

16

Capítulo

Conversores CC-CC Isolados

Meta deste capítulo

Estudar o princípio de funcionamento dos conversores cc-cc isolados.

objetivos

- Entender o funcionamento dos conversores cc-cc isolados;
- Analisar conversores cc-cc do tipo Flyback;
- Simular conversores cc-cc do tipo Flyback;
- Implementar conversores cc-cc do tipo Flyback.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento dos conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos conversores operando em malha fechada.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost. Aqueles conversores não possuíam transformador, ou seja, não eram isolados. Neste capítulo serão apresentados alguns conversores isolados, com especial ênfase no conversor Flyback.

O conversor Flyback é um conversor Buck-Boost com isolamento, que por sua vez é um conversor abaixador e elevador de tensão, com princípio de funcionamento semelhante ao que foi visto nos capítulos anteriores para os conversores Buck e Boost, com a diferença que agora os componentes serão reposicionados visando obter uma operação diferente daquela dos conversores apenas abaixadores ou elevadores de tensão, substituindo-se o indutor por um transformador.

As aplicações para os conversores cc-cc isolados são diversas, desde fontes chaveadas, equipamentos hospitalares, amplificadores para áudio, dentre outras.

Na Figura 1 mostra-se um conversor Flyback comercial, onde pode-se a presença do transformador com núcleo de ferrite, capacitores de filtro, componentes do estágio de mitigação de interferência eletromagnética (EMI), dentre outros componentes.

Assim, neste capítulo será apresentado o conversor cc-cc Flyback, além de outros conversores isolados, será realizada a descrição das etapas de funcionamento, suas principais formas de onda, análise de seu funcionamento e detalhes de projeto. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.



Figura 1 – Exemplo de conversor cc-cc Flyback comercial.

Fonte: www.nxp.com. Acesso em: 30/09/2014.

2 Conversores CC-CC Isolados

2.1 Introdução

O circuito do conversor cc-cc Buck-Boost é mostrado na Figura 12. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1), um indutor (L_1) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar poderia-se usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o . A tensão antes do filtro de saída é representada por v_{ab} . É importante destacar que a tensão de entrada tem polaridade invertida (negativa) em relação à entrada, o que é uma característica peculiar deste conversor.

2.2 Conversor Flyback

O circuito do conversor Flyback é mostrado na Figura 12. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1), um transformador (T_1) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar se poderia usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o . A tensão no primário do transformador é representada por v_p e a tensão no secundário por v_s . É importante destacar que a polaridade do transformador tem papel importante no funcionamento do conversor.

A forma de onda da tensão no primário do transformador é mostrada na Figura 3. Esta representa o funcionamento do conversor em condução contínua, sendo a primeira etapa de funcionamento caracterizada pela chave fechada, enquanto a segunda etapa de funcionamento ocorre com a chave aberta e o diodo em condução.

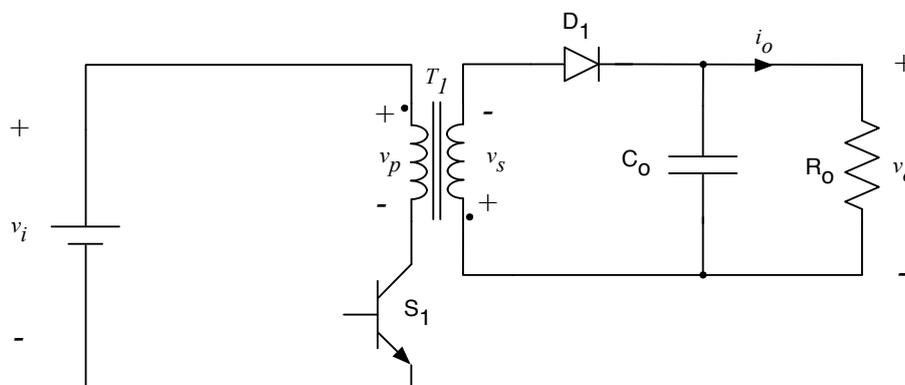


Figura 2 – Conversor Flyback.

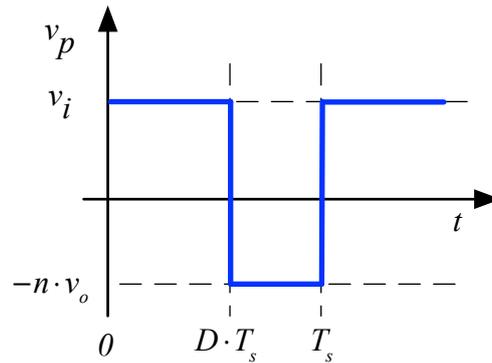


Figura 3 – Forma de onda da tensão no primário do transformador.

Assim como ocorria com os conversores cc-cc não-isolados (Buck, Boost e Buck-Boost), a tensão média sobre o indutor e/ou transformador deve ser nula. Deste modo se tem:

$$V_p = V_{p(\text{med})} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} -n \cdot v_o \cdot dt = \frac{V_i}{T_s} \cdot D \cdot T_s - \frac{n \cdot V_o}{T_s} \cdot (T_s - D \cdot T_s),$$

$$V_p = V_i \cdot D - n \cdot V_o \cdot (1 - D).$$

Assim:

$$V_p = V_i \cdot D - n \cdot V_o \cdot (1 - D) = 0,$$

$$V_i \cdot D = n \cdot V_o \cdot (1 - D),$$

$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{D}{(1 - D)}.$$

Nota-se pela expressão anterior que o ganho estático do conversor isolado é idêntico ao conversor sem isolamento, com a diferença que a relação de transformação do transformador faz parte da equação.

$$n = \frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s}.$$

A curva que representa o ganho estático do conversor é mostrada na Figura 4.

O conversor cc-cc isolado do tipo Flyback é muito utilizado para a construção de fontes chaveadas de baixa (< 100 W) e médias potências (< 1 kW). Atualmente, as fontes para carregadores de bateria de telefones celulares, dispositivos portáteis de modo geral, e equipamentos eletrônicos de uso residencial, comercial e industrial (roteadores, impressoras, computadores, etc.) empregam largamente os conversores Flyback, pois estes possuem pequeno número de componentes quando comparados com os demais conversores que serão apresentados na sequência.

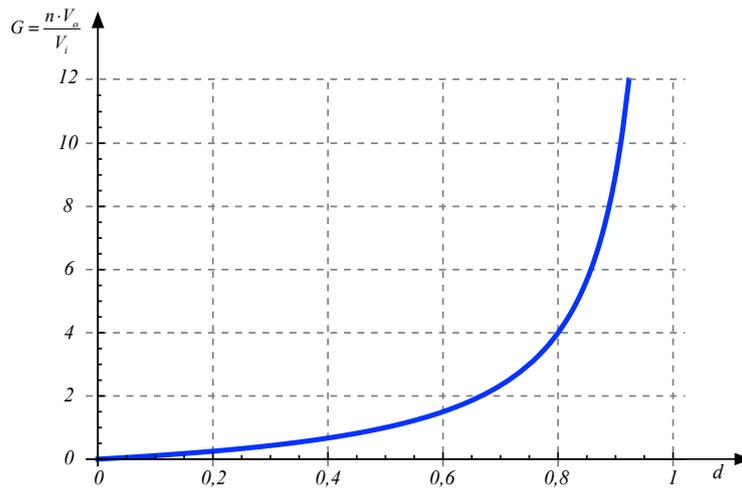


Figura 4 – Ganho estático do conversor Flyback.

2.3 Conversor Forward

O circuito do conversor Forward é mostrado na Figura 5. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1) de desmagnetização, um diodo de roda-livre (D_3) e o diodo retificador (D_2), um transformador (T_1) que possui três enrolamentos, por um indutor de filtro (L_o) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar se poderia usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o . A tensão no primário do transformador é representada por v_p e a tensão no secundário por v_s .

A forma de onda da tensão sobre o indutor é mostrada na Figura 6. Esta representa o funcionamento do conversor em condução contínua, sendo a primeira etapa de funcionamento caracterizada pela chave fechada, enquanto a segunda etapa de funcionamento ocorre com a chave aberta e o diodo de roda-livre em condução.

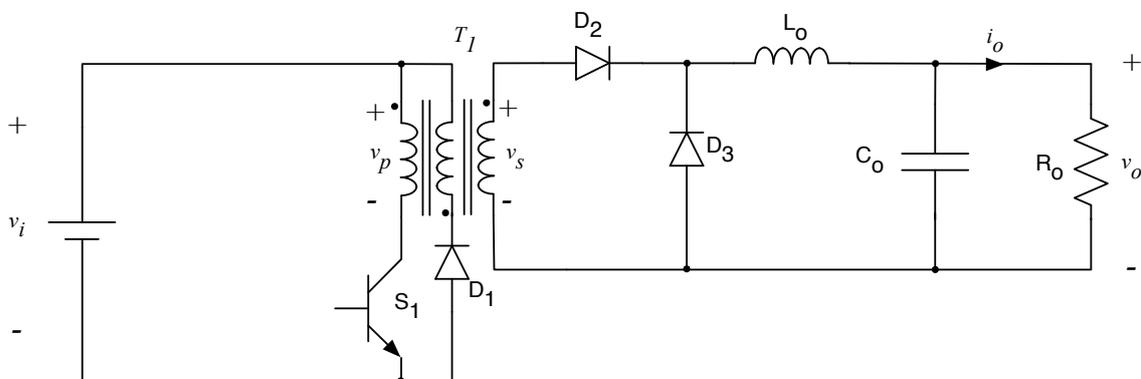


Figura 5 – Conversor Forward.

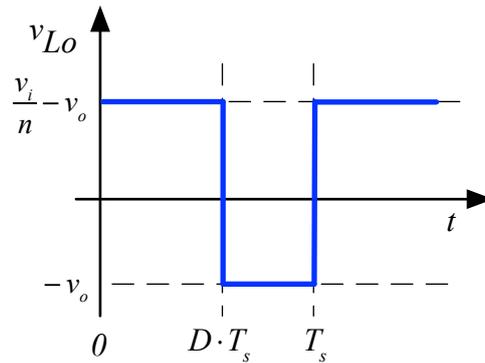


Figura 6 – Forma de onda da tensão sobre o indutor de filtro.

Do mesmo modo como foi feito para o conversor Flyback, também aqui se calcula a tensão média sobre o elemento magnético, que deve ser nula:

$$V_{Lo} = V_{Lo(\text{med})} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{v_i}{n} - v_o \right) \cdot dt + \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} -v_o \cdot dt = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - V_o \right)}{T_s} \cdot D \cdot T_s - \frac{V_o}{T_s} \cdot (T_s - D \cdot T_s),$$

$$\frac{\left(\frac{V_i}{n} - V_o \right)}{T_s} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_o}{T_s} \cdot (T_s - D \cdot T_s),$$

$$\left(\frac{V_i}{n} - V_o \right) \cdot D = V_o \cdot (1 - D).$$

Assim:

$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = D.$$

Nota-se pela expressão anterior que o ganho estático do conversor isolado é idêntico ao conversor sem isolamento, com a diferença que a relação de transformação do transformador faz parte da equação.

$$n = \frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s}.$$

A curva que representa o ganho estático do conversor é mostrada na Figura 7.

O conversor cc-cc isolado do tipo Forward é utilizado em potências mais altas do que o conversor Flyback, visto possuir mais componentes, mas possuir uma saída em corrente, devido a presença do indutor de filtro (L_o). O terceiro enrolamento (terciário) e o diodo D_1 servem para fazer a desmagnetização do núcleo do transformador T_1 .

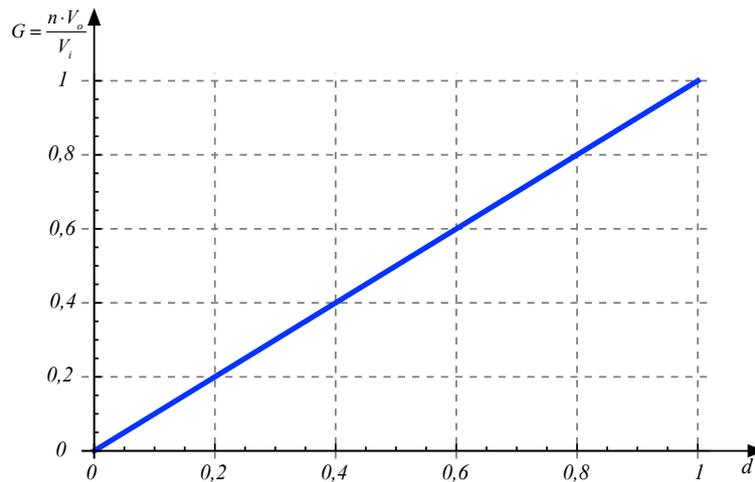


Figura 7 – Ganho estático do conversor Forward.

Uma maneira de diminuir o número de enrolamentos do conversor Forward é adicionar uma chave e um diodo, conforme mostrado na Figura 8, constituindo assim o conversor Forward com duas chaves. Em algumas aplicações este conversor é preferido, por possuir um transformador mais simples do que a versão original do conversor Forward.

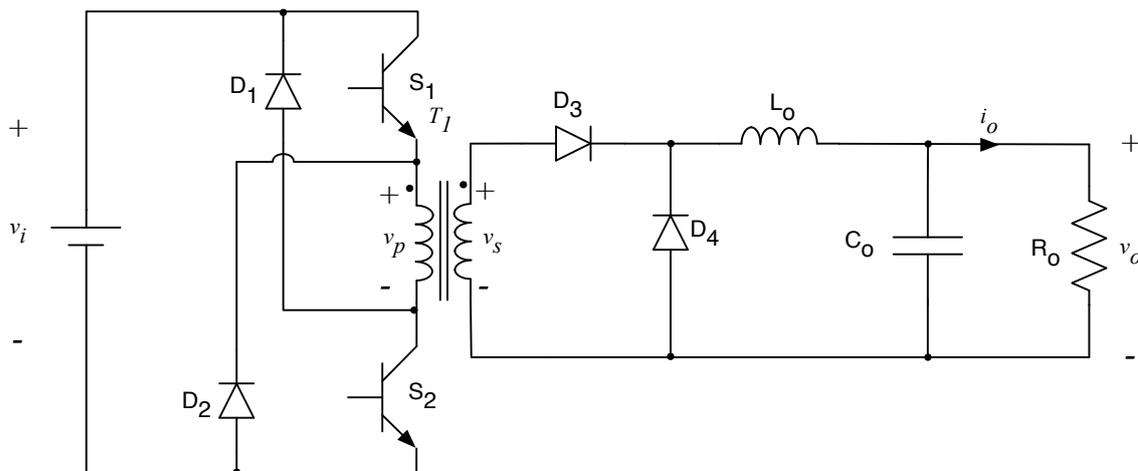


Figura 8 – Conversor Forward com duas chaves.

2.4 Conversor Ponte Completa

O circuito do conversor Ponte Completa é mostrado na Figura 9. Pode-se notar que o mesmo é formado por quatro chaves (S_1 a S_4), seis diodos (D_1 a D_6), sendo quatro (D_1 a D_4) no conversor ponte completa e dois (D_5 e D_6) no lado secundário do transformador, um transformador (T_1) que possui três enrolamentos, um primário e dois secundários, por um indutor de filtro (L_o) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representam-se as chaves por transistores bipolares de junção, mas em seus lugares se poderiam usar transistores MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é

representada por v_o . A tensão no primário do transformador é representada por v_p e a tensão nos secundários por v_s .

O conversor Ponte Completa, assim como o Forward, são versões isoladas do conversor Buck, por isso tem a mesma relação entre a tensão de saída e entrada, dada por:

$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = D.$$

Onde:

$$n = \frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s}.$$

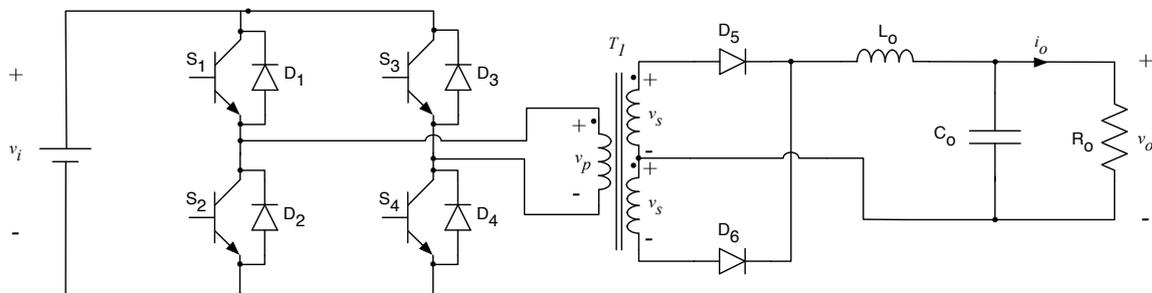


Figura 9 – Conversor Ponte Completa.

2.5 Conversor Meia Ponte

O circuito do conversor Ponte Completa é mostrado na Figura 10. Pode-se notar que o mesmo é formado por duas chaves (S_1 a S_2), sendo que duas das chaves do conversor Ponte Completa (S_3 e S_4) foram substituídas por capacitores (C_1 e C_2), formando um divisor de tensão capacitivo, dois diodos (D_1 a D_2) retificadores, um transformador (T_1) que possui três enrolamentos, um primário e dois secundários, por um indutor de filtro (L_o) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representam-se as chaves por transistores bipolares de junção, mas em seus lugares se poderiam usar transistores MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o . A tensão no primário do transformador é representada por v_p e a tensão nos secundários por v_s .

O conversor Meia Ponte, assim como o Ponte Completa e o Forward, são versões isoladas do conversor Buck, por isso tem a mesma relação entre a tensão de saída e entrada, dada pela expressão a seguir. No entanto, pelo fato de se utilizar o divisor capacitivo, a tensão no primário terá a metade do valor, assim:

$$v_{C1} = v_{C2} = \frac{v_i}{2}$$

$$\frac{n \cdot V_o \cdot 2}{V_i} = D.$$

Onde:

$$n = \frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s}.$$

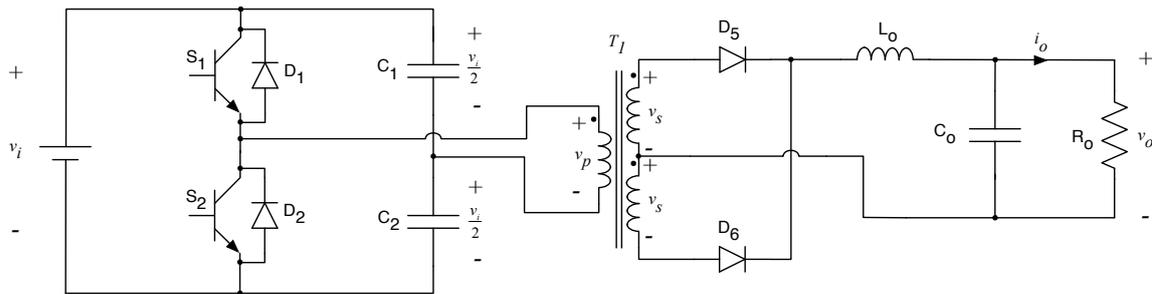


Figura 10 – Conversor Meia Ponte.

2.6 Conversor Push-Pull

O circuito do conversor Push-Pull é mostrado na Figura 11. Pode-se notar que o mesmo é formado por duas chaves (S_1 a S_2), dois diodos (D_1 a D_2) retificadores, um transformador (T_1) que possui quatro enrolamentos, dois primários e dois secundários, por um indutor de filtro (L_o) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representam-se as chaves por transistores bipolares de junção, mas em seus lugares se poderiam usar transistores MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o . A tensão nos primários do transformador é representada por v_p e a tensão nos secundários por v_s .

O conversor Push-Pull tem funcionamento semelhante aos conversores Meia Ponte e Ponte Completa, tendo como principal vantagem o fato de que ambas as chaves estão no mesmo referencial da fonte de entrada.

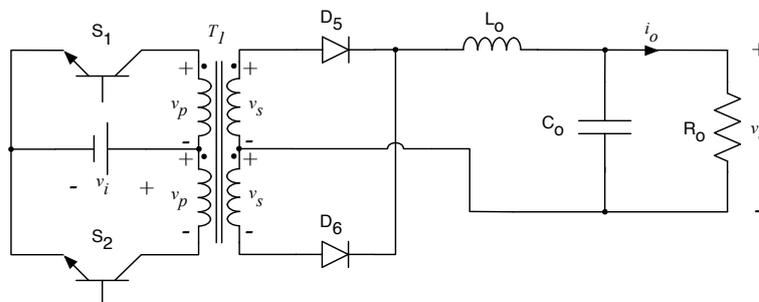


Figura 11 – Conversor Push-Pull.

3 Princípio de Funcionamento do Conversor Flyback

3.1 Conversor CC-CC Isolado Flyback

O circuito do conversor cc-cc isolado Flyback é novamente mostrado na Figura 12. A sua entrada é em tensão e sua saída também é em tensão. Este circuito possui apenas um enrolamento secundário, ou seja, uma saída. No entanto, é comum se utilizar conversores com múltiplas saídas, podendo-se fazer o transformador com tantos secundários necessários.

Os conversores cc-cc possuem dois modos de funcionamento, condução contínua ou condução descontínua. O modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor, neste caso, no primário do transformador, que de certo modo funciona como indutor para este conversor. Em regime permanente, se a corrente não atinge o valor zero, então o conversor está operando no modo de condução contínua (CCM – *continuous conduction mode*). Se a corrente atinge o valor zero a cada etapa de comutação, então se está operando no modo de condução descontínua (DCM – *discontinuous conduction mode*). Para um conversor isolado, como é o caso do conversor Flyback, não seria possível ter corrente no primário com a chave aberta. Assim, a condução descontínua é caracterizada pelo fato da corrente no secundário não ser zero no instante em que a chave é fechada, conforme é mostrado na Figura 13. Em outras palavras, quando o conversor está operando em condução descontínua, a corrente na chave começa a crescer linearmente a partir de zero, quando esta é fechada. Já em condução contínua, a corrente assume um valor maior no exato instante em que a chave é fechada.

O conversor pode operar também em condução crítica, que é exatamente o modo de transição entre condução descontínua e contínua. Este modo é muito utilizado em fontes chaveadas, pois permite simplificar o controle do conversor em malha fechada.

A seguir será realizada a análise do conversor Flyback operando em condução descontínua, pois juntamente com a condução crítica, estes modos são os mais utilizados nos conversores comerciais.

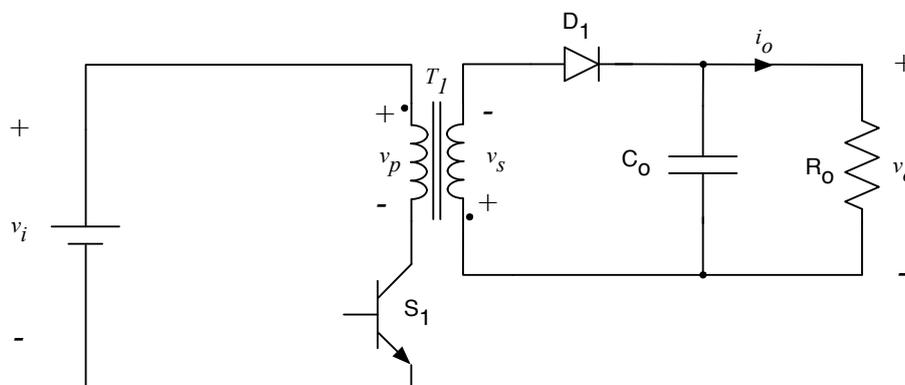


Figura 12 – Circuito do conversor cc-cc isolado Flyback.

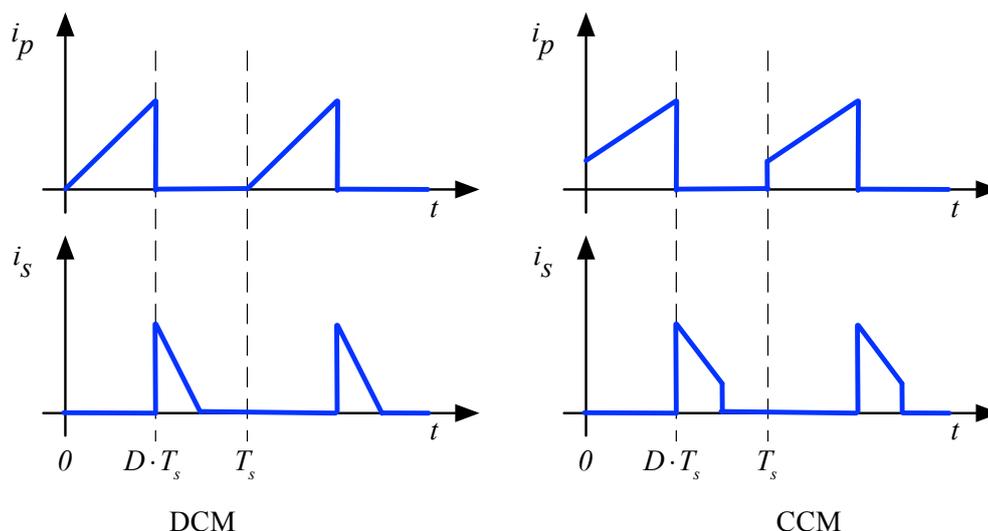


Figura 13 – Correntes no primário e no secundário do transformador para condução descontínua (DCM) e para condução contínua (CCM).

3.2 Conversor Flyback – Modo de Condução Descontínua

O conversor Flyback, de modo idêntico ao conversor Buck-Boost, operando no modo de condução descontínua apresenta três etapas de operação, mostradas nas Figura 14, Figura 15 e Figura 16. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa ($0, DT_s$) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão no primário do transformador será igual a tensão de entrada (v_i). A corrente no primário i_p irá crescer linearmente. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a magnetização da indutância de magnetização do transformador (L_m). A saída é alimentada pelo capacitor;

2ª Etapa ($DT_s, T_{i=0}$) – Chave S_1 aberta (*off*). No instante de abertura de S_1 o diodo D_1 entra em condução. A tensão no secundário do transformador será igual a tensão da saída. A corrente circula pelo secundário do transformador, pelo diodo D_1 e pela carga. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do transformador T_1 ;

3ª Etapa ($T_{i=0}, T_s$) – A corrente no transformador se anula e assim a chave e o diodo estão bloqueados. A carga é alimentada pelo capacitor. Esta etapa dura até o novo acionamento da chave em T_s .

Ao finalizar a terceira etapa retorna-se a primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor Flyback no modo de condução contínua são mostradas na Figura 17. Nesta figura tem-se o sinal de comando do interruptor (S_1), denominado de v_b , na sequência tem-se as tensões e correntes no transformador. Posteriormente se tem as tensões e correntes na chave e no diodo.

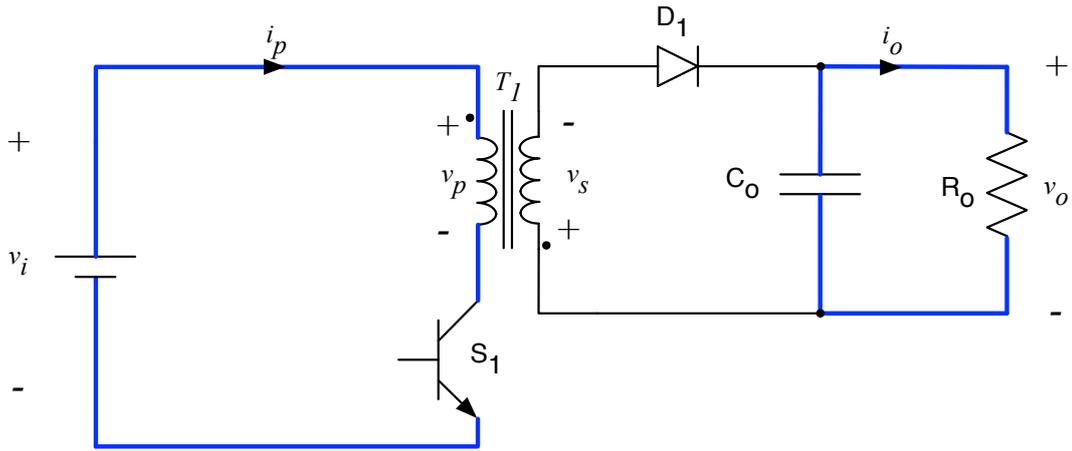


Figura 14 – Primeira etapa de operação do conversor Flyback (DCM).

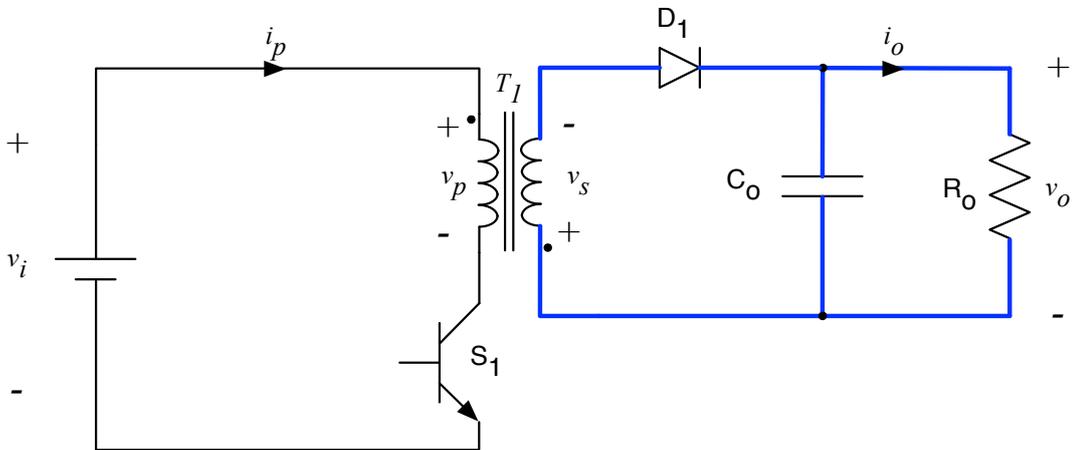


Figura 15 – Segunda etapa de operação do conversor Flyback (DCM).

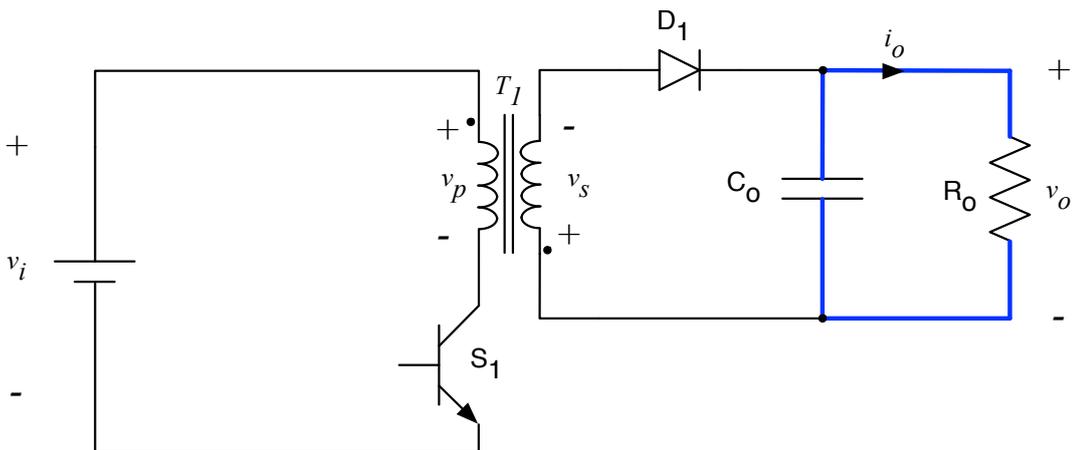


Figura 16 – Terceira etapa de operação do conversor Flyback (DCM).

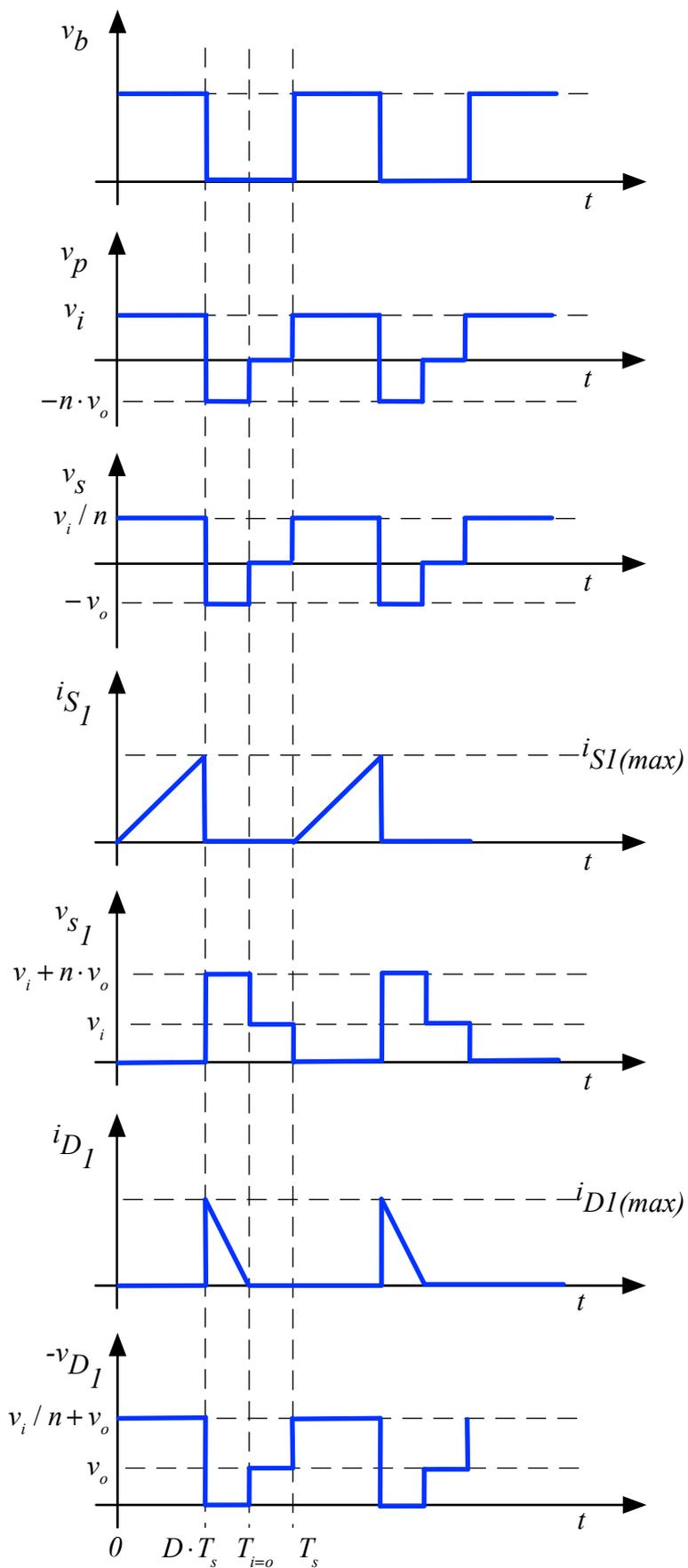


Figura 17 – Formas de onda do conversor Flyback em condução descontinua.

3.2.1 Análise do Conversor Flyback no Modo de Condução Descontínua

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores, considerando seu modo de operação em condução descontínua.

3.2.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 12 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com comportamento constante no tempo. Para fins de simplificação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 será denominada de F_s . Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = (1 - D) \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média no primário do transformador será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 17. No pior caso (condução crítica), ou seja, se $T_{i=0}$ for igual a T_s , se tem:

$$V_p = V_{p(med)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_i=0} (-n \cdot v_o) \cdot dt = 0,$$

$$\frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{T_s} = \frac{n \cdot V_o}{T_s} \cdot (T_s - D \cdot T_s),$$

$$V_i \cdot D = n \cdot V_o \cdot (1 - D),$$

$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D}.$$

De todo modo, se for desejado determinar a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada para qualquer situação, ou seja, não apenas na condução crítica, então pode-se proceder conforme segue:

$$I_{p(\max)} = I_{S1(\max)} = \frac{V_i}{L_m} \cdot D_{\max} \cdot T_s.$$

A razão cíclica máxima é denominada de D_{\max} , enquanto L_m é a indutância magnetizante do transformador.

A potência média na entrada deve ser igual a potência média de saída, considerando que o circuito seja ideal (não tenha perdas), então:

$$P_i = P_o,$$

$$V_i \cdot I_{i(\text{med})} = V_o \cdot I_o,$$

$$V_i \cdot I_{i(\text{med})} = \frac{V_o^2}{R_o},$$

$$I_{p(\text{med})} = \frac{I_{p(\max)} \cdot T_{on}}{2 \cdot T_s},$$

$$V_i \cdot \frac{I_{p(\max)} \cdot T_{on}}{2 \cdot T_s} = \frac{V_o^2}{R_o},$$

$$V_i \cdot \frac{\left(\frac{V_i}{L_m} \cdot D_{\max} \cdot T_s \right) \cdot D_{\max} \cdot T_s}{2 \cdot T_s} = \frac{V_o^2}{R_o},$$

$$V_o = V_i \cdot D_{\max} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot F_s \cdot L_m}}.$$

Note que neste caso não aparece a relação de transformação (n) do transformador na expressão que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada.

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot F_s \cdot L_1}}.$$

Cosiderando que a ondulação na tensão de saída seja muito pequena, como normalmente ocorre nos conversores cc-cc, então pode-se afirmar que:

$$V_{o(\text{med})} = V_{o(\text{ef})} = V_{o(\text{pk})}.$$

3.2.1.2 Ganho Estático do Conversor Flyback em Condução Descontínua

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor Flyback em condução descontínua, no limite para a condução crítica, se tem:

$$V_o = \frac{V_i}{n} \cdot \frac{D}{1-D}.$$

$$D = \frac{n \cdot V_o}{V_i + n \cdot V_o}.$$

3.2.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_o = I_{o(\text{med})} = I_{o(\text{ef})} = I_{o(\text{pk})} = \frac{V_o}{R_o}.$$

O valor médio da corrente na chave será idêntico a corrente de entrada, visto que a mesma está em série com a fonte de alimentação. Deste modo:

$$I_{S1} = I_{S1(\text{med})} = I_i.$$

Por sua vez, a corrente de entrada em função da corrente de saída pode ser determinada por:

$$P_i = P_o;$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{V_i} \cdot I_o;$$

$$V_i = \frac{(1-D)}{D} \cdot V_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{\frac{(1-D)}{D} \cdot V_o} \cdot I_o;$$

$$I_i = I_o \cdot \frac{D}{(1-D)}.$$

A corrente média no diodo (D_1) será igual a corrente na carga.

$$I_{D1} = I_{D1(\text{med})} = I_o.$$

As correntes no secundário e no diodo serão iguais:

$$i_{s(t)} = i_{D1(t)}.$$

Do mesmo modo, as correntes na chave e no primário do transformador serão iguais:

$$i_{p(t)} = i_{s1(t)}.$$

A corrente máxima na chave (e no primário do transformador) foi determinada anteriormente, sendo:

$$I_{p(\text{max})} = \frac{V_i}{L_m} \cdot D_{\text{max}} \cdot T_s.$$

$$I_{p(\text{max})} = \frac{V_i}{L_m \cdot F_s} \cdot D_{\text{max}}.$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_m = \frac{V_i}{I_{p(\text{max})} \cdot F_s} \cdot D_{\text{max}}.$$

Por outro lado, pode-se considerar a energia armazenada na indutância magnetizante:

$$E_{Lm} = \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot I_{p(\text{max})}^2.$$

Esta energia será transferida para a carga na segunda etapa de funcionamento:

$$E_o = \frac{P_o}{\eta \cdot F_s}.$$

Levou-se em conta o rendimento (η) do conversor. Assim se tem:

$$E_{Lm} = E_o;$$

$$\frac{1}{2} \cdot L_m \cdot I_{p(\text{max})}^2 = \frac{P_o}{\eta \cdot F_s};$$

Usando a expressão obtida anteriormente para a indutância:

$$\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_i}{I_{p(max)} \cdot F_s} \cdot D_{max} \right) \cdot I_{p(max)}^2 = \frac{P_o}{\eta \cdot F_s};$$

$$I_{p(max)} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{max}}.$$

A corrente de pico no secundário do transformador (e no diodo) será:

$$I_{s(max)} = I_{D1(max)} = n \cdot I_{p(max)} = \frac{2 \cdot P_o \cdot n}{\eta \cdot V_i \cdot D_{max}}.$$

A corrente eficaz no primário do transformador, que é idêntica a corrente eficaz na chave, será:

$$I_{p(ef)} = I_{S1(ef)} = I_{p(max)} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}.$$

Já a corrente eficaz no secundário do transformador, e consequentemente no diodo, será:

$$I_{s(ef)} = I_{D1(ef)} = I_{p(ef)} \cdot n = I_{p(max)} \cdot n \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}.$$

Considerando que toda ondulação de corrente do diodo (ΔI_{D1}) circula pelo capacitor, sua corrente eficaz será dada por:

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{I_{D1(ef)}^2 - I_o^2} = \sqrt{\left(I_{p(max)} \cdot n \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \right)^2 - I_o^2}.$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(max)} = I_{D1(max)} - I_o.$$

3.2.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o.$$

$$P_i = V_i \cdot I_i.$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o}.$$

3.2.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de entrada somada ao pico da tensão de saída referida ao primário:

$$V_{S_1} = V_{i(pk)} + n \cdot V_{o(pk)} = V_1 + n \cdot V_o.$$

Já as correntes na chave serão:

$$I_{S_1(max)} = I_{p(max)} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{max}}.$$

$$I_{S_1(med)} = D \cdot \frac{I_{p(max)}}{2}.$$

$$I_{S_1(ef)} = I_{p(max)} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}}.$$

A tensão máxima sobre o diodo D_1 é igual ao pico da tensão de entrada referida ao secundário somada ao pico da tensão de saída:

$$V_{D_1} = n \cdot V_{i(pk)} + V_{o(pk)} = n \cdot V_i + V_o.$$

Por sua vez, as correntes no diodo serão:

$$I_{D_1(pk)} = I_{s(max)}.$$

$$I_{D_1(med)} = I_o.$$

$$I_{D_1(ef)} = I_{p(max)} \cdot n \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}.$$

3.2.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação de tensão no capacitor dependerá da ondulação de corrente máxima no diodo, que por sua vez depende da carga do conversor e da ondulação de corrente na indutância magnetizante. Assim, torna-se complexo determinar a ondulação de tensão no capacitor. Sugere-se que seja utilizado o recurso de simulação para se obter a mesma. De todo modo, pode-se fazer uma aproximação que consiste em determinar

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot T_s \cdot I_o}{C_o};$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot I_o}{C_o \cdot F_s}$$

Portanto, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{D \cdot I_o}{\Delta V_{Co} \cdot F_s}$$

4 Circuitos Auxiliares

Uma fonte chaveada, por exemplo, possui outros circuitos além do estágio de potência, dentre eles o retificador de entrada, já estudado em circuitos anteriores, além de filtro de interferência eletromagnética (EMI), circuitos de comando e controle, circuitos de proteção, dentre outros.

Assim, neste item serão realizadas breves apresentações e comentários sobre alguns destes circuitos, especificamente filtros de EMI e circuitos integrados aplicados em fontes chaveadas.

4.1 Filtros de Interferência Eletromagnética

Os conversores cc-cc, isolados ou não, geram interferência eletromagnética conduzida e irradiada. A primeira pode ser minimizada pelo uso de filtros na entrada do circuito, já a segunda precisa ser reduzida usando-se blindagens eletromagnéticas.

A Figura 18 apresenta um filtro típico conectado na entrada de fontes chaveadas. Os capacitores C_y , juntamente com o transformador da entrada (dois indutores acoplados) tem a função de reduzir as correntes assimétricas (correntes de modo diferencial). Já o capacitor C_x e os indutores L_1 e L_2 tem a função de diminuir as correntes simétricas (correntes de modo comum).

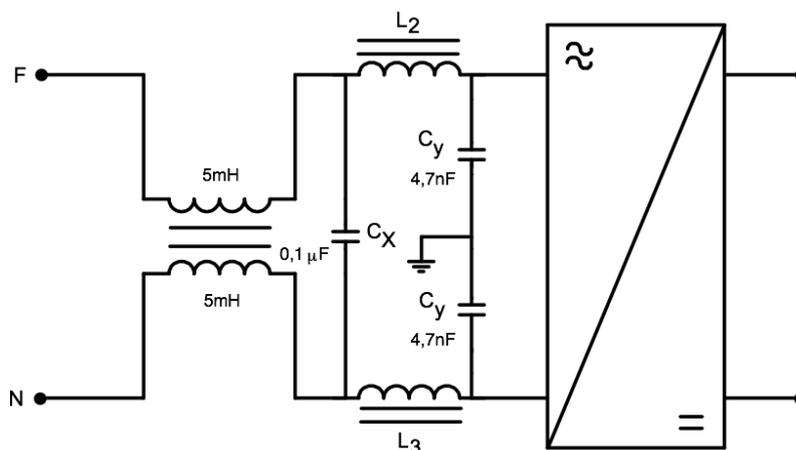


Figura 18 – Filtro de entrada de fontes chaveadas.

Fonte: (Barbi, 2006).

4.2 Circuitos Integrados para Fontes Chaveadas

O primeiro circuito integrado específico para fontes chaveadas foi projetado no ano de 1975 pelo Engenheiro Bob Mammano. Este circuito integrado é comercializado até os dias de hoje, sob o código SG3524, pela Texas Instruments. Na Figura 19 se mostra o diagrama de blocos interno e o encapsulamento deste circuito integrado, que serviu de referência para o desenvolvimento de diversos modelos similares.

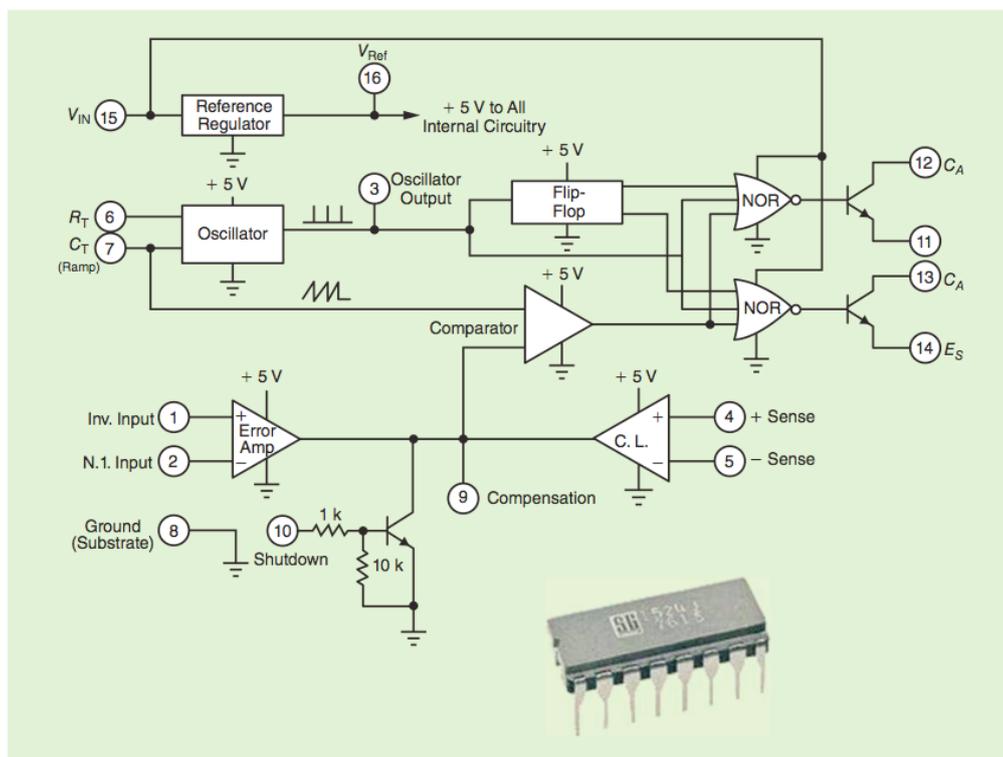


Figura 19 – Circuito interno e encapsulamento do SG3524.

Fonte: (Bindra, 2014).

Na Figura 20 se mostra o circuito de um conversor Flyback com o CI SG3524, com o qual se gera uma tensão simétrica de ± 15 V a partir de uma tensão de entrada de 5 V. Note que a saída se torna isolada da entrada e o circuito é totalmente funcional, ou seja, não necessita de mais nenhum estágio ou componente para operar corretamente.

Outro circuito integrado muito utilizado, que realiza o controle do conversor no modo corrente, é o UC3842 da Texas Instruments. A Figura 21 apresenta o circuito completo de uma fonte chaveada utilizando este circuito integrado. O controle no modo corrente do conversor permite realizar a proteção do mesmo rapidamente, além de ser possível melhorar o fator de potência da estrutura.

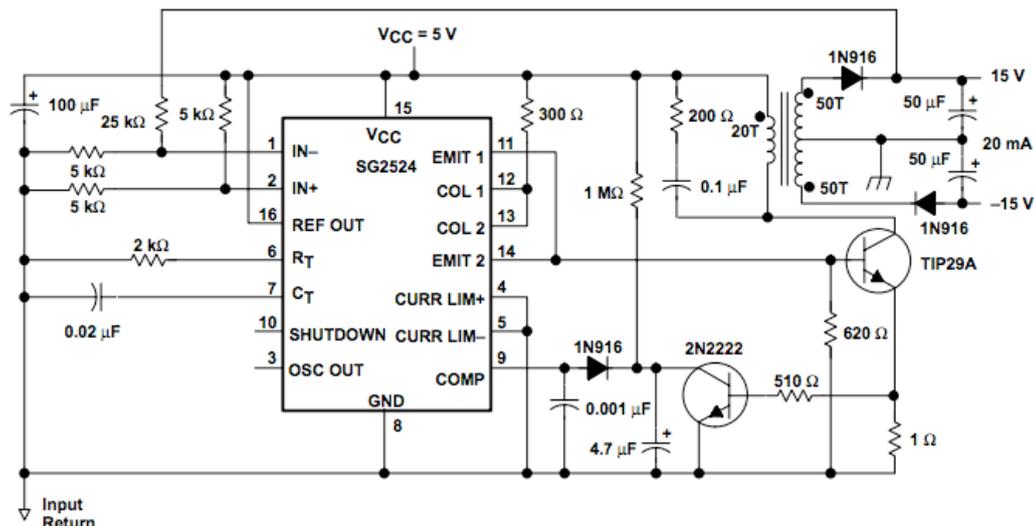


Figura 20 – Conversor Flyback com o CI SG3524.

Fonte: <http://www.ti.com>. Acessado: 30/09/2014.

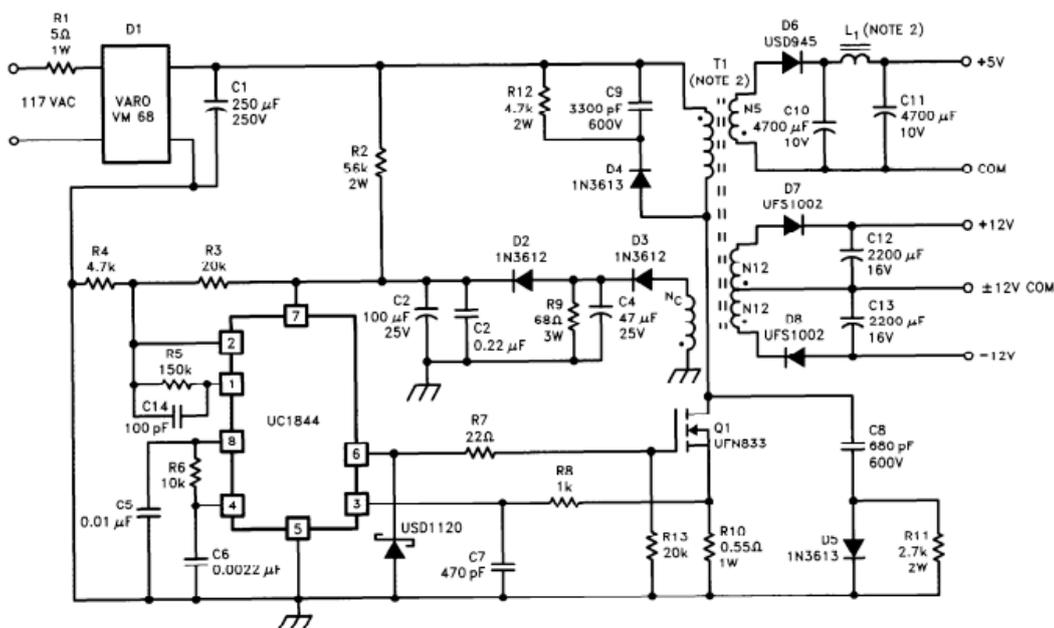


Figura 21 – Conversor Flyback com o CI UC3842.

Fonte: <http://www.ti.com>. Acessado: 30/09/2014.

Atualmente existem diversos fabricantes de circuitos integrados específicos para fontes chaveadas. Alguns deles possuem poucos terminais e são simples de serem utilizados, como é o caso da família TOP do fabricante Power Integrations (Powerint). A Figura 22 mostra o estágio de conversão cc-cc de um circuito utilizando o CI TOP200YAI. Estes circuitos integrados tem a particularidade de operarem com frequência variável, ou seja, sua modulação não é por largura de pulsos (PWM).

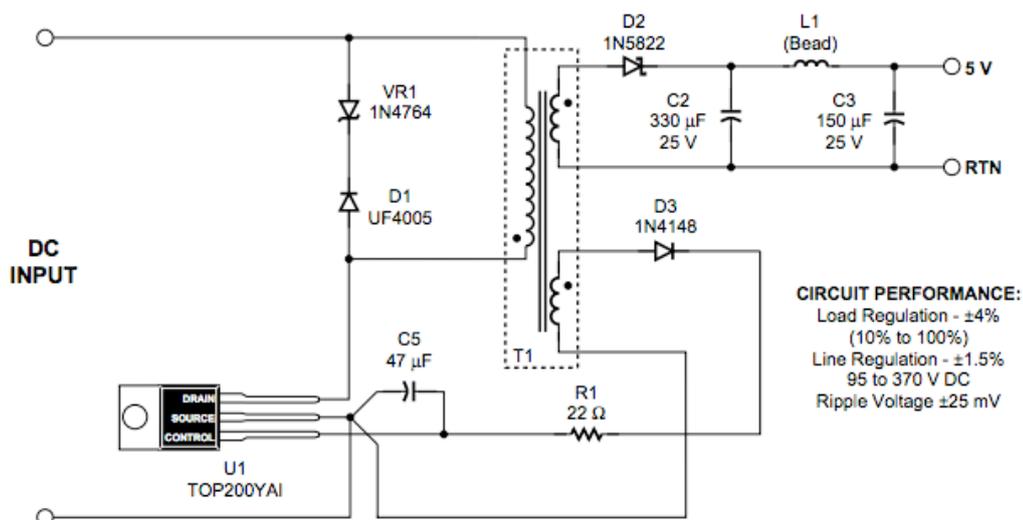


Figura 22 – Conversor com o CI TOP200YAI.

Fonte: <http://www.powerint.com>. Acessado: 30/09/2014.

Os circuitos integrados do fabricante Fairchild Semiconductor operam com modulação PWM, como é o caso do FSQ500L, usado em aplicações de baixa potência. Na Figura 23 mostra-se uma fonte chaveada implementada com este circuito integrado, que possui potência de 2 W (5,1 V x 400 mA).

É importante destacar na Figura 23 que o maior volume ocupada na placa é do transformador e dos capacitores, ou seja, dos elementos armazenadores de energia. Os semicondutores ocupam um volume bastante reduzido, comparativamente aos outros componentes.

A família de circuitos integrados Viper da ST Microelectronics também é bastante conhecida no mercado, possuindo características semelhantes aos integrados da Fairchild Semiconductor, ou seja, operam com frequência de comutação constante, realizando a modulação por largura de pulsos.

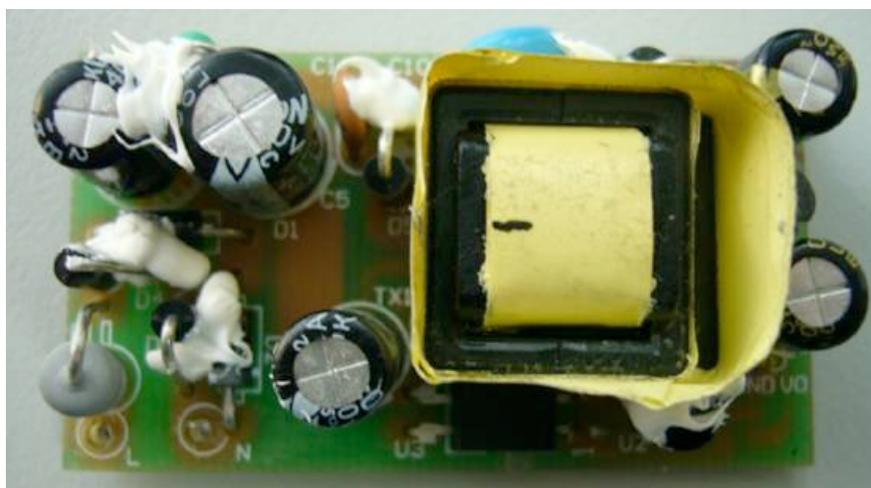


Figura 23 – Conversor com o CI FSQ500L.

Fonte: [http:// solution.eccn.com](http://solution.eccn.com). Acessado: 30/09/2014.

5 Simulação dos Conversores em Estudo

O conversor cc-cc Flyback será simulado utilizando os softwares Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

5.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 24, com as mesmas características do problema apresentado no início deste capítulo. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 25 V (médios). A carga possui uma resistência de 5 Ω . O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 μ s). Note que a frequência de comutação é de 40 kHz e a razão cíclica máxima é de 40%. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um driver de acionamento do interruptor. A indutância de magnetização é de 188 μ H e o capacitor é de 22 μ F.

Os dados do transformador são aqueles calculados no Exercício Resolvido 2 (ER 02) do capítulo anterior, usando-se uma queda de tensão no diodo de 1 V. A chave (S_1) é ideal.

As formas de onda das principais variáveis do circuito estão mostradas nas Figura 25 e na Figura 26. Na Figura 25 tem-se as formas de onda durante o transitório de partida do conversor. Já na Figura 26 mostram-se as formas de onda para o circuito operando em regime permanente. Mostram-se as tensões de entrada, saída, no primário e secundário do transformador e de comando (PWM) do interruptor, além da corrente no primário e da saída. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 1, onde nota-se que os mesmos condizem entre si, com pequenas diferenças, principalmente devido a estimativa de perdas da ordem de 25%, o que na simulação ocorreu de modo diferente, ficando em torno de 31%.

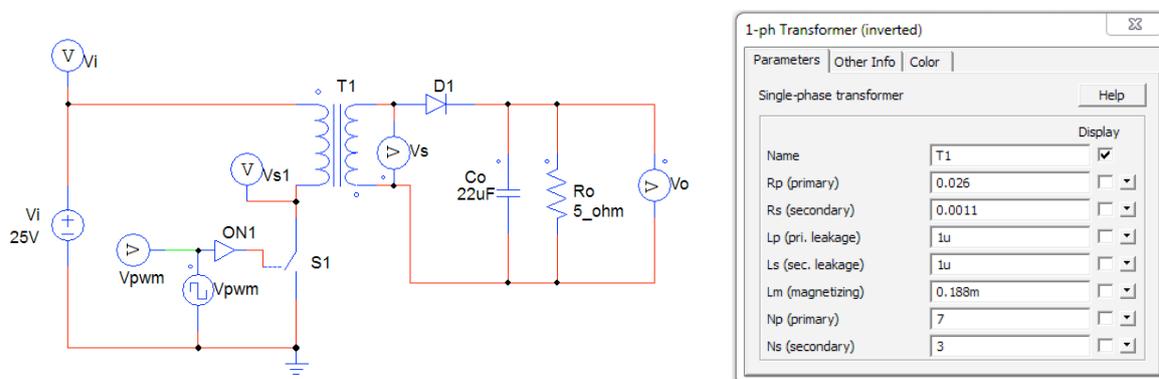


Figura 24 – Circuito simulado no Psim e parâmetros do transformador.

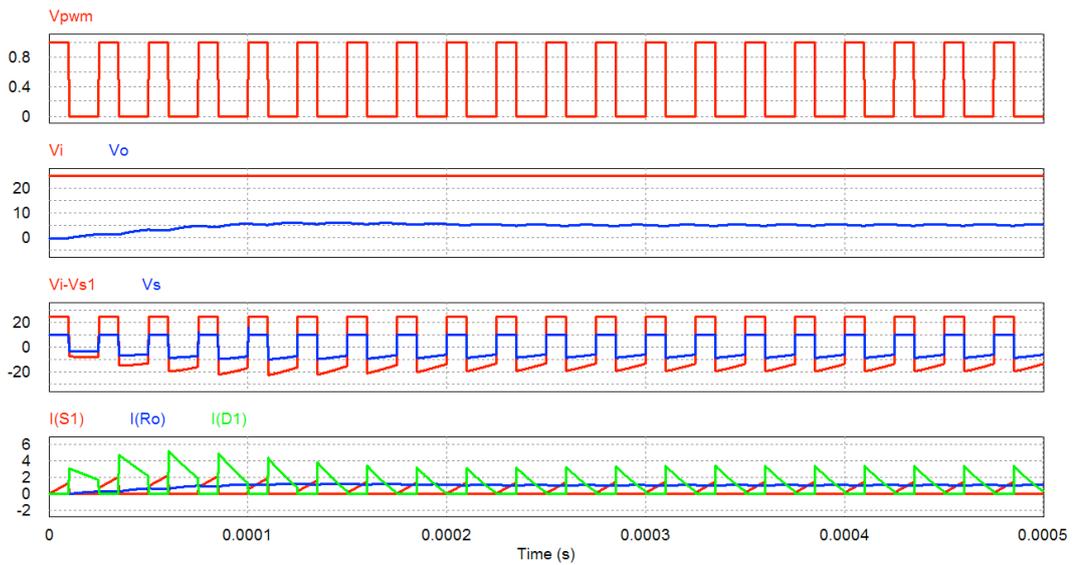


Figura 25 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Flyback com componentes ideais.

Tabela 1 – Resultados para conversor cc-cc Flyback com componentes ideais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	5 V	5,27 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	0,45 V	0,54 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	1 A	1,054 A
P_o	Potência na saída	5 W	5,57 W
P_i	Potência na entrada	6,7 W	8 W
η	Rendimento	$\approx 75\%$	$\approx 69\%$
$I_i(avg)$	Corrente média na fonte	0,27 A	0,32 A
$I_p(max)$	Corrente máxima no primário	1,33 A	1,46 A
$I_p(avg)$	Corrente média no primário	0,27 A	0,32 A
$I_p(ef)$	Corrente eficaz no primário	0,48 A	0,56 A
$I_s(max)$	Corrente máxima no secundário	3,69 A	3,37 A
$I_s(avg)$	Corrente média no secundário	1 A	1,047 A
$I_s(ef)$	Corrente eficaz no secundário	1,65 A	1,52 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	2,69 A	2,38 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	1,31 A	1,097 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	1,33 A	1,46 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	0,27 A	0,32 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	0,48 A	0,56 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	3,69 A	3,37 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	1 A	1,047 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	1,65 A	1,52 A
$V_{S1(max)}$	Tensão máxima sobre a chave	38,9 V	44,3 V
$V_{D1(max)}$	Tensão máxima sobre o diodo	14 V	13,2 V

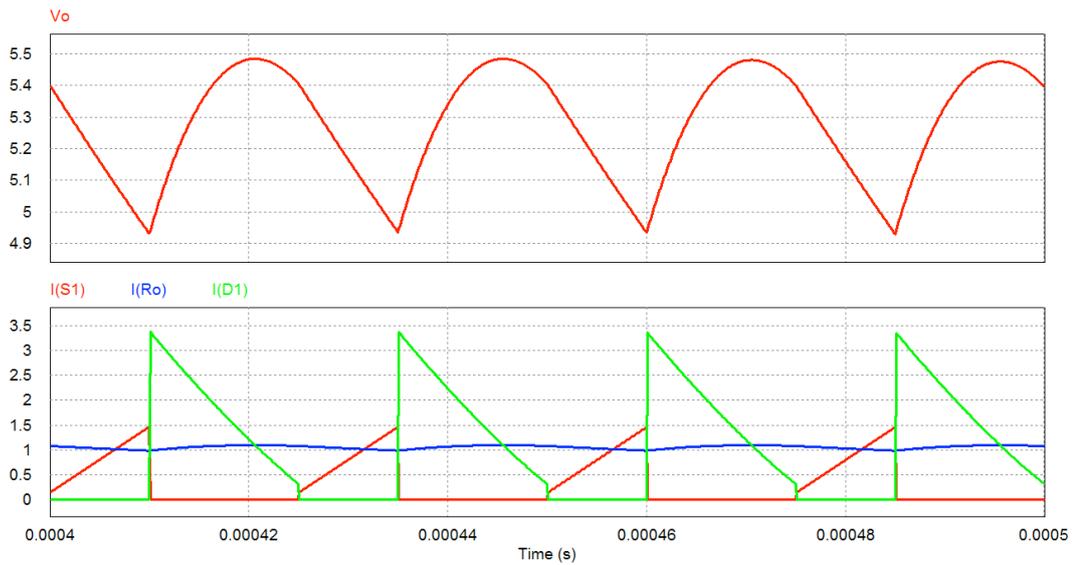


Figura 26 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Flyback com componentes ideais.

5.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 27. Note que os componentes são reais, ou seja, o interruptor possui um modelo específico para o circuito, que é o MTD6N15T4G. A fonte é para 12 V (médios). A carga possui uma resistência de $2\ \Omega$. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms ($0,1\ \mu\text{s}$). Note que a frequência de comutação é de 40 kHz e a razão cíclica é de 40%. A indutância do primário é de $188\ \mu\text{H}$ e o capacitor é de $22\ \mu\text{F}$. No circuito da Figura 27 conectou-se a saída na mesma referência da tensão de entrada visando facilitar a simulação.

As formas de onda da tensão na entrada, tensão na saída e tensão sobre a chave são mostradas na Figura 28. As formas de onda das principais correntes no circuito são mostradas na Figura 29.

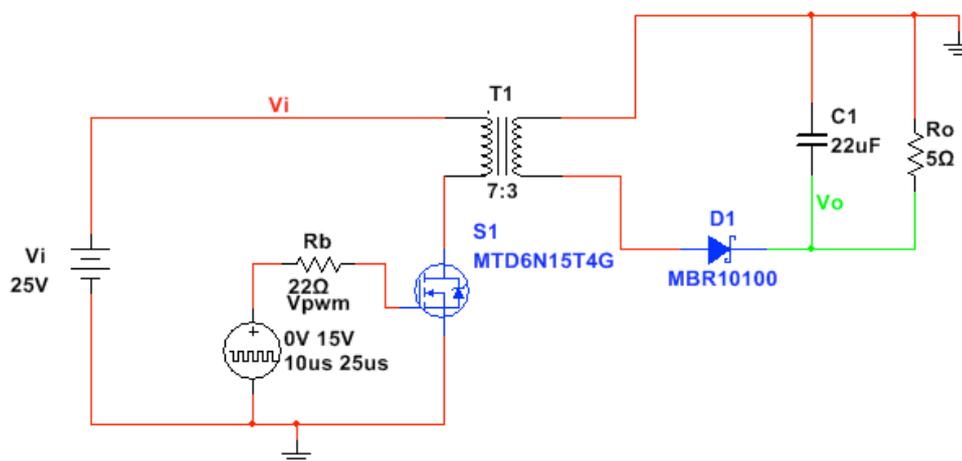


Figura 27 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 2 – Resultados para conversor cc-cc Flyback om componentes reais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	5 V	6,72 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	0,45 V	0,65 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	1 A	1,3 A
P_o	Potência na saída	5 W	8,74 W
P_i	Potência na entrada	6,7 W	9,75 W
η	Rendimento	$\approx 75\%$	$\approx 89,6\%$
$I_i(avg)$	Corrente média na fonte	0,27 A	0,39 A
$I_p(max)$	Corrente máxima no primário	1,33 A	1,59 A
$I_p(avg)$	Corrente média no primário	0,27 A	0,39 A
$I_p(ef)$	Corrente eficaz no primário	0,48 A	0,66 A
$I_s(max)$	Corrente máxima no secundário	3,69 A	3,68 A
$I_s(avg)$	Corrente média no secundário	1 A	1,3 A
$I_s(ef)$	Corrente eficaz no secundário	1,65 A	1,78 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	2,69 A	2,47 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	1,31 A	1 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	1,33 A	1,59 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	0,27 A	0,39 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	0,48 A	0,66 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	3,69 A	3,68 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	1 A	1,3 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	1,65 A	1,78 A
$V_{S1(max)}$	Tensão máxima sobre a chave	38,9 V	41,77 V
$V_{D1(max)}$	Tensão máxima sobre o diodo	14 V	17,28 V

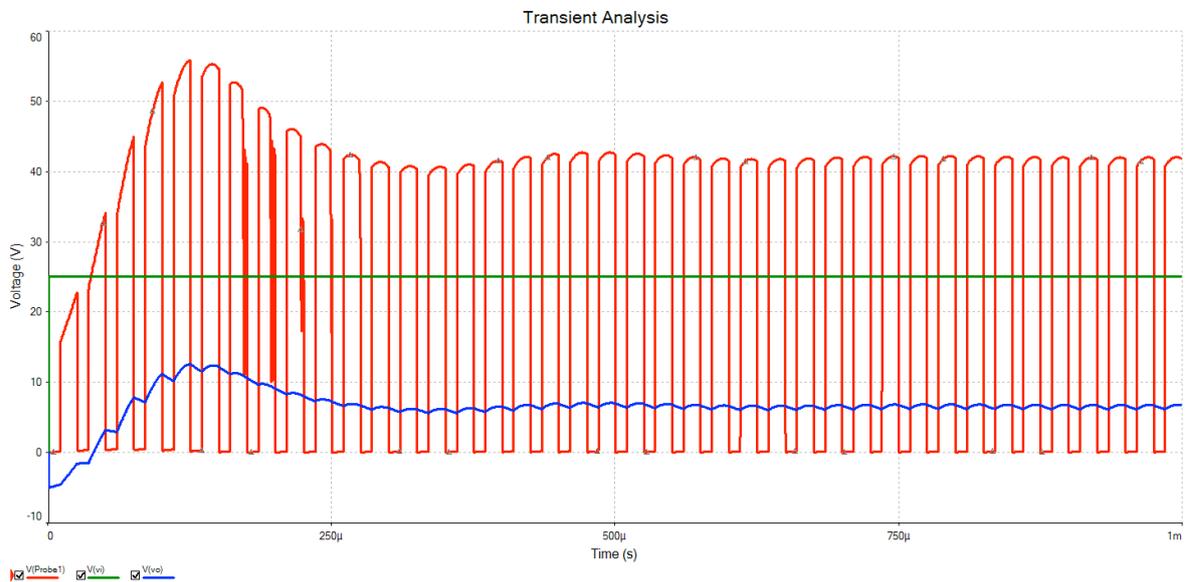


Figura 28 – Formas de onda da tensão de entrada, de saída e sobre o interruptor.

A potência dissipada nos componentes (transistor, diodo e transformador) é da ordem de 1,01 W, resultando em um rendimento de aproximadamente 89,6% para o conversor. Vale ressaltar que o circuito simulado tem apenas fins didáticos, não devendo ser implementado em laboratório nas condições apresentadas aqui.

Além disso, é importante notar nas simulações com componentes ideais e/ou reais, que a tensão máxima sobre a chave e o diodo é um pouco superior a tensão de saída nominal. Isso ocorre em função da ondulação de tensão na carga, fazendo com que a tensão máxima na carga seja também um pouco superior a escolhida.

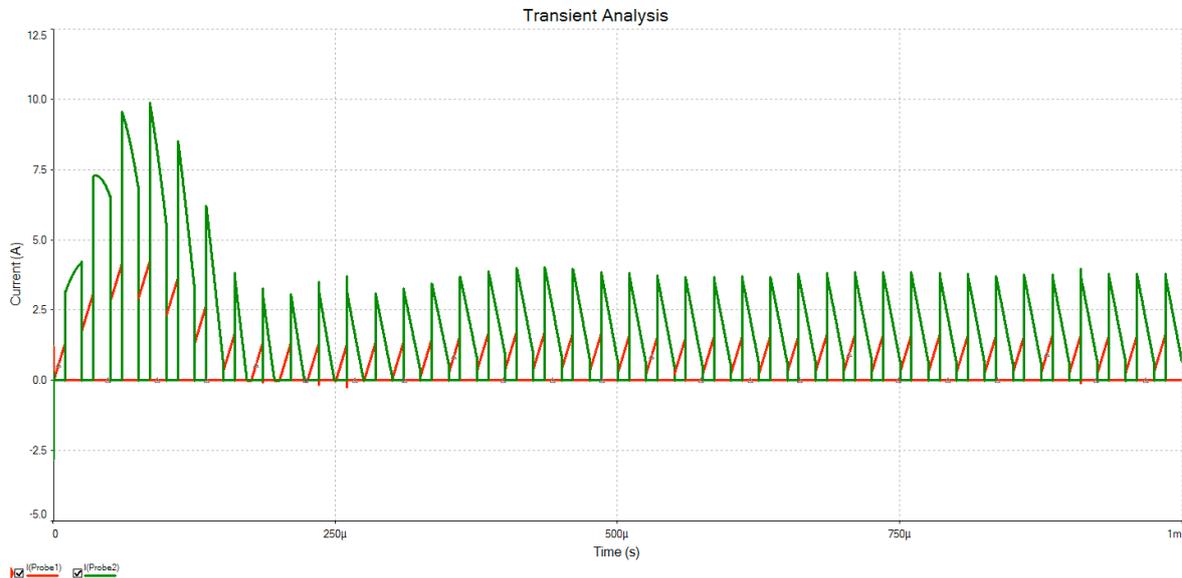


Figura 29 – Formas de onda das principais correntes do circuito.

6 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 30 e que a fonte de alimentação seja de 15 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 30%, a carga tem resistência de 5 Ω , o conversor está operando em condução descontínua, relação de transformação é de 1:1, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;
- A potência média na carga.

A tensão média na carga será:

$$V_o = \frac{V_i}{n} \cdot \frac{D}{1-D} = \frac{15}{1} \cdot \frac{0,4}{1-0,4} = 10V .$$

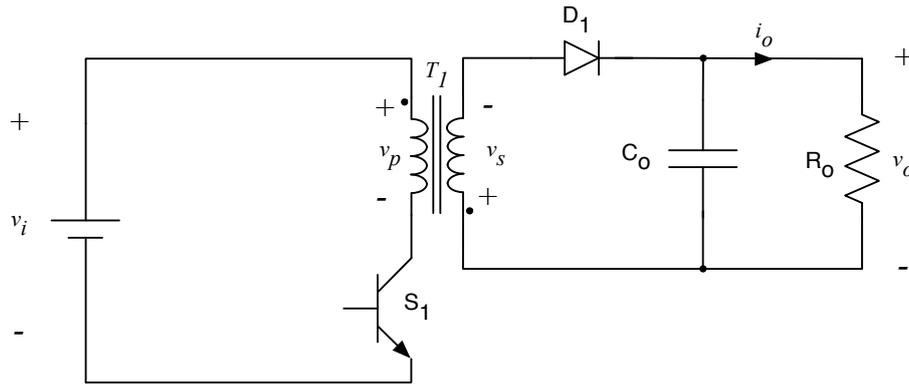


Figura 30 – Circuito para exercício resolvido 01.

As potências na saída e na entrada serão:

$$P_o = V_o \cdot I_o = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{10^2}{5} = 20W .$$

$$\eta = 100\% .$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{20}{1} = 20W .$$

As correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{10}{5} = 2,0 A .$$

$$I_{C_o} = 0 A .$$

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \frac{20}{15} = 1,33 A .$$

$$I_{S_1} = I_i = 1,33 A .$$

$$I_{D_1} = I_o = 2,0 A .$$

ER 02) Considere que no circuito da Figura 31 a tensão de entrada seja de 24 V, a tensão de saída deve ser de 3,3 V com corrente de 1 A. O indutor tem uma indutância de 500 μ H e o capacitor tem capacitância de 10 μ F. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Relação de transformação do transformador é de 2:1. Determine:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- As correntes de pico e média nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

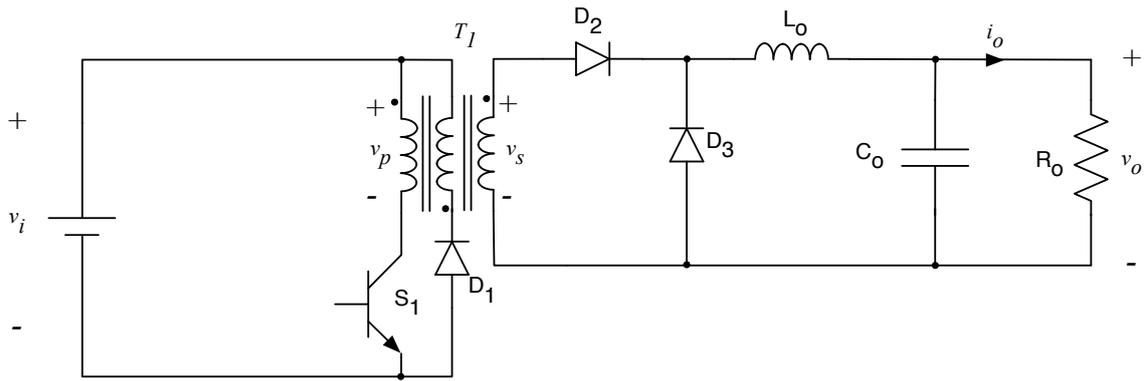


Figura 31 – Circuito para exercício resolvido 02.

A razão cíclica de operação será:

$$D = \frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot 3,3}{24} = 0,275.$$

As potências na carga e na entrada, considerando rendimento de 100% serão:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 3,3 \cdot 0,5 = 1,65W.$$

$$\eta = 100\%.$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{1,65}{1} = 1,65W.$$

A corrente na carga já está determinada e vale 500 mA. Deste modo, as correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_{L_o} = I_o = 0,5A.$$

$$I_{S_1} = \frac{P_i}{V_i} = \frac{1,65}{24} = 0,07A.$$

$$I_{D_1} = 0,2 \cdot I_i = 0,2 \cdot 0,07 = 0,014A.$$

$$I_{D_2} = D \cdot I_{L_o} = 0,275 \cdot 0,5 = 0,1375A.$$

$$I_{D_3} = (1 - D) \cdot I_{L_o} = (1 - 0,275) \cdot 0,5 = 0,3625A.$$

Para determinar as correntes máximas, deve-se determinar inicialmente a ondulação de corrente no indutor, que será:

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_{D_3}}{L_o \cdot F_s} \cdot D \cdot (1 - D) = \frac{V_i}{n \cdot L_o \cdot F_s} \cdot D \cdot (1 - D) = \frac{24}{2 \cdot 500\mu \cdot 50k} \cdot 0,275 \cdot (1 - 0,275) \cong 0,1A.$$

Assim, a corrente máxima nos elementos do circuito será:

$$I_{L_o(\max)} = I_{D_3(\max)} = I_{D_3(\max)} = I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = 0,5 + \frac{0,1}{2} = 0,55 A .$$

As correntes no lado primário serão:

$$I_{p(\max)} = I_{S_1(\max)} = I_{D_1(\max)} = n \cdot \left(I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} \right) = 2 \cdot \left(0,5 + \frac{0,1}{2} \right) = 1,1 A .$$

As tensões máximas sobre os semicondutores serão:

$$V_{S_1(\max)} = V_{D_1(\max)} = V_i = 24V .$$

$$V_{D_2(\max)} = V_{D_3(\max)} = \frac{V_i}{n} = \frac{24}{2} = 12V .$$

A ondulação de tensão na carga será:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{V_{D_3}}{31 \cdot L_o \cdot C_o \cdot F_s^2} = \frac{V_i}{n \cdot 31 \cdot L_o \cdot C_o \cdot F_s^2} = \frac{24}{2 \cdot 31 \cdot 500\mu \cdot 10\mu \cdot 50k^2} = 0,031V .$$

ER 01) Considerando o circuito simulado no item 5.1, com componentes ideais, determine os valores calculados da Tabela 1:

A tensão média na carga, considerando componentes ideais, será:

$$V_o = \frac{V_i}{n} \cdot \frac{D}{1-D} = \frac{25}{7} \cdot \frac{0,4}{1-0,4} = 7,14V .$$

Os valores referentes ao transformador foram determinados no capítulo anterior, no exemplo resolvido 02.

As potências na saída e na entrada serão:

$$P_o = 5W .$$

$$\eta = 100\% .$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{5}{1} = 5W .$$

As correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{5}{7,14} = 0,7 A.$$

$$I_{Co} = 0 A.$$

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \frac{5}{25} = 0,2 A.$$

$$I_{S_1} = I_i = 0,2 A.$$

$$I_{D1} = I_o = 0,7 A.$$

As correntes de pico serão:

$$I_{p(pk)} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{max}} = \frac{2 \cdot 5}{1 \cdot 24 \cdot 0,4} = 1,04 A.$$

$$I_{S1(pk)} = I_{p(pk)} = 1,04 A.$$

$$I_{D1(pk)} = n \cdot I_{p(pk)} = \frac{7}{3} \cdot 1,04 = 2,43 A.$$

$$I_{Co(pk)} = I_{D1(pk)} - I_o = 2,43 - 0,7 = 1,73 A.$$

Por sua vez, as correntes eficazes serão:

$$I_{p(ef)} = I_{p(pk)} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = I_{p(pk)} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1,04 \cdot \sqrt{\frac{0,4}{3}} = 0,38 A.$$

$$I_{S1(ef)} = I_{p(ef)} = 0,38 A.$$

$$I_{s(ef)} = I_{s(pk)} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} = 2,43 \cdot \sqrt{\frac{1 - 0,4}{3}} = 1,09 A.$$

$$I_{D1(ef)} = I_{s(ef)} = 1,09 A.$$

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{(I_{D1(ef)})^2 - (I_o)^2} = \sqrt{(1,09)^2 - (0,7)^2} = 0,83 A.$$

A ondulação de tensão no capacitor de saída será:

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot I_o}{C_o \cdot F_s} = \frac{0,4 \cdot 0,7}{22 \cdot 10^{-6} \cdot 50k} = 0,25 V.$$

As tensões máximas nos componentes semicondutores serão:

$$V_{S_1} = V_i + n \cdot V_o = 24 + \frac{7}{3} \cdot 7,14 = 40,66 V.$$

$$V_{D_1} = n \cdot V_i + V_o = \frac{3}{7} \cdot 24 + 7,14 = 17,42V .$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 30 e que a fonte de alimentação seja de 18 V, a chave é ideal e será comandada com uma razão cíclica de 35% e a carga tem resistência de 5 Ω , o diodo também é ideal. A relação de transformação é de 2:1. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- O rendimento do circuito.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 32 operando com um transistor 2N2222, razão cíclica de 40%, frequência de chaveamento de 20 kHz, a tensão de entrada é 12 V, a carga tem resistência de 50 Ω , o diodo será o MUR105. Indutância de magnetização de 1 mH e o capacitor tem capacitância de 10 μF . Relação de transformação de 2,5:1. Considere operação em condução descontínua. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- A ondulação de corrente e tensão;
- O rendimento do circuito.

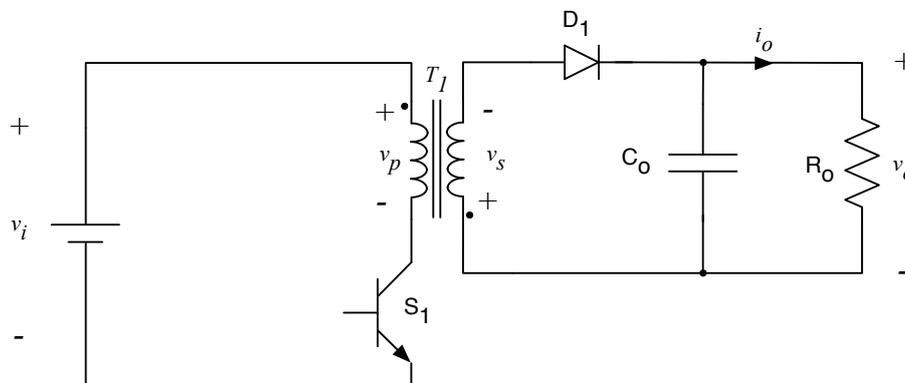


Figura 32 – Circuito para exercício proposto 02.

EP 03) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 06) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 07) Simule o circuito do exercício proposto 02 (EP 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Considere que no circuito da Figura 33 a tensão de entrada seja de 24 V, a tensão de saída deve ser de 10 V com corrente de 500 mA. A ondulação de corrente desejada é de 10% e a ondulação de tensão deve ser de 1%. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Determine, considerando condução descontínua:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- A relação de transformação do transformador;
- Os valores do indutor e do capacitor de filtro;
- As correntes de pico, média e eficaz nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

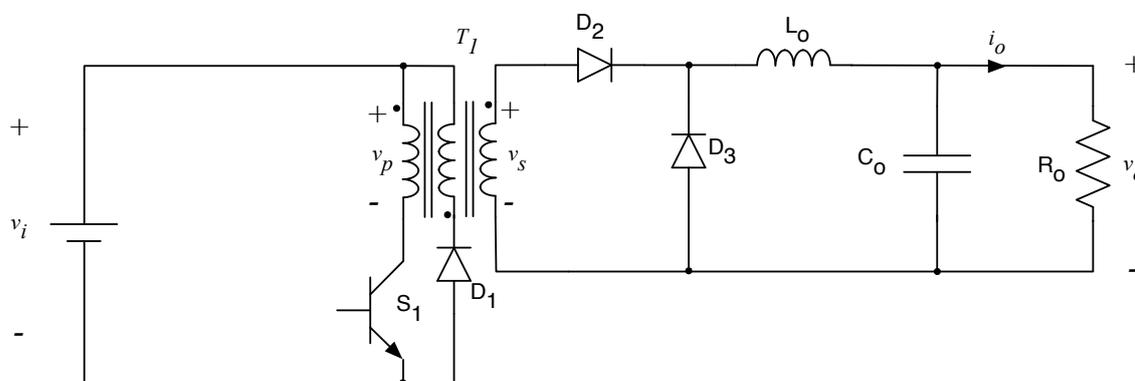


Figura 33 – Circuito para exercício proposto 08.

EP 09) Repita o exercício proposto 08 considerando condução contínua, ou seja, determine a razão cíclica e a relação de transformação para que isso aconteça.

EP 10) Considerando o circuito da Figura 30 e que a fonte de alimentação seja de 12 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 42%, a carga tem resistência de 5 Ω , o conversor está operando em condução descontínua, a relação de transformação é de 1:1, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;

- A potência média na carga.

EP 11) Refaça o exercício resolvido 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 12) Refaça o exercício resolvido 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 13) Refaça o exercício proposto 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 14) Refaça o exercício proposto 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 15) Refaça o exercício proposto 10 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

7 Laboratório

7.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc isolados.

Em síntese, objetiva-se:

- Identificar os principais parâmetros da fonte chaveada;
- Verificar o funcionamento da fonte chaveada;
- Identificar o esquemático e as principais partes de uma fonte chaveada.

7.2 Identificação dos Dados da Placa da Fonte Chaveada

A partir das informações contidas na placa de identificação, faça as anotações conforme solicitado na tabela 1.

Tabela 3 – Dados de placa da fonte chaveada.

Característica	Anotação do dado
Fabricante	
Modelo	
Tensão de entrada	
Tensão nominal de saída	
Corrente de saída	
Outras informações	

7.3 Funcionamento da Fonte Chaveada

Conecte a fonte chaveada na rede de energia elétrica por intermédio de um varivolt

(variador de tensão).

Meça a tensão de saída com a fonte sem carga, variando a tensão de entrada da mesma.

Tabela 4 – Limites de operação da fonte chaveada.

Ajuste varivolt [V]	Tensão na saída [V]
85	
90	
95	
100	
105	
110	
115	
120	
125	
130	
135	
140	

Ajuste varivolt [V]	Tensão na saída [V]
175	
180	
185	
190	
195	
200	
205	
210	
215	
220	
225	
230	
235	
240	

Para a fonte operando com 220 V, meça a ondulação na tensão de saída sem carga e com carga.

Tabela 5 – Ondulação na tensão de saída.

Variável do circuito	Condição	Valores medidos
Tensão média de saída	Sem carga	
Ondulação na tensão de saída		
Tensão média de saída	Com $\pm 50\%$ de carga	
Ondulação na tensão de saída		
Tensão média de saída	Com $\pm 100\%$ de carga	
Ondulação na tensão de saída		

7.4 Questões

Considerando o esquemático mostrado na figura abaixo, determine.

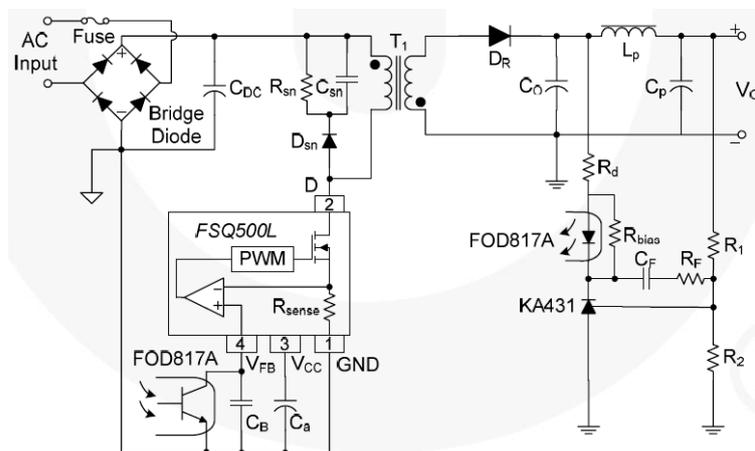


Figura 34 – Esquemático típico de uma fonte chaveada de baixa potência.

- 1) Um técnico realizou medições com o multímetro, verificando que não há tensão alguma sobre o capacitor CDC. Qual a conclusão que pode ser obtida com este ensaio?
- 2) Em outra fonte, o técnico verificou com o uso de um osciloscópio que a tensão no pino 2 do FSQ500L é pulsada, mas não há tensão na saída (V_o). Qual a conclusão que pode ser obtida com este ensaio?

8 Referências

- [1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.
- [2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- [3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.
- [4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.
- [5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.
- [6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.
- [7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman &

Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

[9] BINDRA, A. Pulsewidth Modulated Controller Integrated Circuit: Four Decades of Progress. IEEE Power Electronics Magazine. Vol. 1, N° 3. September, 2014.

[10] SMPSRM/D. Switchmode Power Supplies Reference Manual and Design Guide. On Semiconductor, 2007. Disponível em: <http://www.onsemi.com>