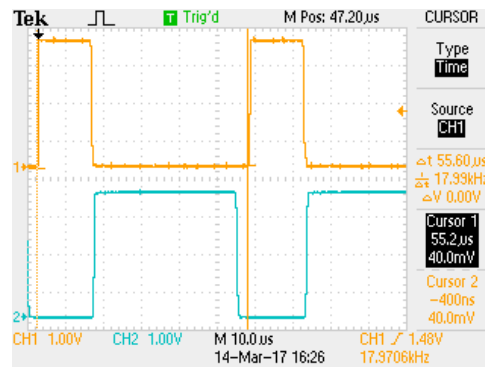
4.2 Resultados Experimentais

Com as melhoras no firmware apresentadas na seção 3.4 e adaptando o modelo da seção 3.2, pôde-se implementar o controle proposto.

Para mostrar o tempo de processamento de um ciclo, 2 pinos do microcontrolador foram configurados como saídas digitais, com sinal alto quando o microprocessador está dentro de uma função e sinal baixo quando o microprocessador está fora desta função. Assim, as saídas funcionam como sensores de tempo de processamento. Um dos pinos foi configurado para que se possa medir o tempo da função de aquisição de dados do *struct ADCSamples* (incluindo a filtragem pela obtenção das medianas) e o outro, a função de controle.

A Figura 21 mostra as formas de onda da tensão destes sensores. Nela, pode-se notar que foi possível implementar o controle a 18 kHz. A forma de onda de cima representa o tempo de processamento da função de aquisição de dados e a forma de onda de baixo, a função de controle.

Figura 21 – Formas de onda do sensor de tempo de processamento



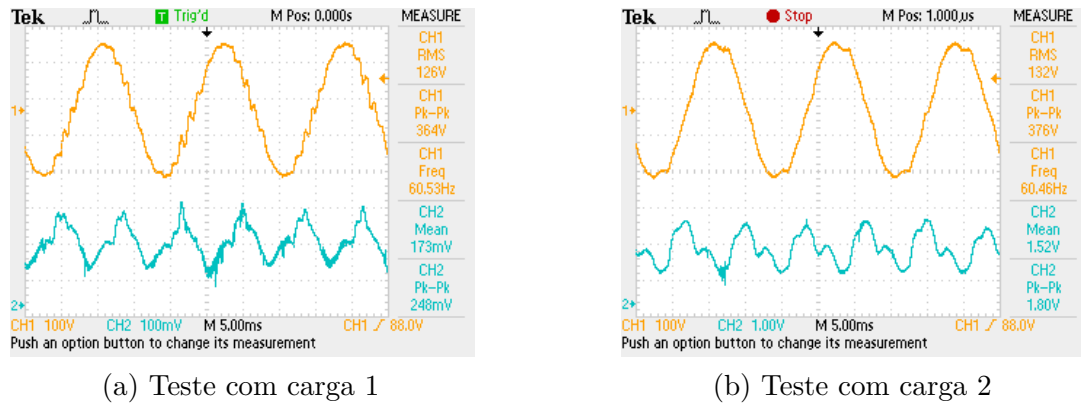
Fonte: Próprio autor

Os tempos medidos para o processamento das duas funções foram, respectivamente, de 13,6 µs e 37,6 µs, com intervalo de 2 µs entre as funções. Logo, o controle poderia operar em até 18,8 kHz. Por segurança, foi escolhida a frequência de operação do controle de 18,0 kHz.

Na Figura 22 pode-se ver as formas de onda resultantes da implementação do controle, com 2 cargas. A carga 1 é de 4,7 kΩ, equivalente a 3,43 W, e a carga 2 é de 467,3 Ω, equivalente a 34,5 W. A forma de onda de cima representa a tensão de saída do conversor, enquanto a de baixo representa a tensão no sensor de fluxo. A tensão do sensor e o fluxo no núcleo do transformador são diretamente proporcionais e a relação entre eles é de 12,16 µWb/V na Figura 22a e 1,216 µWb/V na Figura 22b.

Nas Figuras 23 e 24 estão representadas as análises da distorção harmônica feita no MATLAB das tensões de saída do conversor nos casos de carga 1 e 2, respectivamente.

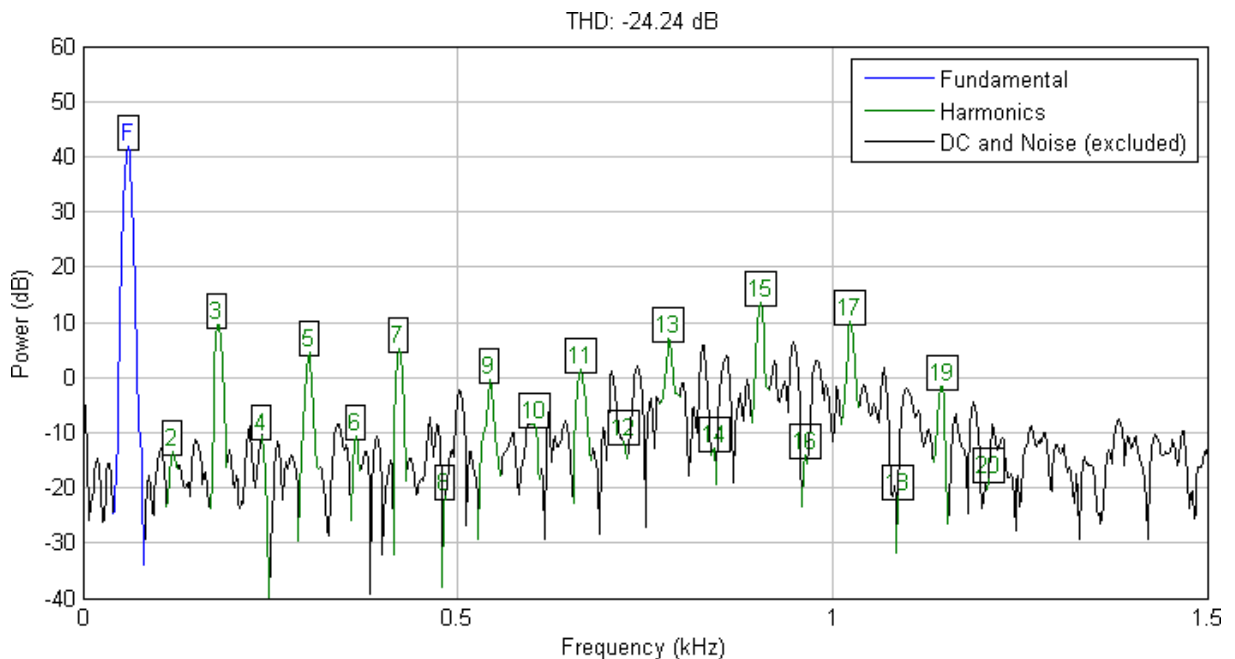
Figura 22 – Formas de onda da tensão de saída do capacitor e fluxo do transformador flyback no funcionamento com cargas 1 e 2



Fonte: Próprio autor

Pode-se notar a influência principal das harmônicas terceira, décima quinta e décima sétima no caso de carga 1 e das harmônicas terceira, quinta e nona no caso da carga 2.

Figura 23 – Análise da distorção harmônica da tensão de saída com carga 1

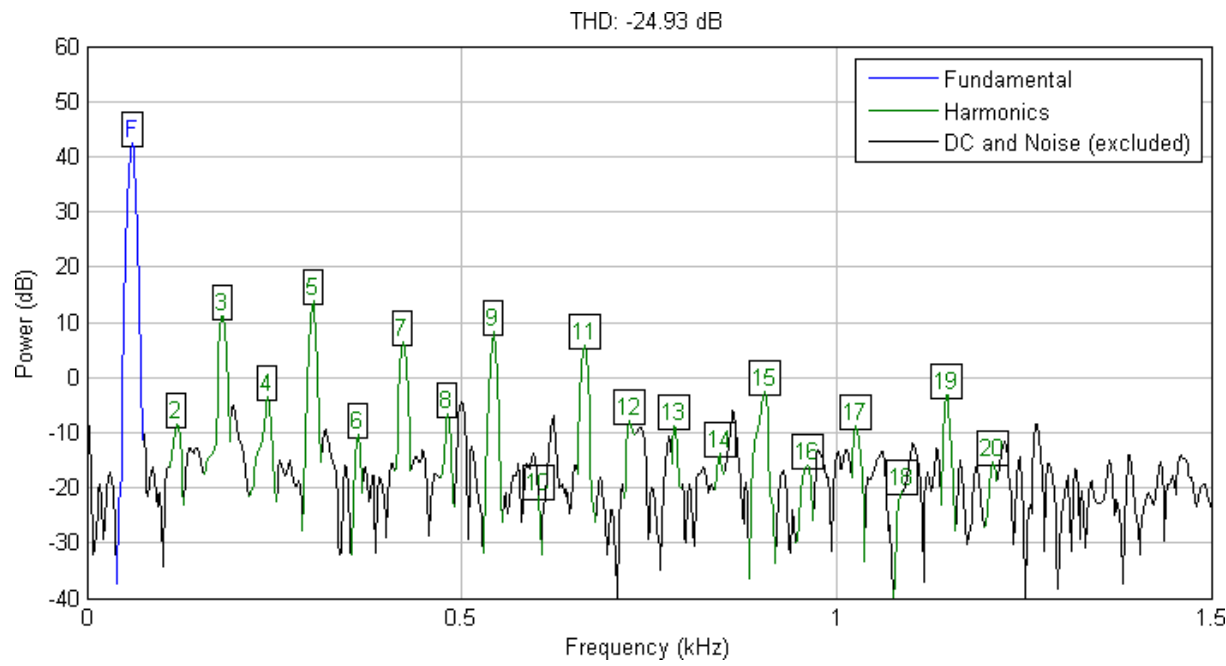


Fonte: Próprio autor

Os dados da magnitude das harmônicas da primeira (fundamental) até a vigésima podem ser vistos na Tabela 2. Nela, podemos ver também que as distorções harmônicas totais (THD) das tensões de saída são 5,97% e 5,57%, para carga 1 e 2, respectivamente. Enquanto isso, o erro na amplitude da onda fundamental foi de -1,1% e +3,8%.

Portanto, o controle proposto foi capaz de gerar uma tensão de saída de 127 V e 60 Hz com erro em tensão em regime permanente menor do que 4% e THD menor do que

Figura 24 – Análise da distorção harmônica da tensão de saída com carga 2



Fonte: Próprio autor

Tabela 2 – Tabela de comparação dos resultados e Análise de THD

	Carga 1	Carga 2	
Magnitude por Harmônica (Vrms)	1	125,589	131,810
	2	0,216	0,000
	3	2,976	3,567
	4	0,289	0,658
	5	1,712	4,897
	6	0,298	0,302
	7	1,811	2,092
	8	0,085	0,463
	9	0,965	2,594
	10	0,383	0,084
	11	1,164	1,951
	12	0,265	0,403
	13	2,278	0,367
	14	0,232	0,206
	15	4,720	0,753
	16	0,198	0,162
	17	3,176	0,366
	18	0,084	0,093
	19	0,827	0,702
	20	0,120	0,172
THD(%)	5,97	5,57	

Fonte: Próprio autor

6%. O aumento da carga parece causar aumento no erro da tensão em regime permanente e diminuição no THD.

Comparado com os requisitos de qualidade de energia para um ponto de conexão contratado para a tensão de 127 V da ANEEL, que exigem THD de tensão menor do que 10,0% e tensão em regime permanente entre 117 V e 133 V (18), o inversor teve resultado adequado.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a proposta de um controlador para um inversor flyback tri-state. Foi apresentada a teoria para a compreensão do inversor e do controle proposto, assim como a modelagem do sistema e implementação prática do controlador a que se chegou. O controle proposto se baseou na modelagem de espaço de estados sem linearização.

Foi obtido um modelo do inversor flyback tri-state, usando modelagem em espaço de estados por média. Esta modelagem conseguiu resultados satisfatórios em simulação. A tensão de saída, variável a ser controlada, atingiu erros pequenos, em comparação ao modelo real, explicáveis pela inserção de elementos não-ideais neste último.

Na implementação prática o controle proposto gerou a tensão de referência com erro menor do que 4% e THD menor do que 6%, atingindo, portanto, resultados satisfatórios, de acordo com os padrões da ANEEL para distribuição. Portanto, o modelo e o método de controle se mostraram ambos eficazes nas simulações e testes experimentais.

Futuros trabalhos poderiam envolver o teste em mais situações de operação, principalmente em cargas maiores, a comparação com outros métodos de controle e o uso de sensoramento de mais variáveis. Isto não foi possível neste trabalho por falta de equipamentos e tempo hábil.

Outras possibilidades envolvem otimizações dos algoritmos de controle, permitindo operação síncrona deste, ou a tentativa de implementação de métodos de controle digital, que poderiam tornar a execução do algoritmo mais rápida a ponto de ser possível a operação síncrona mesmo com um aumento na frequência de operação.

REFERÊNCIAS

- 1 KREIN, P. T. Introduction. In: RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits and application*. 3rd. ed. Burlington USA: Elsevier Inc, 2011. cap. 1.
- 2 BOSE, B. K. Power electronics-a technology review. *Proceedings of the IEEE*, v. 80, n. 8, p. 1303–1334, Aug 1992. ISSN 0018-9219.
- 3 ONIZUKA, M. Y. V. *Análise e modelagem de conversores chaveados, aplicada a um inversor flyback*. Campo Grande: [s.n.], 2013.
- 4 LÚCIO, M. P. *Implementação de Controle Digital em um Inversor Flyback Tri-State Utilizando dsPIC*. Campo Grande: [s.n.], 2015.
- 5 KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.
- 6 BRITO, M. A. G. d. *Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: técnicas para obtenção de mppt, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2013.
- 7 VISWANATHAN, K. *Dynamic performance improvement in boost and buck-boost-derived power electronic converters*. PhD thesis — National University of Singapore, 2005.
- 8 JUNIOR, L. G. *Inversores integrados monofásicos aplicados em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede de distribuição de energia elétrica*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011.
- 9 CERVANTES, I.; GARCIA, D.; NORIEGA, D. Linear multiloop control of quasi-resonant converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 5, p. 1194–1201, Sept 2003. ISSN 0885-8993.
- 10 MIDYA, P.; GREUEL, M.; KREIN, P. T. Sensorless current mode control-an observer-based technique for dc-dc converters. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 197–202 vol.1. ISSN 0275-9306.
- 11 CHAN, C.-Y. A nonlinear control for DC–DC power converters. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 216–222, 2007.
- 12 JUNIOR, L. G. et al. Non-linear controller applied to boost DC-DC converters using the state space average model. In: *IEEE. 2009 Brazilian Power Electronics Conference*. Bonito-Mato Grosso do Sul, 2009. p. 733–740. ISSN 2165-0454.
- 13 NISE, N. S. *Engenharia de Sistemas de Controle*. 6^a. ed. Rio de Janeiro: LTC - Livros Técnicos e Científicos, 2012.
- 14 ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. New York: Springer US, 2001.

- 15 MICROCHIP. *dsPIC33F/PIC24H Family Reference Manual*. [S.l.], 2011. Disponível em: <<http://www.microchip.com/wwwproducts/en/dsPIC33FJ256GP710>>. Acesso em: 11 nov. 2015.
- 16 MICROCHIP. *MPLAB® XC16 C Compiler User's Guide*. [S.l.], 2013. Disponível em: <<http://microchip.com/mplabxc16guide>>. Acesso em: 25 sep. 2014.
- 17 MICROCHIP. *Developer Help*. 2017. Disponível em: <<http://microchipdeveloper.com/mplabx:dmci>>. Acesso em: 02 jan. 2017.
- 18 ANEEL. Módulo 8 – qualidade da energia elétrica. In: *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST*. [s.n.]. p. 14–16, 44. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/modulo-8>>. Acesso em: 28 de fevereiro de 2017.