

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

ANÁLISE E MODELAGEM DE CONVERSORES CHAVEADOS,
APLICADA A UM INVERSOR FLYBACK

Marcela Yumi Vilalba Onizuka

Campo Grande – MS

Setembro de 2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL

**FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E
URBANISMO E GEOGRAFIA**

**ANÁLISE E MODELAGEM DE CONVERSORES CHAVEADOS,
APLICADA A UM INVERSOR FLYBACK**

Marcela Yumi Vilalba Onizuka

Orientador: Prof. Dr. João Onofre Pereira Pinto

Monografia apresentada à Universidade Federal
de Mato Grosso do Sul no Centro de Ciências
Exatas e Tecnologia, como Trabalho de
Conclusão de Curso.

Campo Grande – MS

Setembro de 2013

MARCELA YUMI VILALBA ONIZUKA

**ANÁLISE E MODELAGEM DE CONVERSORES CHAVEADOS, APLICADA A
UM INVERSOR FLYBACK**

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharia, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. João Onofre Pereira Pinto – Orientador

Prof. Dr. Luigi Galotto Junior

Prof. Dr. Jurandir de Oliveira Soares

Campo Grande, 04 de setembro de 2013

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço a minha mãe, Mirian Vilalba, que me ensinou todos os meus valores e me incentivou em todas as escolhas, ao meu pai, Minoru Onizuka, e meu padrasto, José Seabra, que me deram suporte para realizar todas as escolhas e ao meu irmão, Marcel Kenzo Vilalba Onizuka, que várias vezes me motivou a seguir meus objetivos.

Ao meu namorado, Diogo Alexandre Camargo de Araújo, que está comigo desde antes do início da minha graduação, pois sempre teve muita paciência dividindo seu tempo comigo, e por me apoiar todas as vezes que precisei.

Ao meu professor, Luigi Galotto Junior, que me serve de exemplo como profissional, me ajudou muito no desenvolvimento desse trabalho e ao longo da graduação, sempre sendo muito paciente e disposto a ajudar.

Ao meu professor e orientador, João Onofre Pereira Pinto, pelas oportunidades que me deu durante a graduação que serviram de incentivo para me manter e motivar no curso.

Resumo

Este trabalho apresenta um resumo sobre os principais conversores CC, buck (abaixador), boost (elevador) e buck-boost (elevador e abaixador), foram mostrados o princípio de funcionamento, o circuito, as equações que descrevem a tensão e corrente de saídas, o ganho estático e a análise dinâmica. Foi descrita brevemente a técnica de chaveamento por largura de pulso, a modelagem através de modelo médio e análise por função de transferência.

Posteriormente, foi descrito o conversor flyback, desde o circuito à modelagem matemática do funcionamento em regime permanente. Em seguida foi feita a análise de cada etapa do funcionamento de um inversor flyback que tem a possibilidade de regeneração, então foram aplicadas as técnicas de modelagem descritas neste trabalho.

Foram feitas simulações no software Matlab/Simulink através de modelo médio e modelo chaveado para observar as semelhanças entre estes tipos de modelagem. Os resultados observados também foram comparados com o modelo experimental. Estes resultados simulados e experimentais permitiram compreender melhor a característica de funcionamento deste conversor e poderá ser o precedente de trabalhos futuros relacionados à sua utilização.

Palavras-chave: Conversor, modelagem, flyback, regime permanente, análise dinâmica , simulação.

Abstract

This work presents a resume about the main DC converters, buck, boost and buck-boost, it was shown the operation principle, the circuit, the equations that describes the output voltage and output current, static gain, and dynamic analysis. It was briefly described a switching technique using PWM (pulse width modulated), modeling by medial model and transfer function analysis.

After, it was describe a flyback converter, since the circuit to the math modeling in steady state. Then it was made the analysis of each stage of the flyback inverter operation that is able to regenerate, then it was applied the modeling techniques described in this work.

The simulations were made on the Mathlab/Simulink software using a medial model and a switching model to observe the similarity between the different modeling types. The results observed were satisfactory even when compared with the experimental model which was possible take a few results.

Keywords: Converter, modeling, flyback, steady state, dynamic analysis, simulation.

Lista de Figuras

Figura 1 – Modelo Simplificado do Conversor abaixador	12
Figura 2 - Tensão de saída no conversor abaixador simplificado	13
Figura 3 - Corrente de saída no conversor abaixador simplificado.....	14
Figura 4 - Conversor Buck.....	15
Figura 5 - Tensão de saída com ripple.....	16
Figura 6 - Ganho do conversor buck em função do duty cycle (D)	17
Figura 7 - Corrente no indutor quando a chave no conversor é ligada	17
Figura 8 - Conversor buck com a chave aberta.....	18
Figura 9 - Tensão no indutor do conversor buck	19
Figura 10 - Conversor Boost.....	20
Figura 11 - Circuito equivalente do conversor elevador nas regiões de saturação e de corte ...	21
Figura 12 - Corrente no indutor	23
Figura 13 - Tensão no indutor e corrente no capacitor	24
Figura 14 - Ganho do conversor boost em função do duty cycle	24
Figura 15 - Conversor buck-boost	25
Figura 16 - Circuito equivalente do conversor buck-boost para (a) chave conduzindo e (b) chave bloqueando	26
Figura 17 - Corrente no indutor do conversor buck-boost	27
Figura 18 – Ganho do conversor buck-boost em função do duty cycle.....	28
Figura 19 - Conversores com circuito gerador de PWM	29
Figura 20 - Pulso gerado pela comparação entre a tensão dente de serra e tensão do erro.....	31
Figura 21 - Modelo de conversor	32
Figura 22 - Modelo de conversor usando transformador	32
Figura 23 - Modelo de conversor usando fonte de corrente e fonte de tensão.....	33
Figura 24 - Ganho do conversor buck-boost com linearização.....	33
Figura 25 - Conversor (a) buck-boost, (b) flyback com saída invertida e (c) flyback	35

Figura 26 - Conversor CC/CC flyback tri-state	37
Figura 27 - Inversor flyback Tri-State com Regeneração	38
Figura 28 – Estágios do inversor flyback	40
Figura 29 - Corrente de saída do inversor	41
Figura 30 - Regeneração do flyback	42
Figura 31 - Modelo do inversor	43
Figura 32 - Modelagem do inversor flyback através do (a) modelo médio e do (b) modelo chaveado	44
Figura 33 - Modulação do inversor flyback para o modelo chaveado	45
Figura 34 - Comparação entre modelagem por modelo médio e modelo chaveado	46
Figura 35 - Placa do inversor flyback.....	47
Figura 36 - Controle em malha aberta ou malha fechada do inversor flyback.....	48
Figura 37 - Inversor flyback funcionando em malha aberta na entrada e na saída.....	49
Figura 38 – Simulação por modelo médio do inversor flyback funcionando em malha aberta na entrada e na saída	50
Figura 39 - Inversor flyback funcionando em malha fechada na entrada e malha aberta na saída	51
Figura 40 - Inversor flyback funcionando em malha fechada na entrada e malha aberta na saída	52
Figura 41 – Simulação por modelo médio do inversor flyback funcionando com sinal senoidal de entrada	52
Figura 42 - Inversor flyback funcionando em malha fechada na entrada e na saída	54

Sumário

Introdução.....	10
1.Conversores	13
1.1 Conversor Abaixador (Buck)	13
1.2 Conversor Elevador (Boost).....	21
1.3 Conversor Buck-Boost.....	26
2.Chaveamento	31
2.1 Chaveamento por Modulação de Largura de Pulso	31
2.2 Modelo Médio	33
2.3 Função de Transferência	36
3.Flyback	37
3.1 Conversor Flyback	37
3.2 Inversor Flyback.....	39
4.Resultados	43
4.1 Modelagem no Simulink/Matlab	43
4.2 Resultados da Simulação	46
Conclusão	48
Referências Bibliográficas	57

Introdução

A eletrônica de potência envolve os três ramos da engenharia, a potência, a eletrônica e o controle. Seu objetivo é garantir que através de controle em malha fechada o sistema de potência responda aos parâmetros de referência, a vantagem do uso de eletrônica para esse controle é a confiabilidade e a rapidez de resposta, apesar de causar efeitos indesejáveis como a diminuição do amortecimento natural do sistema, ela ainda maiores benefícios. Tem aplicação em varias áreas como o controle de temperatura e iluminação, fonte de alimentação, acionamento de máquinas e controle industrial.

O desenvolvimento da eletrônica de potência iniciou com a criação do retificador controlado de silício (*SCR – silicon controlled rectifier*) e progrediu intensamente com o desenvolvimento de dispositivos semicondutores de potência capazes de chavear altas correntes e suportar altas tensões. O grande atrativo desses dispositivos é que são de pequeno porte, tem baixo custo, boa eficiência e conseguem controlar grandes potências.

As chaves semicondutoras são divididas entre diodo, transistor bipolar de junção (BJT), transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET), transistor bipolar de porta isolada (IGBT), retificador controlado de silício (SCR), triac, tiristor de desligamento por porta (GTO) e tiristor controlado MOS (MCT). Uma chave ideal liga e desliga instantaneamente, quando ligada tem uma queda de tensão interna nula e quando desligada a corrente que passa é zero, portanto não a energia dissipada.

A partir das chaves dos semicondutores controlados é possível fazer circuitos conversores que a partir de uma tensão de alimentação contínua consegue converter diretamente em uma tensão da saída contínua, além dos semicondutores, são acrescentados elementos passivos, geralmente indutores e capacitores, que regulam o fluxo de energia. O controle é feito através de ligamento e desligamento dos semicondutores com uma variável de controle conhecido como razão cíclica (D).

Os conversor que são descritos no trabalho são mostrados na Tabela 1 com seus respectivos ganhos estáticos.

Conversor	Ganho
Buck	D
Boost	$\frac{1}{1 - D}$
Buck-Boost	$\frac{D}{1 - D}$
Flyback	$n \cdot \frac{D}{1 - D}$

1. Conversores

1.1. Conversor Abaixador (Buck)

Este conversor é alimentado por uma tensão V_s não controlada e, na sua saída a tensão varia de forma controlada de até zero ao valor de V_s , por esta razão é chamado de abaixador (ou *buck*, do termo técnico em inglês).

A redução de tensão poderia ser realizada através da queda de tensão em uma resistência ou até mesmo em um transistor na região linear, assim como funcionam as fontes e reguladores lineares. Porém, o conversor abaixador permite reduzir a tensão operando apenas nas regiões de corte e saturação dos transistores que teoricamente não dissipam energia. Desta forma, sua principal vantagem em relação às fontes lineares está na sua eficiência. Esta forma de operação nas regiões de corte e saturação faz com que os transistores se comportem como chaves, que comutam entre o estado ligado e desligado em alta frequência de forma controlada. Por isto, estes conversores também são chamados de chaveados.

A Fig. 1 mostra o modelo simplificado de um conversor abaixador, onde mostra uma chave CH, que representa um dispositivo transistor na região de saturação (ligada).

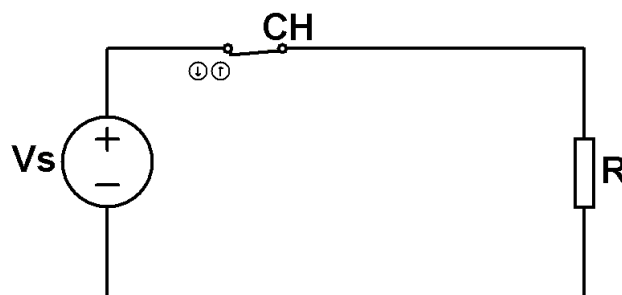


Figura 1 – Modelo Simplificado do Conversor abaixador

O conversor é controlado por esta chave CH, quando ela está fechada, a tensão V_s aparece sobre a carga R. Quando a chave está aberta, a tensão sobre a carga é 0V. Portanto, tensão de saída V_o varia entre 0 e V_s , conforme mostra a Fig. 2.

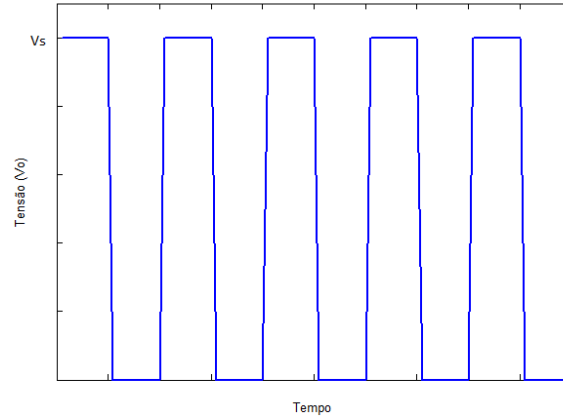


Figura 2 - Tensão de saída no conversor abaixador simplificado

A Fig. 2 apresenta o valor instantâneo da tensão de saída que varia conforme o estado da chave. Mas o valor médio da tensão de saída no conversor é definida pela equação (1.1).

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o \cdot dt \quad (1.1)$$

Considerando que a chave modula em frequência constante e largura de pulso constante e controlada, a equação (1.1) pode ser resolvida de acordo com os limites da integral na equação (1.2) e o resultado na equação (1.3).

$$V_o = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_1} v_o \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} v_o \cdot dt \right) \quad (1.2)$$

$$V_o = \frac{t_1}{T_s} V_s \quad (1.3)$$

A fração de tempo que a chave fica fechada em relação ao tempo total é chamada de razão cíclica, representada pela variável D , equação

(1.4). O complemento, que é o período em que a chave fica aberta em relação ao tempo total, é chamado de D' , equação (1.5).

$$D = \frac{t_1}{T_S} \quad (1.4)$$

$$D' = 1 - D \quad (1.5)$$

Então, a tensão de saída com relação à tensão de entrada é mostrada pela equação (1.6).

$$V_o = D \cdot V_S \quad (0 < D < 1) \quad (1.6)$$

O valor eficaz da tensão é dado pela equação (1.7) e sua resolução é mostrada na equação (1.8).

$$V_{Orms} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S \cdot D} v_o^2 dt} \quad (1.7)$$

$$V_{Orms} = \sqrt{D} \cdot V_S \quad (1.8)$$

A corrente da carga R segue o comportamento da tensão e é mostrada na Fig. 3.

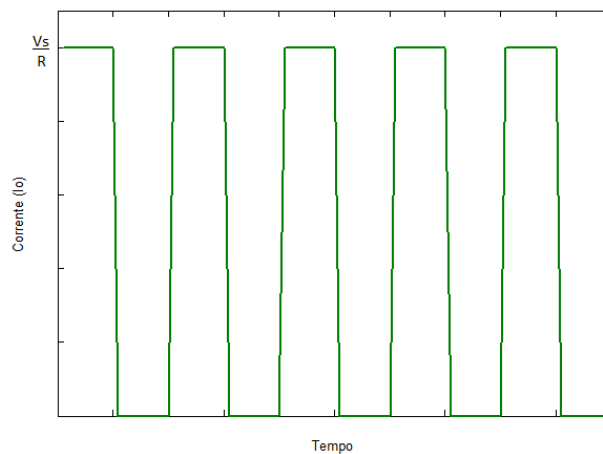


Figura 3 - Corrente de saída no conversor abaixador simplificado

Para poder chavear a tensão de entrada em alta frequência e ter um bom controle da tensão de saída, podem ser usados BJT (*Bipolar Junction Transistor*) de potência, MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) de potência, Tiristor GTO (*Gate Turn-Off*) ou IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Na prática, estes componentes tem uma queda interna de tensão entre 0,5 V a 2,0 V que será desprezada durante as análises.

A Fig. 4 mostra um conversor buck, o chaveamento é realizado enviando pulsos para o transistor Q1 que funciona como chave ligada ou desligada. Como o chaveamento é executado em alta frequência é necessário o uso de um filtro passa baixa para atenuar a alta frequência e manter apenas o valor médio da tensão na saída, que é o nível CC desejado.

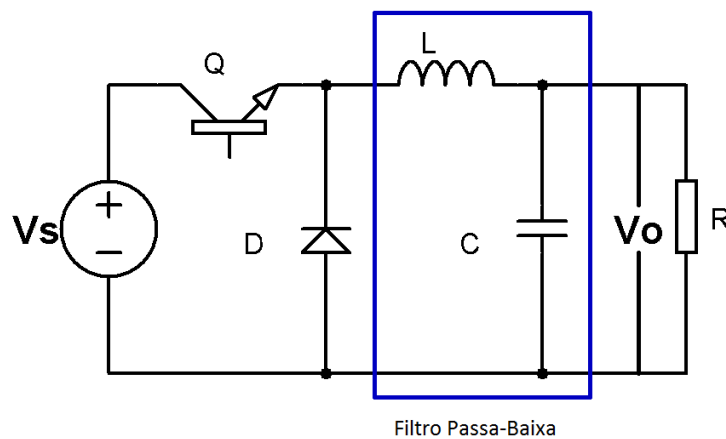


Figura 4 - Conversor Buck

Em um conversor real a tensão de saída é definida pela equação (1.9) como mostra a Fig. 5. O Ripple é a oscilação de tensão gerada pelas componentes de alta frequência que não forem eliminadas pelo filtro. Neste caso a tensão está com um V_{ripple} exagerado para melhor compreensão, porém, considerando que os filtros de saída dos conversores

são dimensionados para atenuar significativamente o Ripple, então $V_{ripple} \ll V_o$.

$$v_o = V_o + v_{ripple} \quad (1.9)$$

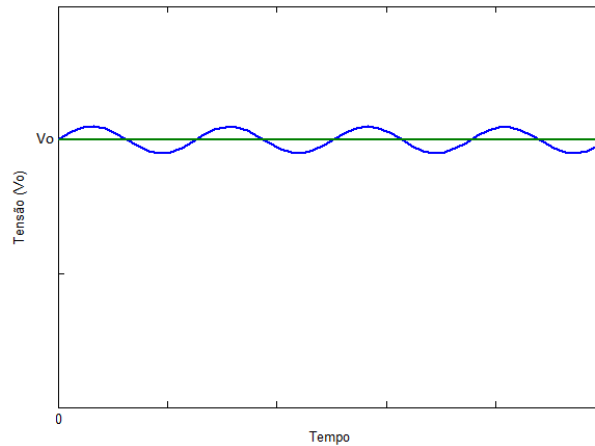


Figura 5 - Tensão de saída com ripple

Como ficou claro pelas equações (1.3) e (1.8), a tensão média e eficaz de saída dependem do período que o transistor conduz e do período T_s , o inverso desse período é a frequência de chaveamento (f_s). Há duas formas de variar a tensão de saída através de pulsos na chave: modulação por largura de pulso (PWM – *pulse width modulation*) e modulação por frequência de pulso (PFM – *pulse frequency modulation*).

O chaveamento por PWM tem um período T_s constante e varia apenas o tempo t_1 , a Fig. 6 mostra ganho da tensão de saída conforme varia o tempo de chaveamento D . A tensão de saída é maior quanto maior o valor de D , sendo que, para $D = 1$, a tensão de saída é igual à tensão de entrada.

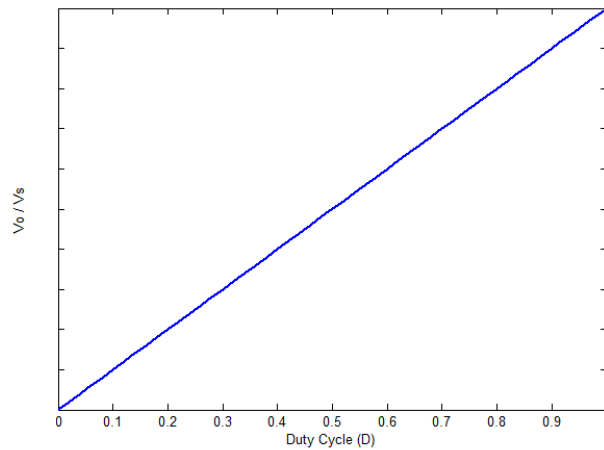


Figura 6 - Ganho do conversor buck em função do duty cycle (D)

O chaveamento por PFM mantém o tempo t_1 constante enquanto varia o tempo total T_s , alterando assim a frequência de chaveamento. Para reduzir a tensão neste tipo de chaveamento, deve ser diminuída a frequência de chaveamento e pode acabar havendo uma descontinuidade devido à redução desta frequência. Esta redução, ainda, aumenta a ondulação da corrente de saída e torna difícil o projeto de filtros, pois gera harmônicas em frequências variadas.

As análises anteriores foram feitas para um conversor em regime permanente, porém, assim que ele é ligado, o capacitor está descarregado e não há corrente armazenada no indutor levando a um regime transitório. A Fig. 7 mostra como é o regime transitório do conversor assim que a chave é ligada.

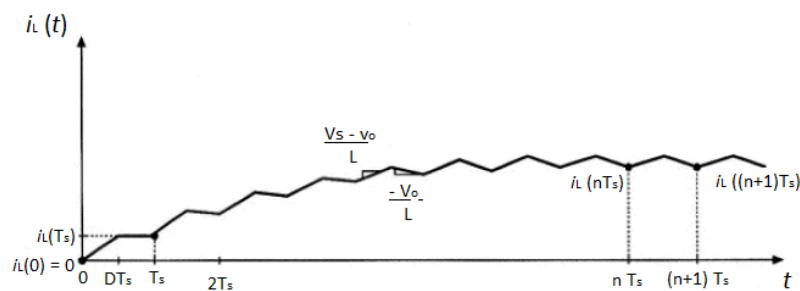


Figura 7 - Corrente no indutor quando a chave no conversor é ligada

Inicialmente será analisado o período de zero a $(D.T_s)$, não há corrente no indutor, portanto, $i_L(0)=0$, e a tensão de saída é zero, portanto $V_o(0) = 0$. A tensão é aplicada na entrada, a chave é fechada em $t = 0$ e o circuito fica conforme a Fig. 4. A tensão V_s é maior que a tensão $V_o(0)$ e uma corrente flui nesse sentido conforme expressa a equação (1.10).

$$i_L = \frac{V_s - V_o(0)}{L} \quad (1.10)$$

Como a tensão de saída é zero, a corrente irá ter um acréscimo de inclinação V_s/L , como mostra a Fig. 7.

No intervalo entre $(D.T_s)$ e $(D'.T_s)$, onde se completa um ciclo, a chave abre e o circuito equivalente é mostrado na Fig. 8. Para este caso não há fonte no circuito e a tensão de saída inicialmente é zero, a corrente no indutor é expressa pela equação (1.11).

$$i_L = \frac{0 - V_o}{L} \quad (1.11)$$

Como a tensão de saída é zero e não tem fonte alimentando o circuito, não a inclinação nesse segmento da corrente, conforme a Fig. 7.

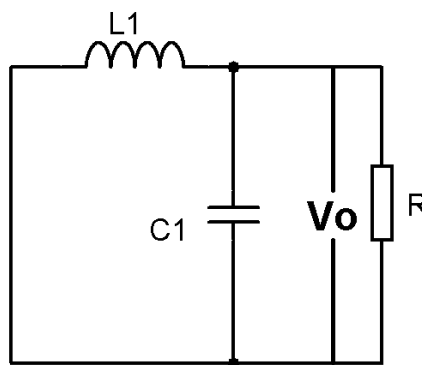


Figura 8 - Conversor buck com a chave aberta

A partir do próximo ciclo o período em que a chave permanece fechada vai dar uma inclinação positiva para o segmento de reta da

corrente, e o período em que a chave permanece aberta dará a inclinação decrescente do segmento de reta da corrente.

Quando o conversor estiver em regime permanente, a variação positiva e negativa são igualadas, então a análise em regime permanente é descrita pelas equações de (1.12) a (1.16) como:

$$i_L(n.T_s) = i_L[(n + 1)T_s] \quad (1.12)$$

$$i_L = \frac{\int_0^{T_s} V_L dt}{L} \quad (1.13)$$

$$i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{\int_0^{T_s} V_L dt}{L} \quad (1.14)$$

$$0 = \frac{\int_0^{T_s} V_L dt}{L} \quad (1.15)$$

Dividindo ambos os lados da equação por T_s é possível obter V_L .

$$\frac{0}{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_L dt = V_L \quad (1.16)$$

Ainda na análise em regime permanente, a Fig.9 mostra graficamente a integração de V_L no intervalo de tempo entre zero e T_s .

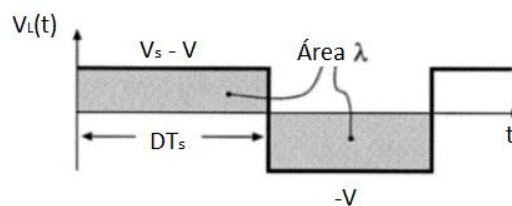


Figura 9 - Tensão no indutor do conversor buck

Integrando a área λ como mostram as equações (1.17) e (1.18), é possível concluir na equação (1.19) o ganho do conversor:

$$\lambda = \int_0^{T_s} V_L(t) dt = (V_s - V_o)DT_s - V_o D' T_s \quad (1.17)$$

$$V_L = \frac{\lambda}{T_S} = DV_S - (D + D')V_o \quad (1.18)$$

$$\frac{V_o}{V_S} = D \quad (1.19)$$

1.2. Conversor Elevador (Boost)

Este conversor tem uma tensão de alimentação não controlada V_s e na sua saída fornece tensão igual ou superior a tensão de entrada, por essa razão é chamado de conversor elevador (ou *boost*, do termo técnico em inglês).

Para elevar a tensão V_o , um indutor fica em série com a fonte V_s , como mostra a Fig.10. A análise do conversor será feita desprezando as perdas reais dos componentes, portanto, a potência de entrada é igual a potência de saída, como o conversor elevador fornece maior tensão na saída, para manter essa relação, a corrente é menor do que a corrente da fonte V_s . Na prática, o conversor apresenta perdas, portanto, há diminuição na potência de saída e a tensão não pode ser elevada indefinidamente.

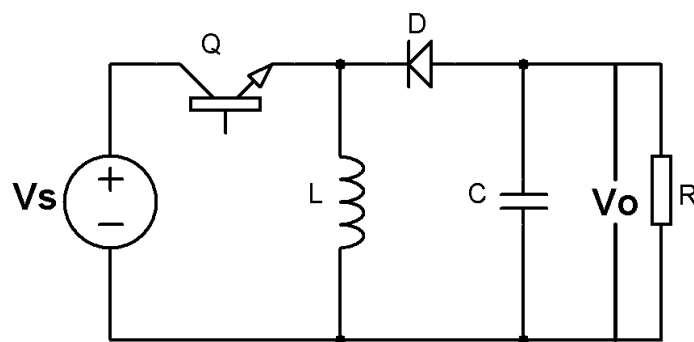


Figura 10 - Conversor Boost

Para elevar a tensão na saída, inicialmente o transistor Q fica na região de saturação (ligado). Quando ele conduz, o circuito equivalente é mostrado na Fig. 11 (a). A corrente cresce linearmente no indutor e nele

fica armazenada a energia, o indutor fornece uma corrente linear na entrada. O circuito equivalente tem a tensão V_L polarizada no mesmo sentido que a fonte V_s .

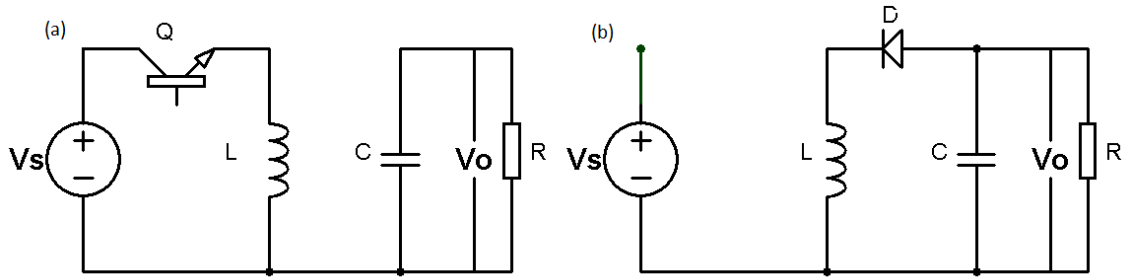


Figura 11 - Circuito equivalente do conversor elevador nas regiões de saturação e de corte

Quando o transistor passa para a região de corte (desligado), a fonte fica em série com a indutância carregada, conforme a Fig. 11 (b). Na análise em espaço de estado a energia armazenada no indutor deve ser igual à energia descarregada por ele para que a soma das energias se anule e após o período de chaveamento (T_s) a energia total seja zero. Portanto, quando a chave está na região de corte, a tensão V_L inverte seu sentido e passa a ficar reversa a fonte de alimentação V_s , nesse momento as duas fontes ficam em série e a carga fica sob a tensão $V_s + V_L$.

Os períodos de chaveamento total é T_s , sendo que ele se divide na fração de tempo que a chave conduz (D) e fração de tempo que a chave bloqueia (D'), sendo que a soma de D e D' é igual à unidade.

Inicialmente a chave é fechada pelo tempo $D.T_s$. Nesse período a tensão no indutor e a corrente no capacitor são descritas conforme as equações (1.20) e (1.21) respectivamente.

$$V_L = V_s \quad (1.20)$$

$$i_C = -\frac{V_o}{R} \quad (1.21)$$

Em seguida a chave é aberta pelo tempo $D'.T_s$. Nesse período a tensão no induto e a corrente no capacitor são descritas conforma as equações (1.22) e (1.23) respectivamente.

$$V_L = V_S - V_o \quad (1.22)$$

$$i_C = I - \frac{V_o}{R} \quad (1.23)$$

A corrente no indutor é a mesma que a corrente do conversor, ela apresenta um ripple que é mostrado na Fig.12. A corrente no indutor é descrita pela equação (1.24).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \quad (1.24)$$

A inclinação positiva da corrente acontece no carregamento no tempo DT_s , e a inclinação negativa da corrente acontece no descarregamento do indutor no tempo $D'T_s$, a inclinação é descrita pelas equações (1.25) e (1.26) respectivamente.

$$\frac{V_L}{L} = \frac{V_S}{L} \quad (1.25)$$

$$\frac{V_L}{L} = \frac{V_S - V_o}{L} \quad (1.26)$$

Portanto, o ripple da corrente é dado pela equação (1.27) por:

$$\Delta i_L = \frac{V_S}{2L} DT_s \quad (1.27)$$

Essa equação é usada para dimensionar o indutor do conversor elevador.

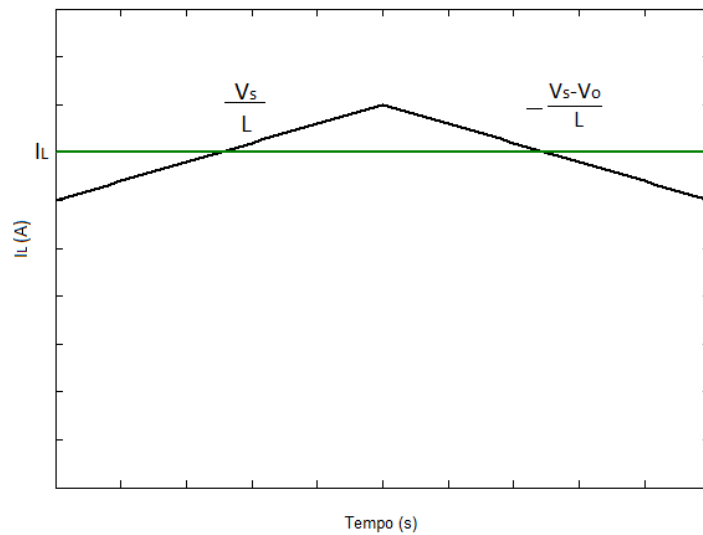


Figura 12 - Corrente no indutor

A tensão no indutor e a corrente no capacitor são mostradas na Fig. 13, sendo que suas amplitudes são descritas pelas equações (1.20), (1.21), (1.22) e (1.23).

O ganho do conversor é dado pela equação (1.31). Ele é encontrado integrando a tensão no indutor durante um período de chaveamento, conforme mostram as equações de (1.28) a (1.30):

$$\int_0^{T_s} V_L(t) dt = V_S(DT_S) + (V_S - V_o)D'T_S \quad (1.28)$$

$$0 = V_S D + V_S D' - V_o D' \quad (1.29)$$

Mas, $D+D'=1$, então,

$$0 = V_S - V_o D' \quad (1.30)$$

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{1}{1-D} \quad (1.31)$$

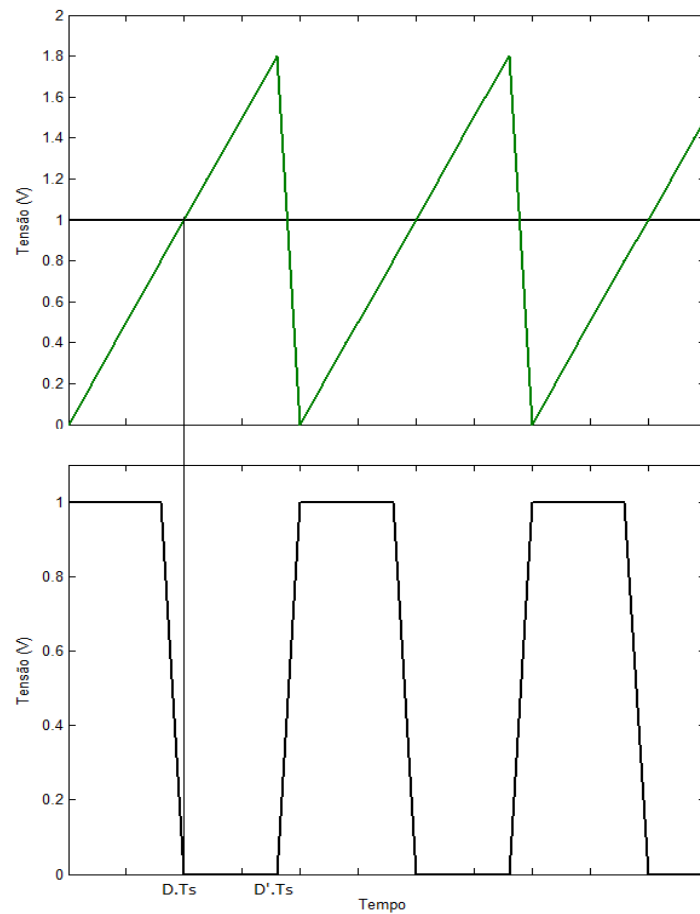


Figura 13 - Tensão no indutor e corrente no capacitor

O ganho do conversor pode ser visto na Fig. 14, fica claro que o para o qualquer valor de D , o ganho sempre será igual ou maior que 1, porém, quando maior o D , o ganho tende a infinito.

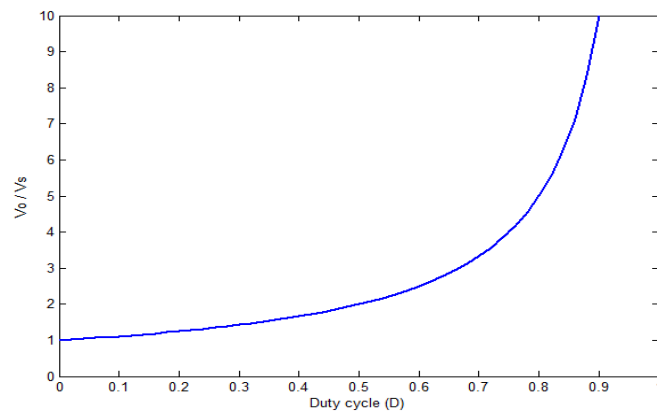


Figura 14 - Ganho do conversor boost em função do duty cycle

1.3. Conversor Buck-Boost

O conversor buck-boost é capaz de elevar ou reduzir a tensão de saída através do chaveamento de qualquer dispositivo controlado, como por exemplo, um transistor ou um tiristor GTO.

O circuito do conversor é mostrado na Fig. 15 e funciona com dois estágios, em um a chave está na região de saturação e no outro a chave está na região de bloqueio.

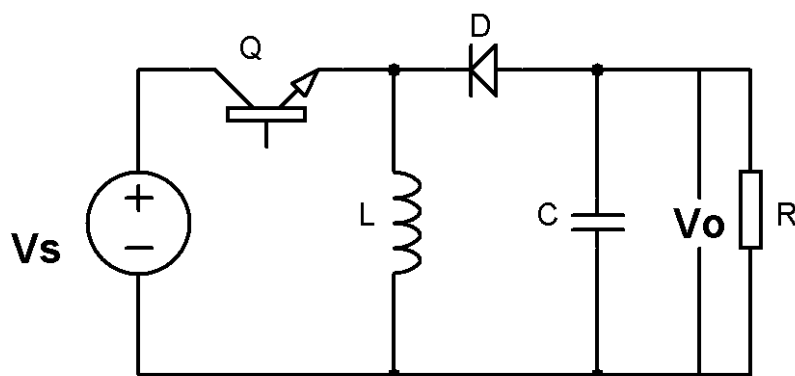


Figura 15 - Conversor buck-boost

Inicialmente a análise é feita com a chave fechada, o circuito equivalente é mostrado na Fig. 16 (a). Quando a chave conduz pelo tempo $D.T_s$, a tensão da fonte fica sobre o indutor, conforme a equação (1.32) e a corrente cresce linearmente, a polaridade da tensão do indutor V_L e a polaridade da fonte ficam em sentidos opostos, pois, a corrente flui da fonte V_s do terminal positivo e retorna para a fonte no terminal negativo causando uma queda de tensão no indutor, com isso, o diodo fica reversamente polarizado e não permite a passagem de corrente pela carga.

$$V_L = V_s \quad (1.32)$$

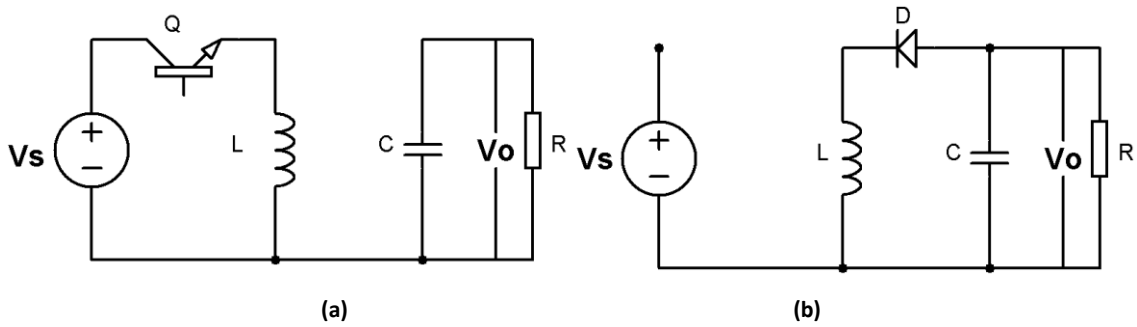


Figura 16 - Circuito equivalente do conversor buck-boost para (a) chave conduzindo e (b) chave bloqueando

Após passado o tempo de condução, a chave não conduz por um tempo $D'.T_s$ e o circuito equivalente é mostrado na Fig. 16 (b). A tensão de alimentação fica desconectada do circuito e a tensão do indutor se inverte, nesse momento, o diodo polariza e permite a passagem de corrente através da carga. A tensão V_o será oposta a tensão da fonte que carrega o indutor. A tensão no indutor nesse momento é dada pela equação (1.33).

$$V_L = V_o \quad (1.33)$$

O conversor buck-boost atende cargas que solicitam tensão constante, então ele trabalha com o chaveamento da corrente, por isso, o indutor que é carregado e descarregado durante determinado tempo. A corrente no indutor em regime permanente é mostrada na Fig. 17 e descrita pela equação (1.34), quando a chave conduz, o indutor carrega e a corrente cresce, quando a chave bloqueia, o indutor descarrega e a corrente descreve conforme as equações (1.35) e (1.36) respectivamente.

$$\frac{I_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \quad (1.34)$$

Mas, durante o tempo de condução, pela equação (1.21):

$$\frac{I_L}{dt} = \frac{V_S}{L} \quad (1.35)$$

E, durante o tempo de bloqueio, pela equação (1.22):

$$\frac{I_L}{dt} = \frac{V_o}{L} \quad (1.36)$$

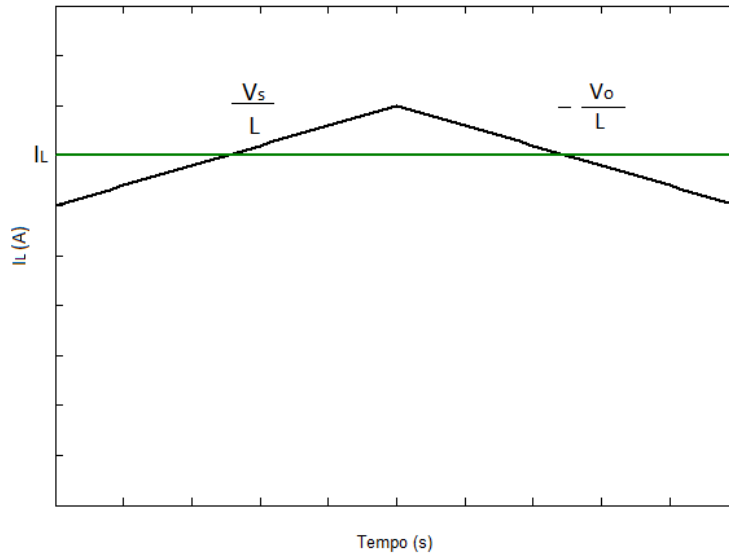


Figura 17 - Corrente no indutor do conversor buck-boost

O ganho do conversor é dado pela equação (1.39), ele pode ser obtido integrando a tensão no indutor conforme as equações (1.37) e (1.38).

$$\int_0^{T_s} V_L(t) dt = V_s \cdot D \cdot T_s - V_o \cdot D' \cdot T_s \quad (1.37)$$

$$0 = V_s \cdot D - V_o \cdot D' \quad (1.38)$$

Mas, $D' = 1 - D$, então,

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1 - D} \quad (1.39)$$

O ganho do conversor varia de 0 a 1, sendo que, para $D > 0,5$ a tensão de saída é maior que a tensão de entrada, e para $D < 0,5$ a tensão

de saída é menor que a tensão de entrada. A Fig. 18 mostra essa relação de ganho da tensão.

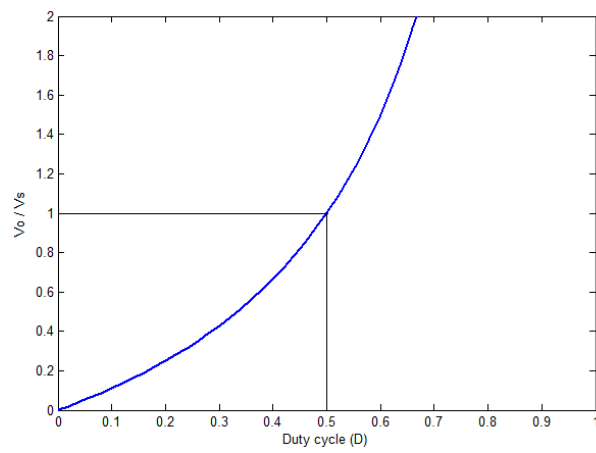


Figura 18 – Ganho do conversor buck-boost em função do duty cycle

2. Chaveamento

2.1. Chaveamento com Modulação por Largura de Pulso

A modulação por largura de pulso (do termo técnico em inglês – *Pulse Width Modulation* - *PWM*) é feita usando amplificadores operacionais e tensões de referência.

Os conversores com o circuito de geração de PWM estão mostrados na Fig. 19, todos usam o mesmo princípio e ficam com forma de onda de geração de pulso igual, obviamente, cada um para sua referência ajustada.

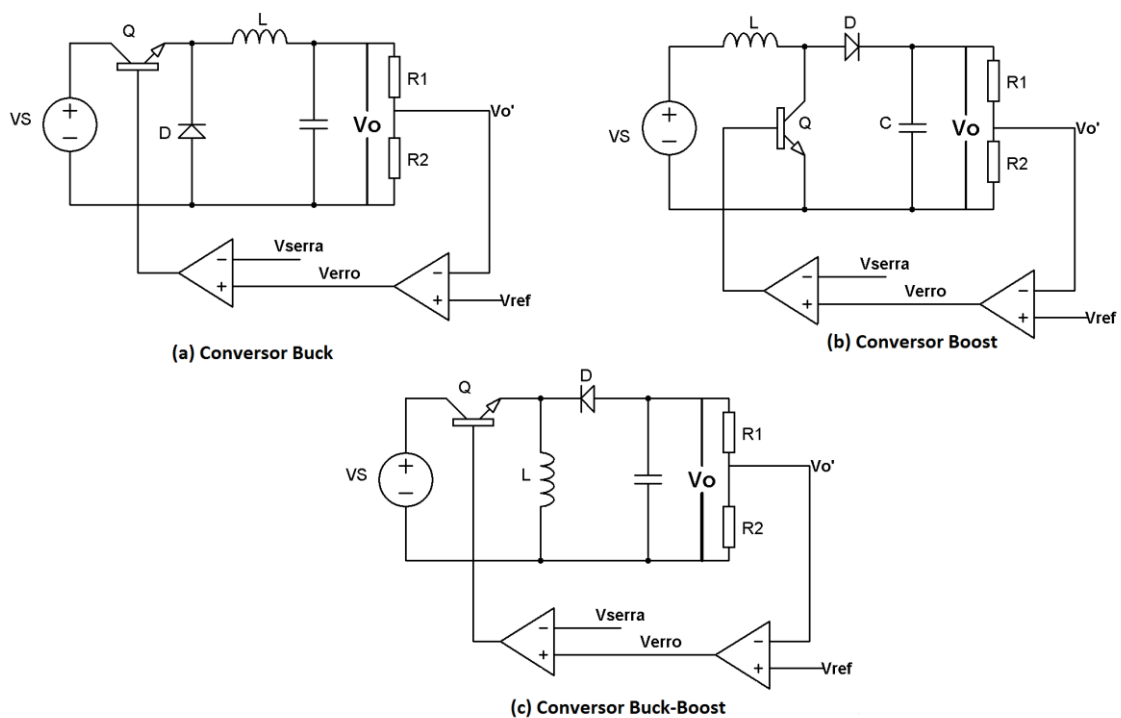


Figura 19 - Conversores com circuito gerador de PWM

O comparador conectado a saída recebe uma amostra da tensão V_o' através de um divisor de tensão, esse valor nos conversores buck e boost são definidos pela equação (2.1), o valor do conversor buck-boost é

definido pela equação (2.2), como ele tem a polaridade invertida na saída, V_o' passa a ser diretamente proporcional a R_1

$$V_o' = V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.1)$$

$$V_o' = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.2)$$

O sinal V_o' é passado para um subtrator, na outra entrada é colocada a tensão de referência que se deseja para o conversor, é feita a subtração entre os sinais e o resultado é o erro, no circuito denominado V_{erro} , ele é mandado para o comparador gerador de pulsos, que tem na outra entrada uma tensão dente de serra, no circuito denominada V_{serra} . Conforme a Fig.20, quando a tensão do sinal erro é maior do que a tensão do sinal dente de serra, essa diferença é positiva e na saída há um pulso que vai diretamente para a chave, ela então conduz durante um tempo $D.T_s$, quando o erro é menor do que o sinal da dente de serra, a diferença é negativa e não sai o pulso, portanto a chave bloqueia durante o tempo $D'.T_s$.

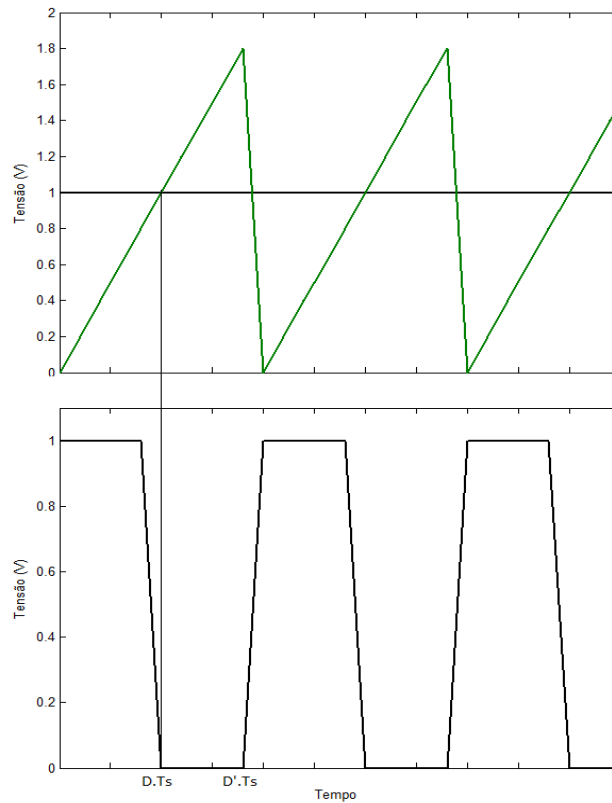


Figura 20 - Pulso gerado pela comparação entre a tensão dente de serra e tensão do erro

2.2. Modelo Médio

Os conversores são usados para converter tensão CC de entrada em tensão CC de saída conforme a necessidade da carga. Essa função é semelhante a do transformador para tensão alternada, porém no caso CC ele não pode ser usado, pois saturaria o núcleo e não haveria variações de fluxo no tempo, logo seria inviável, porém, é possível utilizar os conceitos de transformador CC apenas para a modelagem do conversor.

Inicialmente, considerando um conversor ideal, mostrado na Fig. 21, a potência de entrada é igual à potência de saída, portanto, é válida a equação (2.3):

$$V_S \cdot I_S = V_O \cdot I_O \quad (2.3)$$

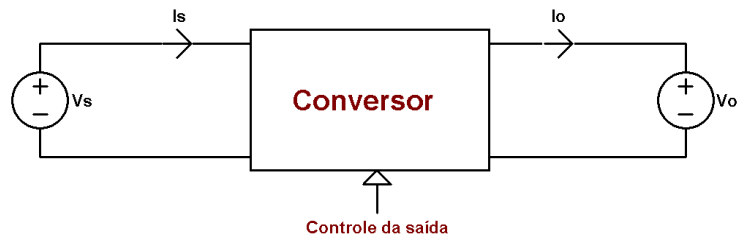


Figura 21 - Modelo de conversor

O conversor pode ser substituído por um transformador que representa a relação entre a entrada e a saída $M(D)$. Essa relação depende do tipo de conversor, ela foi definida anteriormente para os conversores buck, boost e buck-boost pelas equações (1.19), (1.31) e (1.39) respectivamente. Na Fig. 22 é mostrado o circuito com o transformador CC, ele tem uma relação de espiras de $1 : M(D)$, portanto, o ganho do conversor é representado pela relação de espiras, a linha horizontal entre as bobinas do transformador indica que ele é um modelo ideal e capaz de passar tensão e corrente da entrada para a saída.

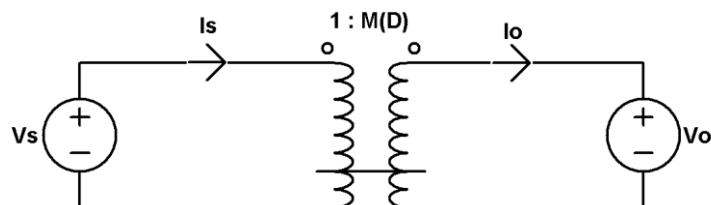


Figura 22 - Modelo de conversor usando transformador

O circuito também pode ser representado usando fontes de tensão e corrente dependentes, como mostra a Fig. 23. Para a análise em modo de condução contínua, a tensão de saída depende apenas da tensão de entrada e do *duty cycle* (D), nesse caso, a corrente da fonte à direita e a tensão da fonte à esquerda variam com o chaveamento, sendo que, quanto maior o D , maior a corrente à esquerda e maior a tensão à direita, com isso a corrente de saída aumenta e a tensão de saída é maior, ou seja, quando D aumenta, a tensão de saída aumenta, isso pode ser confirmado

pelos gráficos da Fig. 6 para o conversor buck, Fig. 14 para o conversor boost e Fig. 18 para o conversor buck-boost.

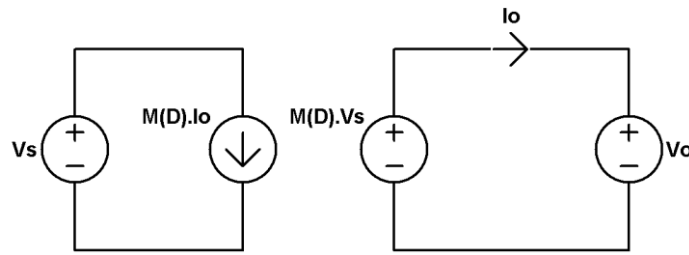


Figura 23 - Modelo de conversor usando fonte de corrente e fonte de tensão

Agora será feita a análise completa de modelo médio usando circuito equivalente de pequenos sinais. Ele tem como princípio que, para pequenas variações de sinais, o modelo pode ser linearizado para a análise.

O conversor buck-boost, por exemplo, tem o ganho conforme mostrado novamente na Fig. 24, se o conversor inverte sua saída ficando com a mesma polaridade da fonte e deseja-se $V_o = V_s$, é necessário um $D=0,5$, porém, há oscilações do controle, então D fica igual ou próximo ao valor desejado, considerando que essas variações são pequenas, a linha tracejada mostra uma possível linearização dessa variação.

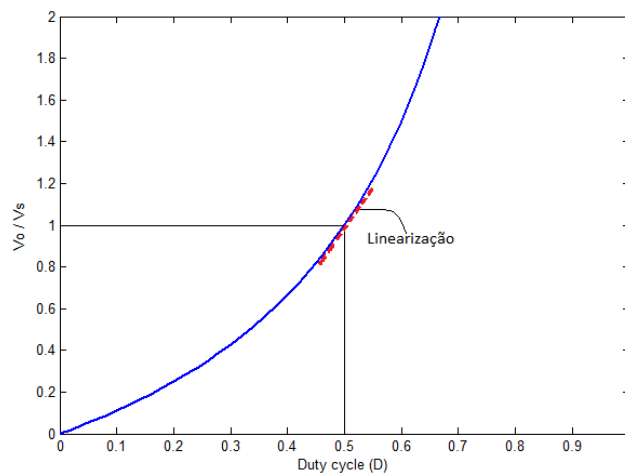


Figura 24 - Ganho do conversor buck-boost com linearização

2.3. Função de Transferência

É possível analisar os conversores através do diagrama de Bode, para isso é necessário obter a função de transferência do conversor no domínio da frequência. Há duas etapas para a análise, pois conforme a Fig. 21, há duas entradas no conversor, a tensão de alimentação e o controle da saída.

Primeiro, o ganho é encontrado pela equação (2.4) fazendo D igual a zero, pois assim é possível verificar a relação entre a tensão de saída com a variação da tensão de entrada.

$$G_{V_S} = \left. \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{V}_S(s)} \right|_{\hat{D}(s)=0} \quad (2.4)$$

Em seguida, é calculado o ganho pela equação (2.5) fazendo a tensão de entrada igual a zero, assim é possível verificar a relação entre a tensão de saída e a variação do controle da tensão de saída.

$$G_{V_S} = \left. \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{D}(s)} \right|_{\hat{V}_S(s)=0} \quad (2.5)$$

Para encontrar a tensão de saída do conversor, é usada a equação (2.6).

$$\hat{V}_o = G_{V_D}(s) \cdot \hat{D}(s) + G_{V_S}(s) \cdot \hat{V}_S(s) \quad (2.6)$$

3. Flyback

3.1. Conversor Flyback

O conversor flyback é parecido com o conversor buck-boost descrito com mais detalhes no capítulo 1. A Fig. 25 (a) mostra a partir do buck-boost como se chega ao conversor flyback, inicialmente o indutor é substituído por um indutor de dois enrolamentos com o mesmo campo magnético, porém, com dois enrolamentos a espessura do fio é reduzida quando comparada com a anterior pois a corrente se divide. O enrolamento do lado esquerdo conduz quando Q está na região de saturação e o enrolamento do lado direito conduz quando D está polarizado diretamente.

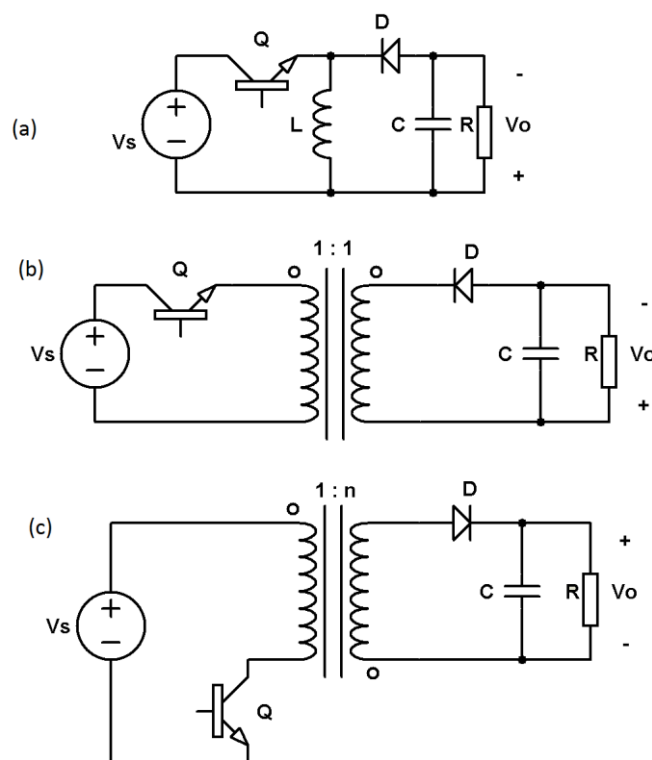


Figura 25 - Conversor (a) buck-boost, (b) flyback com saída invertida e (c) flyback

O símbolo que representa o indutor de dois enrolamentos é um transformador, porém, ele só conduz em uma bobina de cada vez, a

corrente não flui simultaneamente nos dois enrolamentos. A Fig. 25 (c) mostra a configuração usual do flyback, a polaridade do indutor é invertida e as bobinas passam a ter a relação de 1:n otimizando o conversor para operar com o ganho estático desejado dentro dos limites de razão cíclica.

Na primeira etapa de chaveamento, a chave Q está saturada durante o tempo de $D.T_s$ e a corrente que flui da fonte passará para o indutor L, ele ficará carregado com a tensão V_L de polaridade idêntica a da fonte por estar em curto-circuito. A equação (3.1) descreve a tensão no indutor.

$$V_L = V_o \quad (3.1)$$

Na etapa seguinte, quando a chave abrir durante o tempo $D'.T_s$, a corrente fluirá pelo indutor de dois enrolamentos, pela característica do transformador e por ter a saída definida como V_o , a tensão no enrolamento a esquerda será V_o/n com a polaridade invertida, sendo que a corrente a esquerda será $I_o.n$, pois as potências de entrada e saída são iguais na análise em condição ideal. A equação (3.2) descreve a tensão no indutor.

$$V_L = -\frac{V_o}{n} \quad (3.2)$$

Pela análise em espaço de estado é possível determinar o ganho do conversor, as equações de (3.3) e (3.4) mostram como se conclui o ganho, definido pela equação (3.5).

$$\int_0^{T_s} V_L(t) dt = V_S \cdot (D \cdot T_s) - \frac{V_o}{n} \cdot (D' \cdot T_s) \quad (3.3)$$

$$0 = V_S \cdot D - \frac{V_o}{n} \cdot D' \quad (3.4)$$

Mas, $D'=1-D$, então,

$$\frac{V_o}{V_S} = n \cdot \frac{D}{1-D} \quad (3.5)$$

O conversor flyback se diferencia no ganho do conversor buck-boost pelo fator n , que está associado a relação de espiras do indutor de enrolamento duplo.

Uma forma alternativa de controlar o conversor é mostrada na Fig. 26, nesse circuito o indutor de duplo enrolamento é mostrado como fonte de corrente. O flyback da Fig. 25 tem uma comutação natural quando o diodo é polarizado reversamente e passa a bloquear, isso só acontece quando o indutor descarrega o suficiente para sua tensão V_L ser inferior à tensão do capacitor. A principal diferença para o conversor da Fig. 25 é que, ao invés do diodo, a corrente que flui para a carga é controlada pela chave Q2, caso a energia não seja totalmente descarregada, a chave Q1 faz a roda livre. Isto faz com que esta topologia apresente modulação com 3 estados de chaveamento também conhecida como modulação *tri-state*.

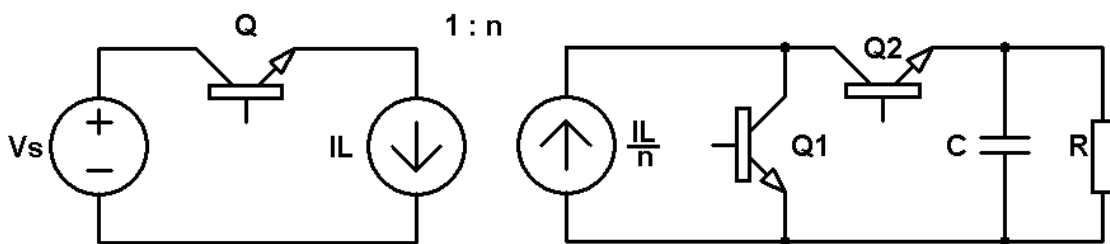


Figura 26 - Conversor CC/CC flyback tri-state

3.2. Inversor Flyback

Os conversores alteram de uma tensão contínua de alimentação para uma tensão contínua de saída, maior ou menor, conforme o tipo de conversor. O inversor tem uma tensão de alimentação contínua e em sua saída a tensão é alternada. A Fig.27 (a) mostra o circuito flyback inversor, incluindo a chave Q4 que permite trabalhar com regeneração.

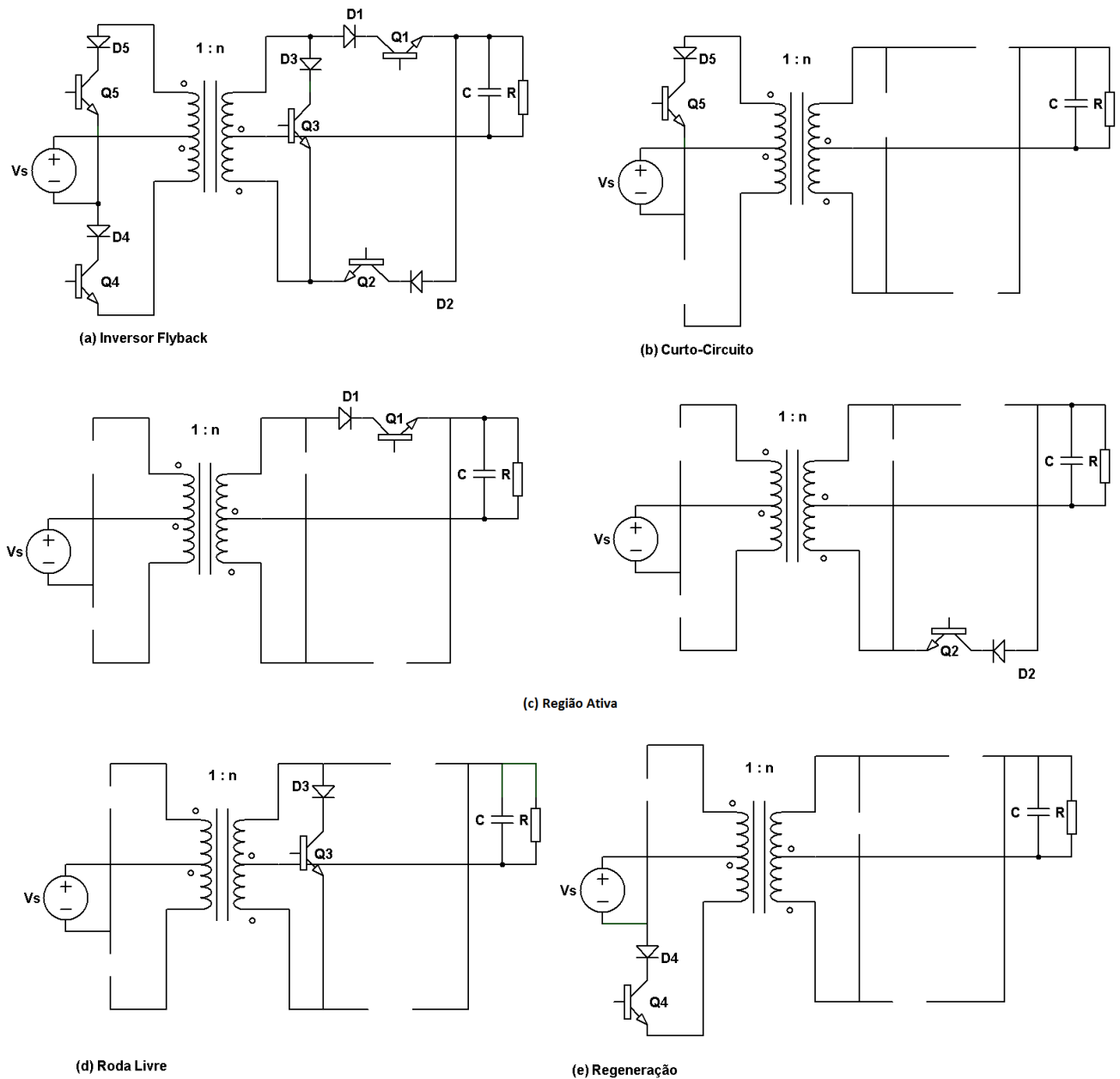


Figura 27 - Inversor flyback Tri-State com Regeneração

Na Fig. 27 (b) o inversor liga apenas a chave Q5 curto-circuitando o indutor e carregando através da fonte de alimentação. A Fig. 27 (c) mostra a região ativa, há duas etapas de chaveamento para que o inversor consiga deixar na saída as tensões positiva e negativa (alternada). A Fig. 27 (d) deixa apenas a chave Q3 ligada e a energia que não foi descarregada na carga fica em roda livre. A Fig. 27 (e) deixa a chave 4 ligada e a tensão que está a direita do inversor é transferida para a fonte, funcionando como um carregador. A transferência de energia ocorre na região ativa mostrada na Fig. 27 (c).

A Fig. 28 mostra o funcionamento passo-a-passo do flyback funcionando no modo inversor. No estágio de curto-circuito ele carrega o primário do indutor de dois enrolamentos, então, abre a chave Q5 e fecha apenas a chave Q1, que dará caminho para a carga e uma tensão positiva aparece na saída, em seguida, abre a chave Q1 e fecha apenas a chave Q2, dando caminho para a corrente e fazendo aparecer na saída uma tensão negativa, portanto, na saída a tensão fica invertendo sua polaridade, desprezando o efeito do capacitor de filtro. Na presença do capacitor, a tensão de saída será o valor médio da tensão semelhante às análises realizadas nos conversores CC/CC.

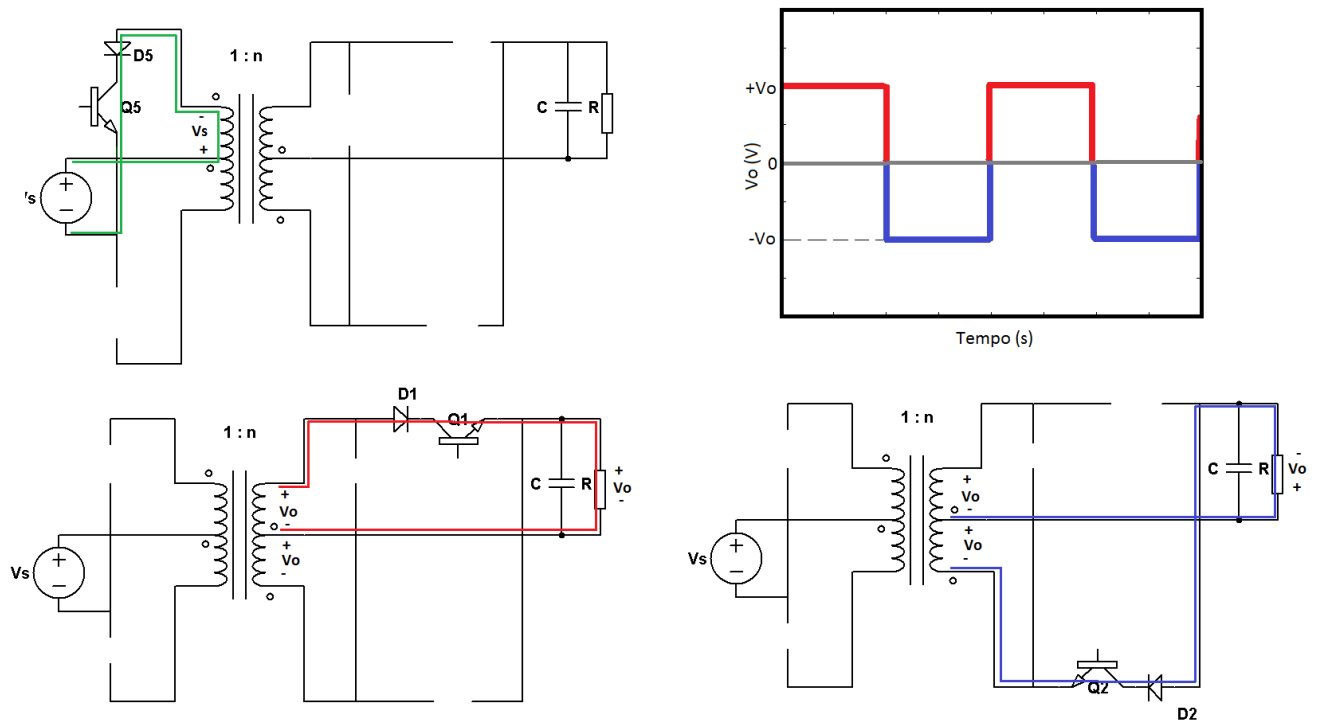


Figura 28 – Estágios do inversor flyback

O inversor, sendo o equivalente a uma fonte de corrente, não pode ficar totalmente aberto em qualquer etapa de chaveamento, portanto, para fazer uma modulação senoidal da corrente, é necessário usar o chaveamento da roda livre, que é mostrado na Fig. 27 (d).

A forma de onda da corrente é mostrada na Fig. 29 e durante o semi-ciclo positivo as chaves Q1 e Q3 conduzem alternadamente modulando a corrente, no período em que há corrente, é a chave Q1 que permite o fluxo para a carga e entre esses períodos, quando a corrente fica com seu valor em zero, a chave Q3 quem está conduzindo, então, a corrente média de saída é zero e há caminho para a corrente do inversor circular. O semi-ciclo negativo tem o mesmo princípio de funcionamento, a diferença se encontra apenas na chave que conduz para a carga que passa a ser Q2 ao invés de Q1.

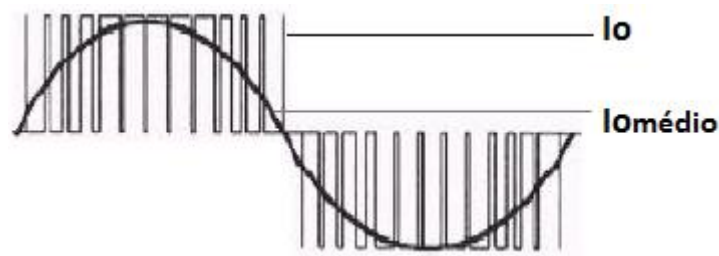


Figura 29 - Corrente de saída do inversor

Essa configuração do inversor ainda permite a regeneração a partir de uma fonte externa, a Fig. 30 mostra as etapas da regeneração, nesse caso, a fonte externa é considerada uma bateria para facilitar o entendimento, na Fig. 30 (a) a bateria está com a polaridade negativa, para haver a regeneração a chave Q2 fica saturada enquanto as outras ficam abertas, neste momento há transferência de energia da bateria para o transformador, em seguida, a chave Q2 abre e a chave Q4 passa a conduzir, ocorrendo carregamento da bateria com tensão V_s , conforme a Fig.30 (c). A Fig. 30 (b) mostra a bateria da saída com polaridade positiva, de modo que a chave Q1 conduz fazendo a transferência desta fonte externa para o inversor, em seguida ela abre e a chave Q4 passa a conduzir, conforme a Fig.30 (c). As etapas onde Q1 e Q2 conduzem pode ser comparadas ao curto-circuito da chave Q5 funcionando como inversor flyback, analisado anteriormente, e a etapa em que Q4 conduz, pode ser comparada as etapas que as chaves Q1 e Q2 conduzem para a saída. Portanto, o modo de operação da regeneração é equivalente ao flyback convencional no sentido inverso.

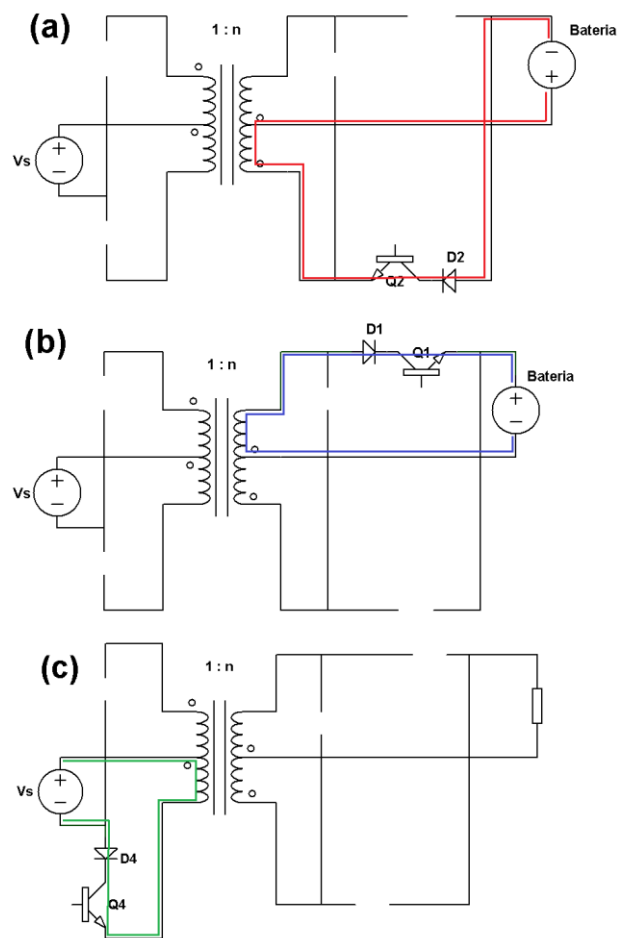


Figura 30 - Regeneração do flyback

A regeneração pode acontecer com a bateria tanto com a polaridade positiva quanto negativa, portanto, é possível a partir de uma fonte alternada (como, por exemplo, a rede elétrica) fazer a regeneração. Porém, a conexão com a rede elétrica requer filtros e algoritmos de controle que não serão analisados por estarem além do escopo deste trabalho.

4. Resultados com o Inversor Flyback

4.1. Modelos de Simulação

Foram analisados os resultados de um modelo de inversor flyback desenvolvido em trabalhos anteriores. A Fig. 31 mostra as entradas e saídas do flyback. Foram comparados 2 tipos de modelos: modelo médio e modelo chaveado. Ambos têm as entradas em comum para analisar as diferenças e semelhanças em cada tipo de modelo para as mesmas condições.

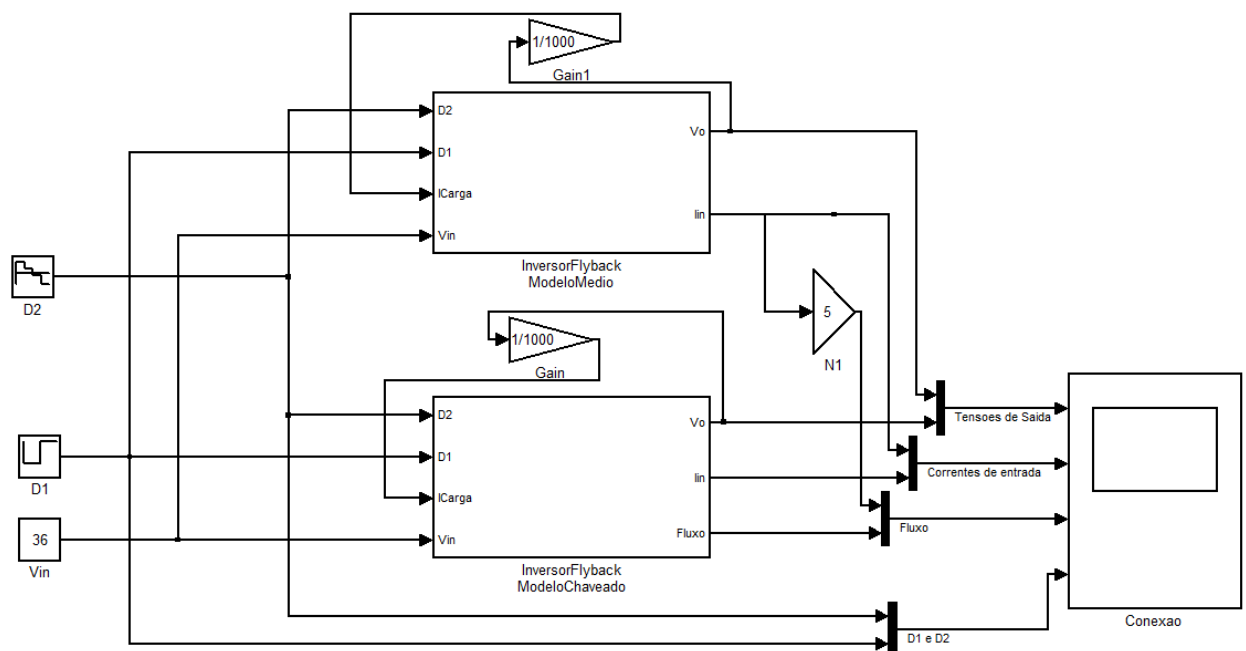


Figura 31 - Modelo do inversor

A Fig. 32 (a) mostra o modelo médio detalhado do inversor flyback, o circuito foi desenvolvido analiticamente. A Fig. 32 (b) mostra o modelo chaveado. O modelo chaveado usa um transformador na sua modelagem e o software necessita dos capacitores entre as entradas e saídas para executar a simulação e todos os diodos e os transistores tem *snubbers*, estes itens podem causar diferenças nos resultados dos dois modelos.

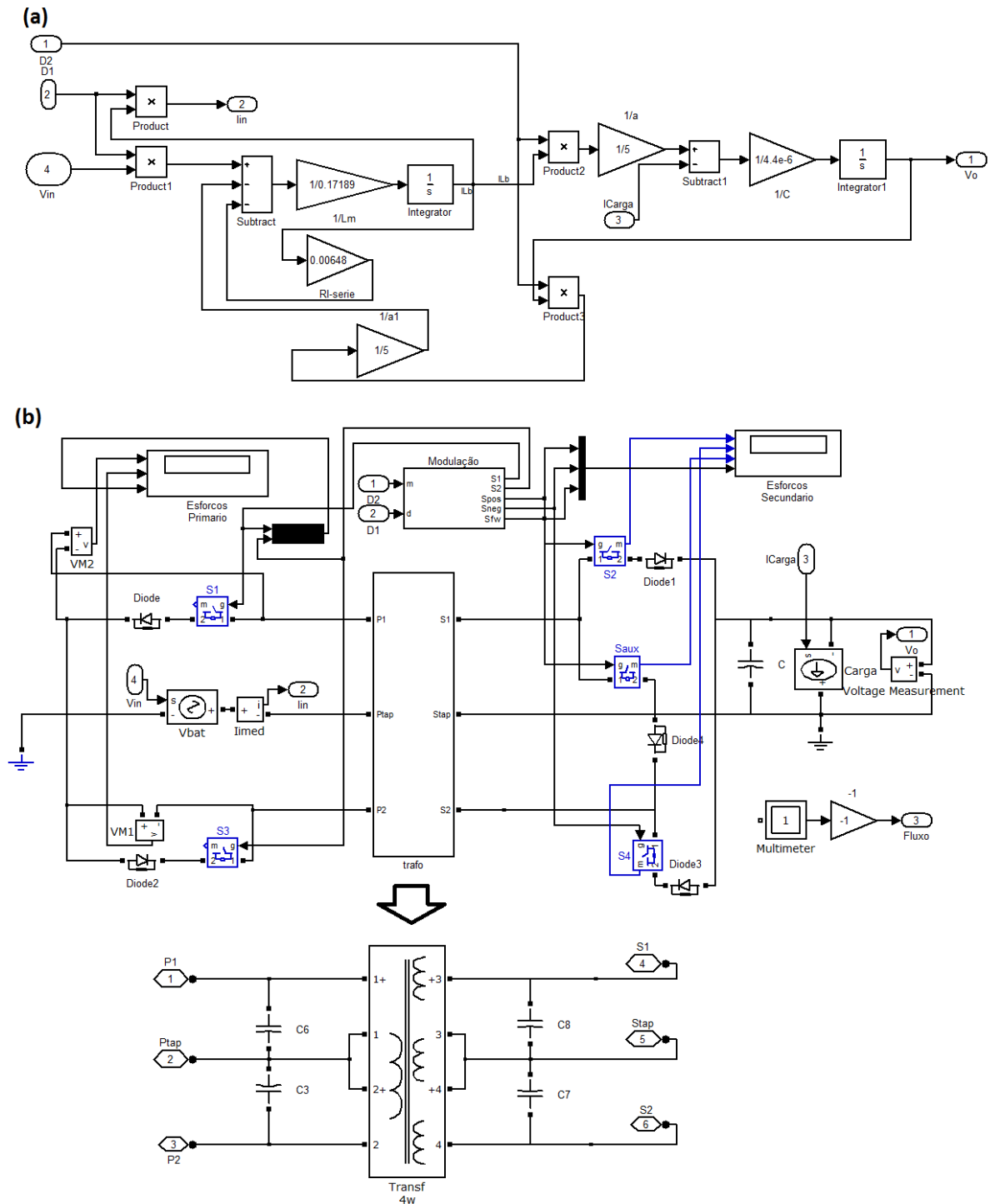


Figura 32 - Modelagem do inversor flyback através do (a) modelo médio e do (b) modelo chaveado

O modelo chaveado possui um bloco de modulação dos pulsos para controle das chaves, este bloco é mostrado na Fig. 33 e tem como entradas $D1$, que no circuito está referido como d , e $D2$, que no circuito está referido como m , a partir de operações de lógica digital são gerados

os pulsos para as chaves S_{fw} (chave de roda livre), S_{pos} (chave S2), S_{neg} (chave S4), S_{aux} (chaves S1 e S3), sendo que o último usa o mesmo sinal com uma porta *not* para garantir que ambas nunca estejam ligadas juntas.

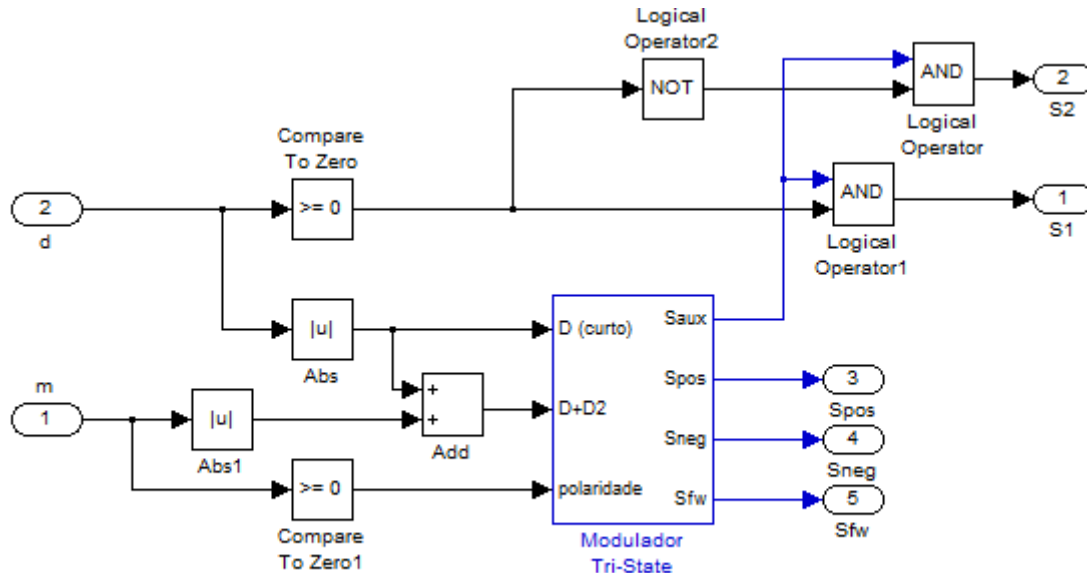


Figura 33 - Modulação do inversor flyback para o modelo chaveado

4.2. Resultado de Simulação

A Fig. 34 mostra as saídas dos dois modelos no mesmo gráfico. O primeiro gráfico mostra a tensão de saída, ela é alternada e sua polaridade varia com $D1$, a lógica responsável pelos pulsos nas chaves S2 (positivo) e S4 (negativo) está no bloco *Modulador Tri-State*. O segundo gráfico mostra o fluxo no transformador do inversor, ele nunca chega a ficar nulo, pois a apesar da corrente ser descontínua nos enrolamentos, sempre haverá corrente alimentando o fluxo em algum dos enrolamentos. O terceiro gráfico mostra os sinais $D1$ e $D2$, sendo que eles são responsáveis pelo tempo de curto e o tempo na região ativa do inversor, respectivamente.

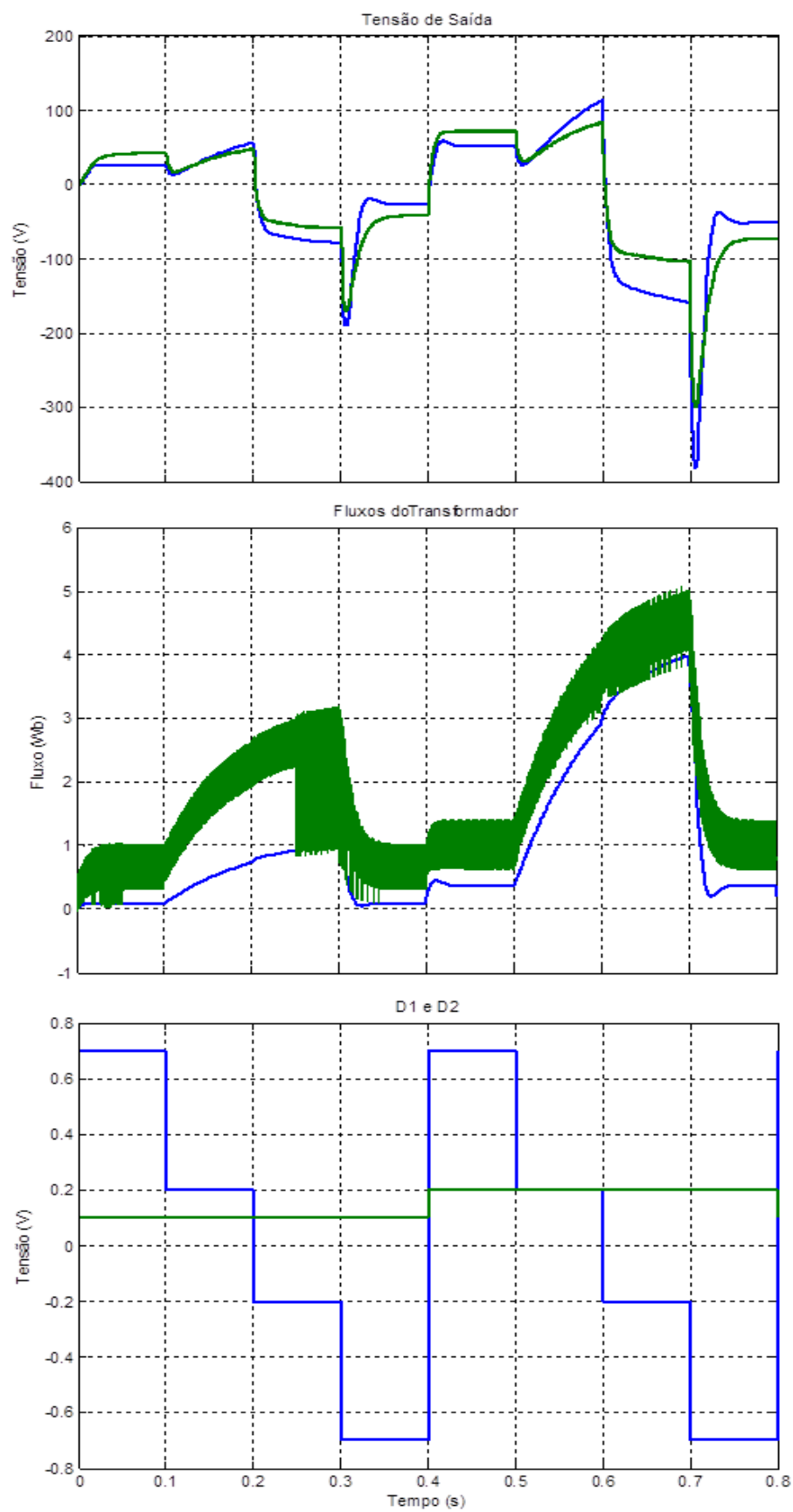


Figura 34 - Comparação entre modelagem por modelo médio e modelo chaveado

4.3. Resultados Experimentais

Os dados do protótipo mostrado na Fig.35 de bancada são controlados e coletados a partir de uma plataforma de desenvolvimento dSpace.

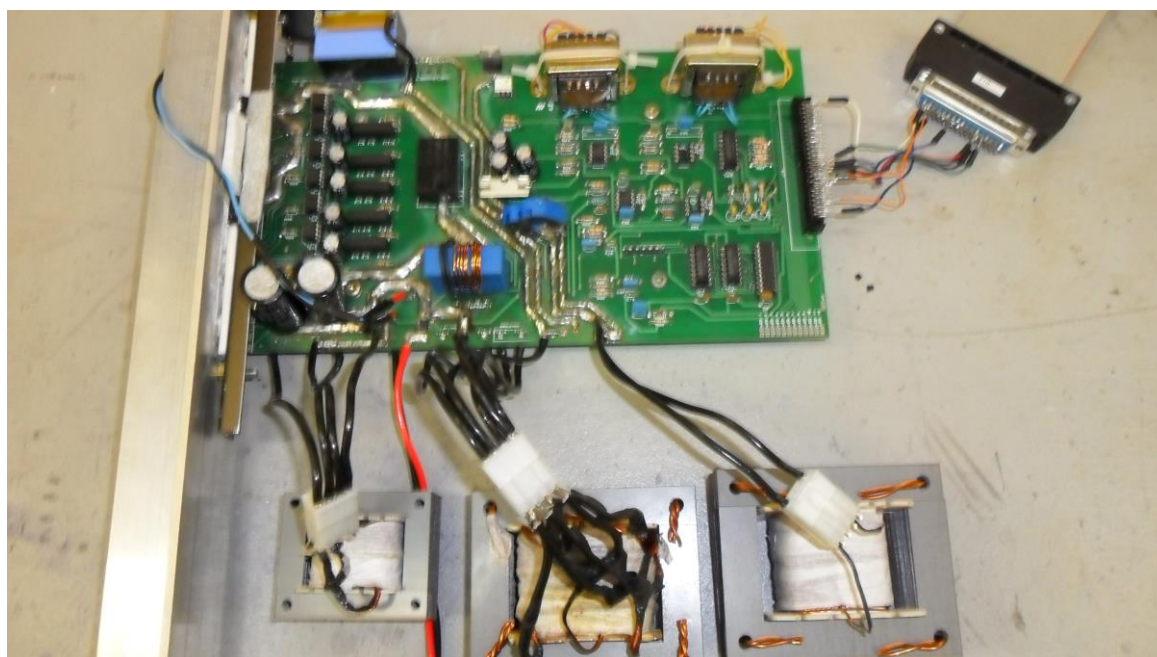


Figura 35 - Placa do inversor flyback

Através de uma interface personalizada do *ControlDesk* do dSpace é possível controlar os sinais $D1$ e m ($m = D2$), e ler através dos sensores no conversor, a tensão de saída e o fluxo no transformador. O controle pode ser totalmente configurado para a entrada e para a saída em malha aberta ou malha fechada, conforme mostra a Fig. 36, sendo que no segundo caso são passados os parâmetros K_p e K_i referentes ao controlador. Caso seja escolhida a malha aberta, o sinal do gerador será a referência e os próprios parâmetros $D1$ e m , caso seja escolhida a malha fechada, o controlador passará para a planta os sinais de controle $D1$ e m , e as referências ainda serão os sinais do próprio gerador, portanto $D1$ e m serão diferentes das referências em malha fechada.

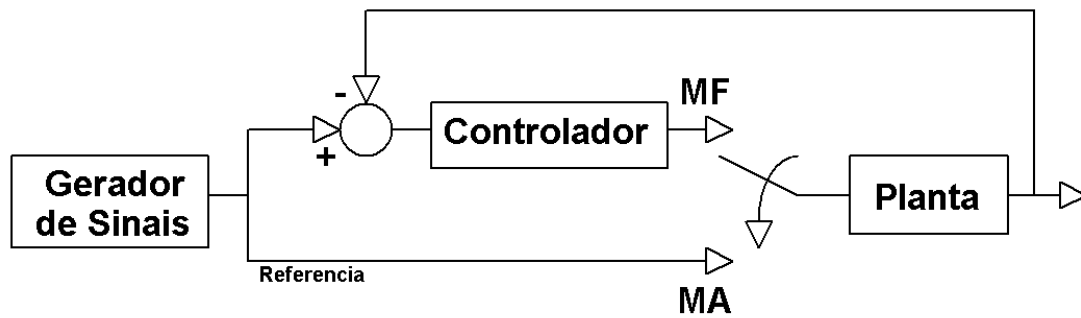


Figura 36 - Controle em malha aberta ou malha fechada do inversor flyback

O primeiro resultado foi em malha aberta tanto na entrada com na saída, a Fig. 37 mostra a tensão de saída. Quando m é positivo, a tensão de saída é positiva, quando m é negativo, a tensão de saída é negativa. O terceiro gráfico mostra o sinal D1 (em azul) que indica o tempo de curto, quando o indutor carrega. O sinal m (em verde) é o tempo de transferência para a carga.

O segundo gráfico mostra o fluxo no indutor, quando D1 varia, há perturbação no sistema, então pode ser vista a resposta dinâmica do fluxo. O fluxo e a tensão aumentam, quando aumenta o tempo de curto e o estado ativo D2 permanece constante.

A Fig. 38 mostra os resultados com as mesmas entradas de D1 e D2 utilizando o modelo de simulação descrito no tópico 4.1. Os resultados são similares ao experimental, como esperado, exceto pelo valor no fluxo lido, que no modelo experimental a leitura do fluxo é indireta (com sensor hall instalado externamente) e não está calibrada para a escala correta.

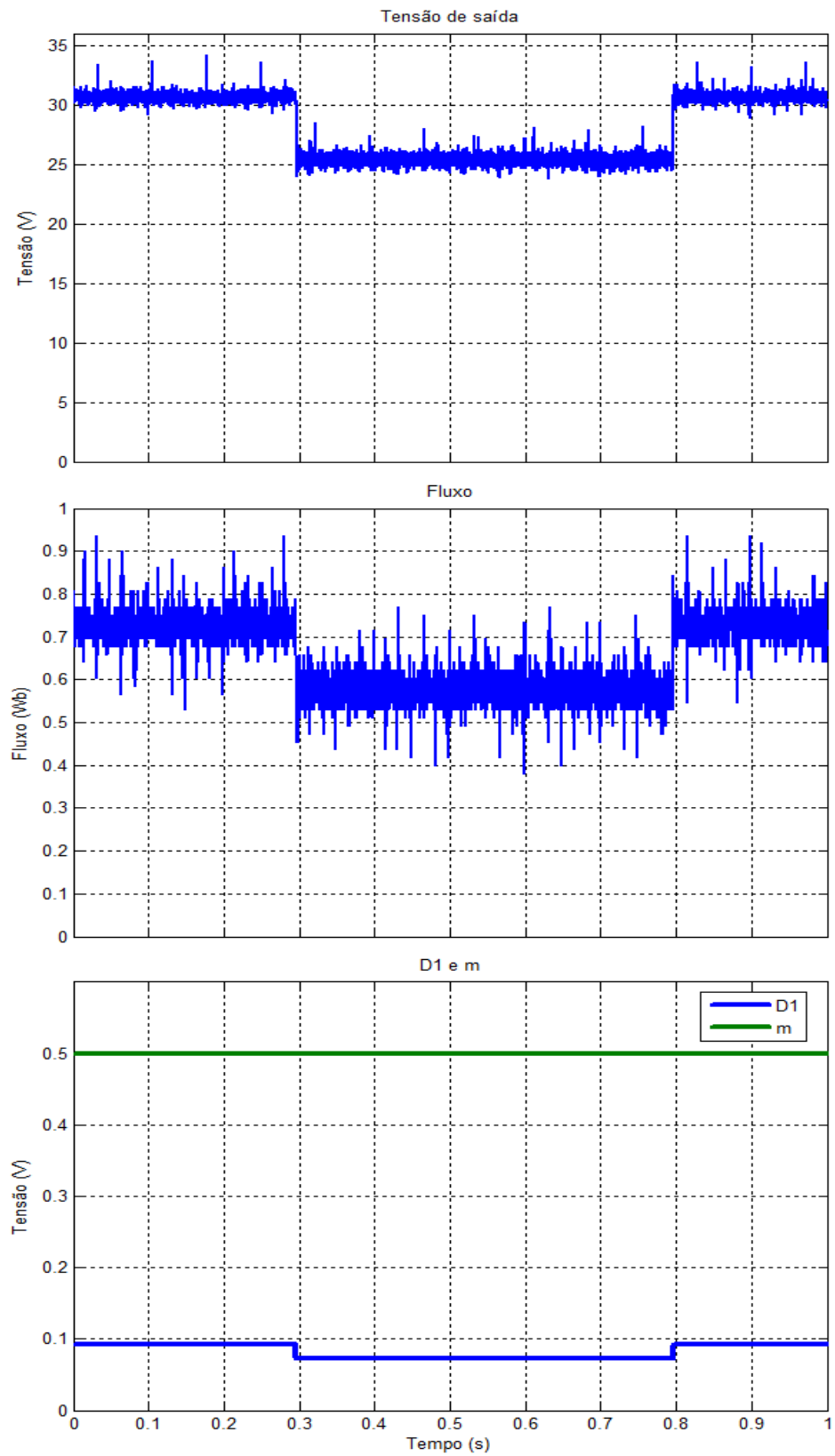


Figura 37 - Inversor flyback funcionando em malha aberta na entrada e na saída

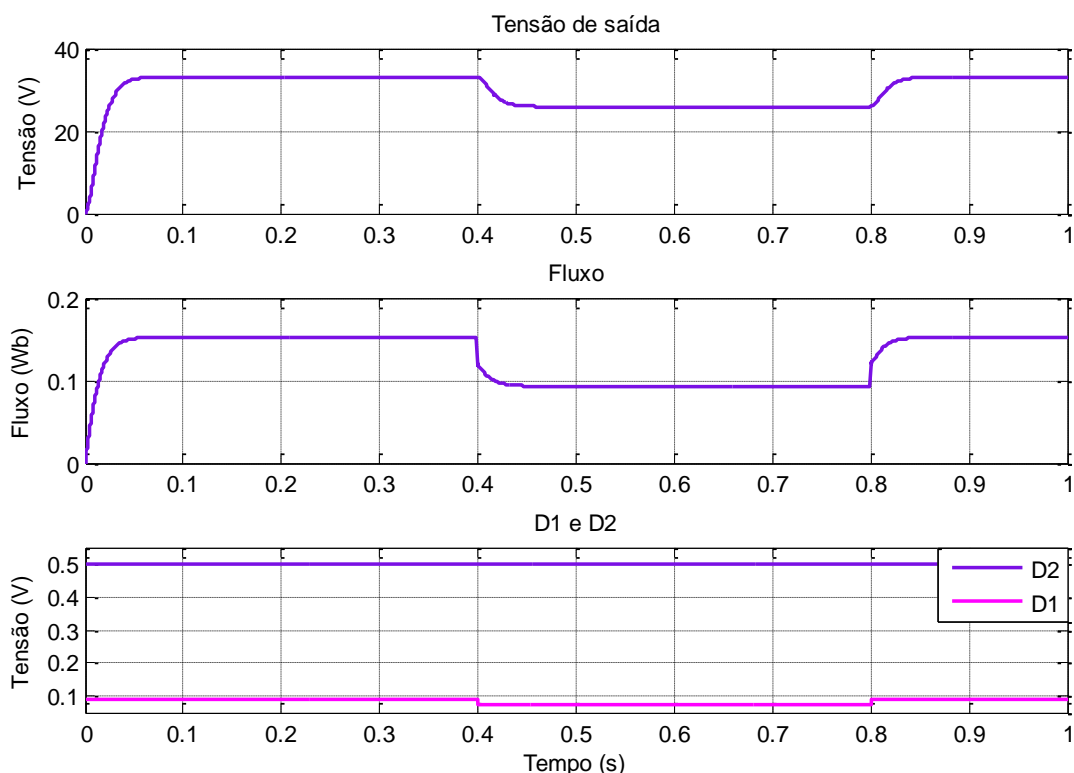


Figura 38 – Simulação por modelo médio do inversor flyback funcionando em malha aberta na entrada e na saída

Os resultados experimentais nas Fig. 39 e Fig. 40 foram obtidos com o fluxo no transformador em malha fechada e com a tensão de saída em malha aberta. Quando a malha do fluxo é fechada, a tensão de saída pode ser controlada apenas com D2, como acontece nos dois casos mostrados no primeiro gráfico.

O segundo gráfico de cada uma das figuras mostra o fluxo (em azul) com a referência (em verde). Como o fluxo está em malha fechada, o valor de D1 é determinado pelo controlador para que o fluxo mantenha rastreando o seu valor de referência, como mostram as Fig. 39 e Fig. 40. O fluxo tem um pico toda vez que a tensão de saída inverte a polaridade, isso porque a energia armazenada no capacitor de saída é regenerada para o núcleo do transformador de modo a reduzir a sua tensão para zero.

Os terceiros gráficos mostram os sinais de controle (D1 e D2). Neste modo, D1 depende do controlador, enquanto que D2 é controlado em malha aberta, com onda quadrada. A tensão de saída tende a apresentar a mesma forma de onda semelhante a D2. A Fig. 39 utiliza um sinal de onda quadrada em D2, enquanto que na Fig. 40 é utilizado um sinal senoidal. É possível observar que o mínimo fluxo ocorre quando a tensão de saída é máxima em módulo e o valor do fluxo é máximo durante a descarga do capacitor de saída.

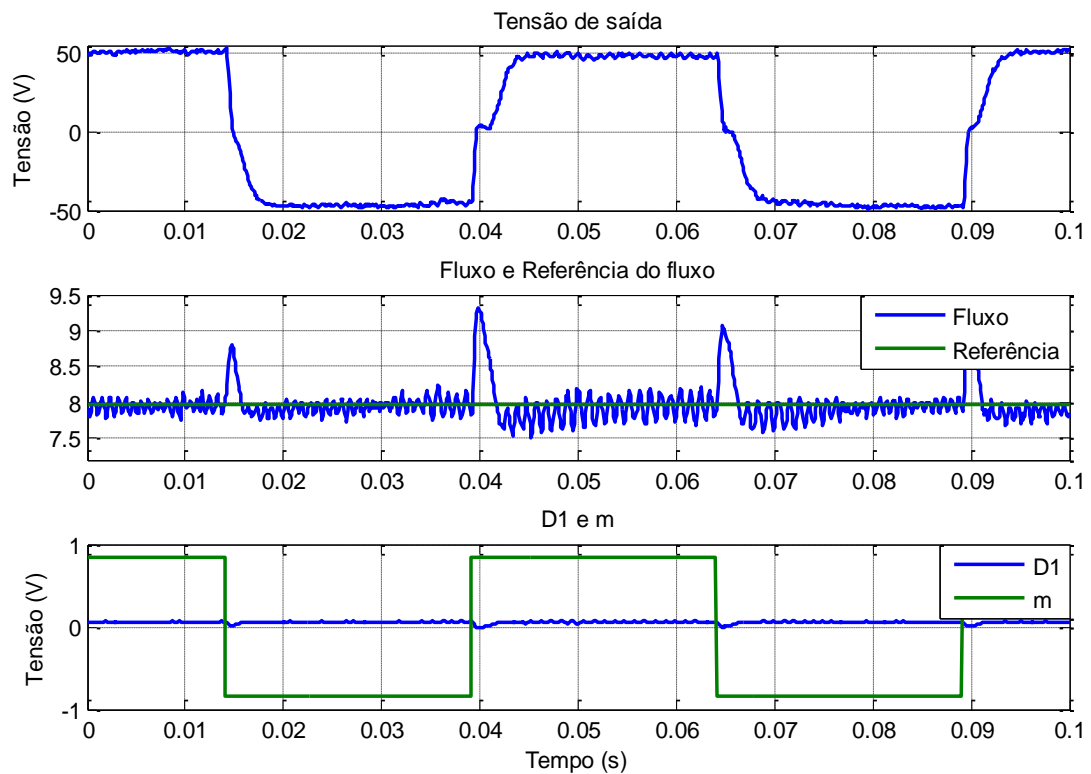


Figura 39 - Inversor flyback funcionando em malha fechada na entrada e malha aberta na saída

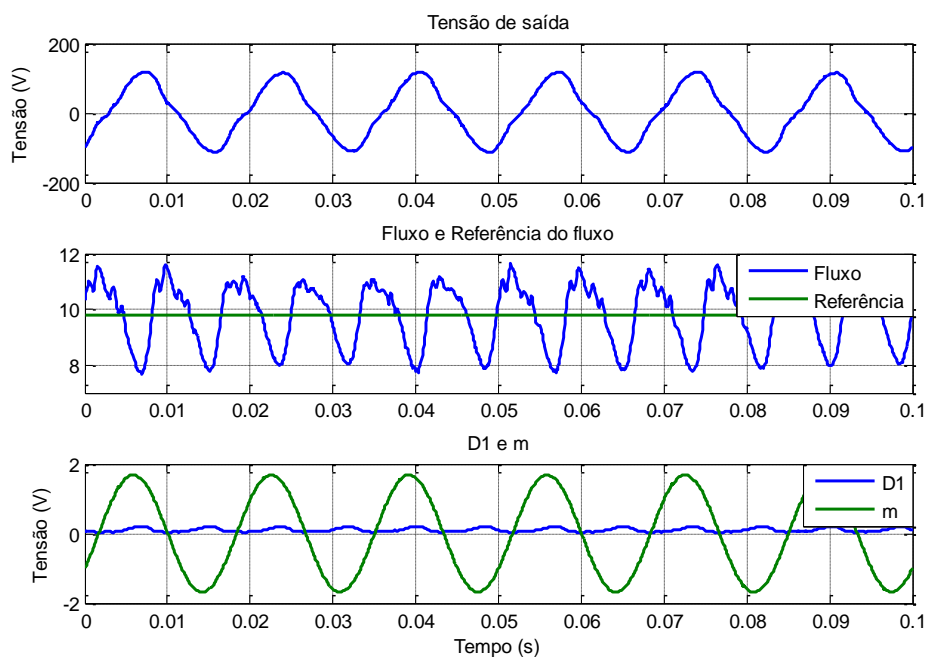


Figura 40 - Inversor flyback funcionando em malha fechada na entrada e malha aberta na saída

A Fig. 41 mostra a simulação do modelo médio em malha aberta com os sinais de entrada semelhantes aos sinais do teste mostrado na Fig. 40, sendo o sinal m senoidal que é usado de referência para gerar a tensão de saída.

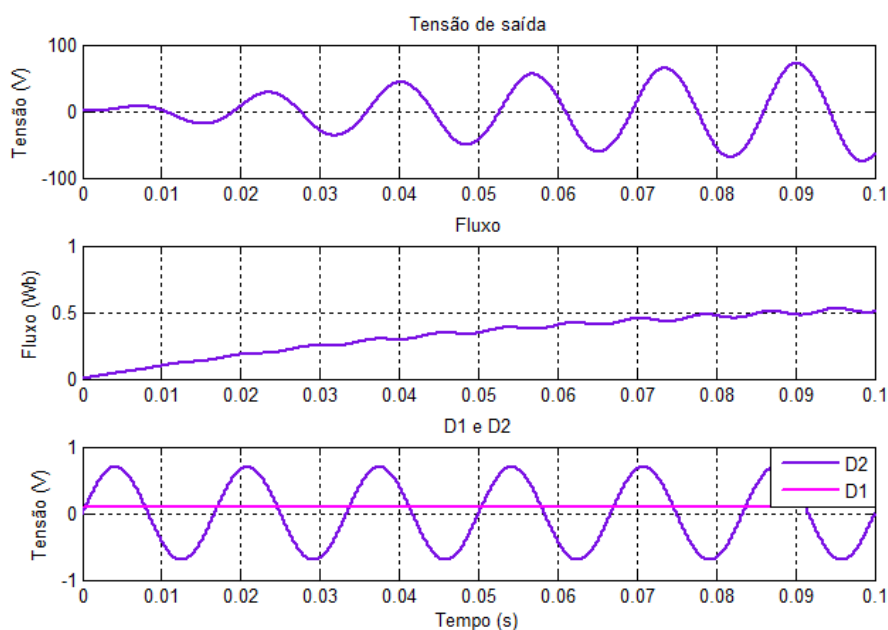


Figura 41 – Simulação por modelo médio do inversor flyback funcionando com sinal senoidal de entrada

A Fig. 42 mostra o resultado do circuito em malha fechada na entrada e na saída. O primeiro gráfico mostra a tensão de saída senoidal (em azul) e a referência senoidal em 60 Hz (em verde). O valor de $D1$ varia de acordo com o controlador de fluxo, para mantê-lo constante. O valor de $D2$ varia por outro controlador PI responsável por rastrear a senóide de saída.

O segundo gráfico da Fig. 42 mostra o fluxo e a referência, quando a tensão inverte a polaridade, para poder ser reduzida até passar por zero, as chaves na posição de $Q1$ e $Q2$ da Fig. 27 tem que bloquear, então a chave $Q3$ satura deixando circular corrente apenas no indutor, nesse momento, ele tem um aumento da corrente e conseqüentemente um aumento do fluxo.

O terceiro gráfico mostra os sinais de controle, o sinal $D2$ que é controlado pelo PI de tensão e o sinal $D1$ que é controlado pelo PI de fluxo.

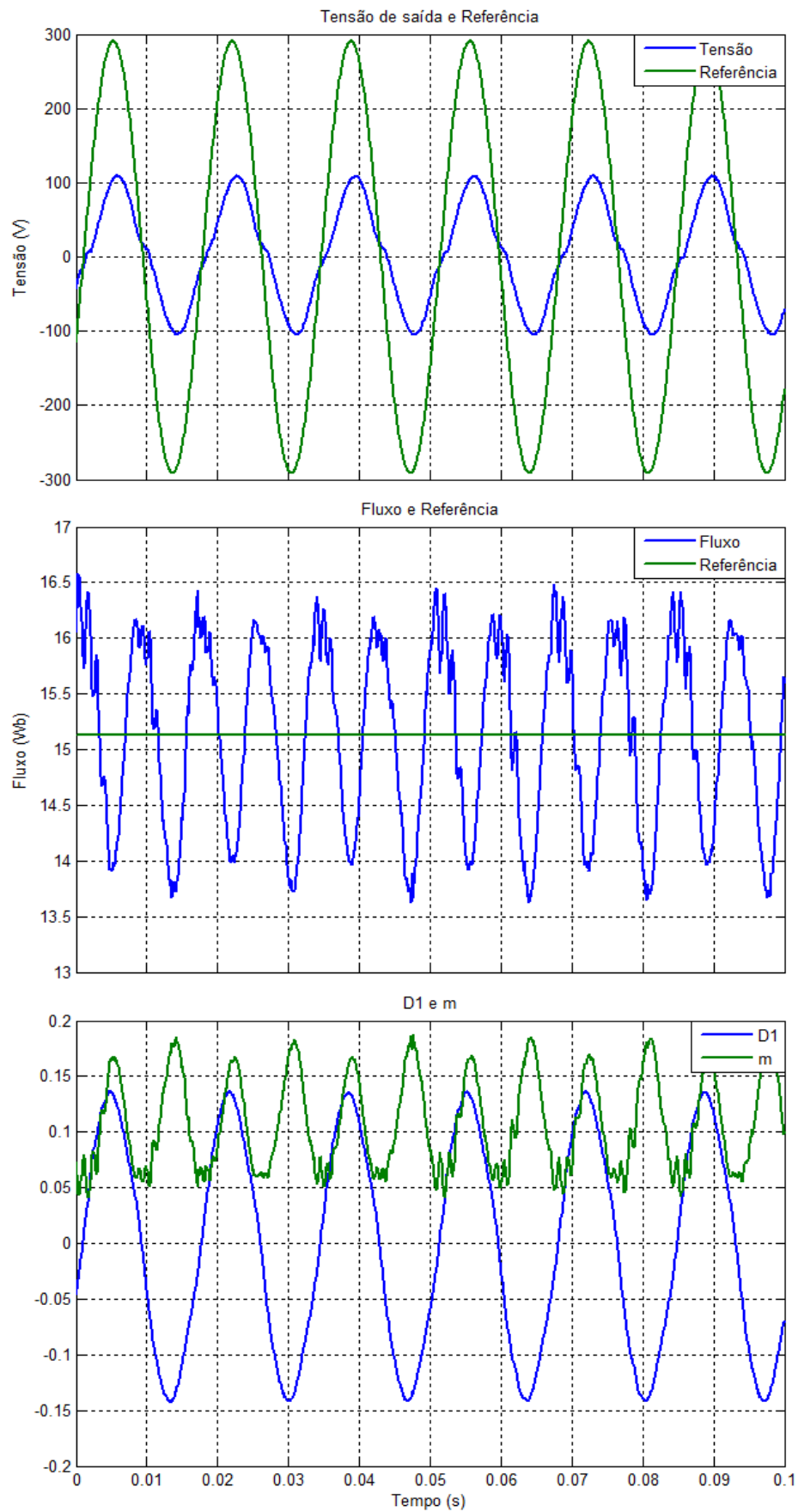


Figura 42 - Inversor flyback funcionando em malha fechada na entrada e na saída

Conclusão

Esse trabalho tinha como proposta a análise e a modelagem do inversor flyback a partir de técnicas usadas em modelagens de conversores, para isso foi feita uma revisão dos conversores, as técnicas de chaveamento e então foi analisado o conversor flyback. Para análise do inversor flyback foi usado o modelo médio, em seguida, com o auxílio do software Matlab/Simulink, foi feito o inversor através de modelagem por modelo médio e chaveado, foram testadas diversas situações e as simulações condizem com o resultado esperado pela teoria em todos os casos.

Houve a comparação com uma planta real, os testes foram feitos para as condições de funcionamento em malha aberta e em malha fechada, sendo que os parâmetros controláveis são o fluxo do transformador e a tensão de saída, em seguida, os dados foram coletados e comparados com o inversor simulado por modelo médio, nesse caso houve algumas diferenças como ruídos e oscilações na planta enquanto que na simulação todos os resultados são notavelmente ideais, na simulação também é possível ver o regime transitório enquanto os resultados da planta são em regime permanente.

Referências Bibliográficas

- [1] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. [S.l.]: Kluwer Academic Publisher, 2004.

- [2] RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. 3. ed. Canada: ELSEVIER, 2010.

- [3] AHMED, A. **Power Eletronics for Technology**. Published by Prentice Hall, 1998.

- [4] BARBI, I. **Projetos de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.

- [5] RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. 3. ed. Canada: ELSEVIER, 2010.

- [6] LIANG, T. J.; SHYU, J.; CHEN, J.F. A novel DC/AC boost inverter. In: ENERGY CONVERSION ENGINEERING CONFERENCE - IECEC, 37., 2002, Washington. **Conference...** Washington: IEEE, 2004.

- [7] LOH, P. C. et al. Topological development and operational analysis of buck-boost current source inverters for energy conversion applications. In: Power Electronics Specialists Conference - PESC, 37., 2006, Jeju. **Conference...**, Jeju: IEEE, 2006. p. 1-6. ISSN 0275-9306.

[8] GALOTTO JUNIOR, L., Inversores Integrados Monofásicos Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos com Conexão à Rede de Distribuição de Energia Elétrica. 2011, Ilha Solteira – SP.