

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LÚCIO JOSÉ BARALDI

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

FLYBACK ISOLADA AUTO-OSCILANTE

Porto Alegre
(2011)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FLYBACK AUTO-OSCILANTE

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: (Yeddo Braga Blauth)

Porto Alegre
(2011)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LÚCIO JOSÉ BARALDI

FLYBACK ISOLADA AUTO-OSCILANTE

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. (Nome do professor Orientador), UFRGS

Formação (Instituição onde obteve o título – Cidade, País)

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Yeddo Braga Blauth, UFRGS

Prof. MSc. Ramon Carlos Poisl, UFRGS

Prof. Tristão Júlio Garcia dos Santos, UFRGS

Porto Alegre, (dezembro de 2011).

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, em especial pela dedicação e apoio em todos os momentos difíceis.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, ao meu orientador, professor Yeddo, à empresa em qual trabalho, pela oportunidade e confiança, e a todos os professores, colegas e funcionários com quem tive convivência na Universidade.

RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo analisar e implementar um conversor flyback com controle auto-oscilante, que é largamente utilizado industrialmente, mas pouco comentado. É mostrado o método industrial de escolha da topologia adequada de conversor. O funcionamento do conversor flyback será analisado e demonstrado matematicamente, com ênfase no modo de condução descontínua. A análise transiente do conversor flyback auto-oscilante é também discutida. Posteriormente, esse trabalho apresenta o método de controle desses conversores utilizado pelos projetistas, considerando a função transferência do conversor e o circuito de compensação. O projeto de um conversor flyback auto-oscilante de 25W de potência e 5V de tensão de saída é mostrado e verificado experimentalmente.

Palavras-chaves: Engenharia Elétrica. Flyback auto-oscilante. Fontes chaveadas.

ABSTRACT

This conclusion of course work is to analyze and implement a flyback converter with controlled self-oscillating, which is widely used industrially, but little comment. Shown is the industrial method of choice of suitable converter topology. The operation of the flyback converter is analyzed and demonstrated mathematically, with emphasis on discontinuous conduction mode. The transient analysis of self-oscillating flyback converter is also discussed. Later, this paper presents the control method used by the designers of these converters, considering the transfer function of the converter and the compensation circuit. The design of a self-oscillating flyback converter 25W of power and 5V output voltage is shown and verified experimentally.

Keywords: Electrical Engineering. Self-oscillating flyback. switching power supply.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
2	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	12
3	ANÁLISE TEÓRICA BÁSICA DO CONVERSOR FLYBACK.....	15
4	FLYBACK AUTO-OSCILANTE.....	19
4.1	Análise de operação do flyback auto-oscilante	19
5	EQUACIONAMENTO PARA CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.....	33
5.1	Tensões, Correntes, Potência e Energia.....	33
5.2	Relação de espiras.....	36
5.3	Tempo de Condução Máximo.....	36
5.4	Indutância Primária.....	37
5.5	Correntes RMS no Primário e Secundário.....	37
6	MALHA REALIMENTADA DE CONTROLE.....	38
6.1	Regulação da Tensão para Carga Máxima e Mínima.....	44
7	PROJETO.....	47
7.1	Dimensionamento do capacitor de retificação e da faixa de tensão de DC de entrada...47	47
7.2	Escolha do transistor de chaveamento.....	48
7.3	Tempo de condução máximo.....	49
7.4	Indutância primária.....	50
7.5	Projeto do Transformador.....	50
7.6	Cálculo do capacitor secundário.....	50
7.7	Corrente de pico no secundário.....	51
7.8	Malha de Controle.....	51
8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	52
9	CONCLUSÕES.....	56
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	57

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 2.1 topologias preferenciais das fontes chaveadas em função da potência de saída e da tensão de entrada.....	3
FIGURA 3.1 esquemático básico do conversor flyback.....	15
FIGURA 3.2 formas de onda das tensões e correntes do conversor flyback : de cima para baixo : tensão V_{DS} no transistor; tensão no enrolamento secundário; corrente no enrolamento primário; corrente no diodo.....	16
FIGURA 3.3 modo descontínuo : a) V_{GS} , b) Corrente no enrolamento primário.....	17
FIGURA 3.4 modo contínuo : a) tensão V_{GS} , b) Corrente no primário.....	18
FIGURA 3.5 esquemático de um conversor flyback auto-oscilante.....	21
FIGURA 3.5 esquemático de um conversor flyback auto-oscilante.....	21
FIGURA 4.2A ANTES DE $t = t_0$	22
FIGURA 4.2B $t_0 \rightarrow t_1$	24
FIGURA 4.2C $t_1 \rightarrow t_2$	24
FIGURA 4.2D $t_2 \rightarrow t_3$	25
FIGURA 4.2E $t_3 \rightarrow t_4$	26
FIGURA 4.2F $t_4 \rightarrow t_5$	27
FIGURA 4.2G $t_5 \rightarrow t_6$	28
FIGURA 4.2H $t_6 \rightarrow t_7$	28
FIGURA 4.2I $t_7 \rightarrow t_8$	29
FIGURA 4.2J $t_8 \rightarrow t_9$	30
FIGURA 4.2K $t_9 \rightarrow t_{10}$	30
FIGURA 4.2L $t_{10} \rightarrow t_{11}$	31
FIGURA 4.3 estágio de potência e controle das formas de onda.....	32
FIGURA 5.1 superposição das correntes no primário e no secundário do transformador flyback com carga constante e variação da tensão de entrada V_{DC} : corrente no primário com inclinação igual a V_{DCmax}/L_{pri} e corrente no primário com inclinação igual a V_{DCmin}/L_{pri} ; no secundário existe uma declinação de V_{out}/L_{sec}	34
FIGURA 6.1 diagrama simplificado do circuito para análise da função transferência do conversor flyback.....	38
FIGURA 6.2 diagrama de blocos do TL431.....	39
FIGURA 6.3 símbolo do TL431.....	39
FIGURA 6.4 esquemático do circuito de realimentação.....	39
FIGURA 6.5 diagrama de blocos do TL431 polarizado.....	40
FIGURA 6.6 diagrama de bode da função transferência do conversor flyback da figura 6.1 para o pior caso de tensão de entrada e de carga.....	44
FIGURA 6.7 forma de onda da tensão em VFB variando V_{out} de 4,9V a 5,1V.....	45
FIGURA 6.8 soma da tensão VFB com a tensão proporcional à corrente no primário (tensão em R_s) para carga mínima.....	45
FIGURA 6.9 soma da tensão VFB com a tensão proporcional à corrente no primário (tensão em R_s) para carga máxima.....	45
FIGURA 7.1 esquemático utilizado para o projeto do conversor flyback.....	47
FIGURA 7.2 forma de onda da tensão retificada no capacitor C_{DC}	48
FIGURA 8.1 forma de onda da tensão V_{DS} para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 27\Omega$	52
FIGURA 8.2 forma de onda da corrente no primário para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 27\Omega$	52
FIGURA 8.3 forma de onda da tensão V_{DS} em cima e da tensão no secundário em baixo para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 27\Omega$	53

FIGURA 8.4 forma de onda da tensão V_{DS} em baixo e da tensão no secundário em cima para $V_{DC} = \sqrt{2}.127V$ e $R_{out} = 2\Omega$	53
FIGURA 8.5 forma de onda da corrente no primário para $V_{DC} = \sqrt{2}.127V$ e $R_{out} = 2\Omega$	53
FIGURA 8.6 formas de onda da corrente no primário e da tensão V_{DS} para $V_{DC} = \sqrt{2}.127V$ e $R_{out} = 2\Omega$	54
FIGURA 8.7 formas de onda da corrente no primário e da tensão V_{DS} para $V_{DC} = \sqrt{2}.220V$ e $R_{out} = 27\Omega$	54
FIGURA 8.8 formas de onda da corrente no primário e da tensão V_{DS} para $V_{DC} = \sqrt{2}.220V$ e $R_{out} = 2\Omega$	54
FIGURA 8.9 protótipo da fonte flyback auto-oscilante.....	55

1) INTRODUÇÃO

Neste trabalho de conclusão de curso pretende-se projetar, implementar e testar uma fonte de alimentação chaveada do tipo flyback com controle auto-oscilante. Essa fonte será utilizada para alimentar placas de leds utilizadas em sinalização de trânsito e de rodovias fabricadas na empresa na qual trabalho, GSTECNO.

As especificações impostas pela empresa para a fonte a ser projetada são as seguintes :

- Tensão de entrada V_{in} entre 85 e 265 V_{RMS} (entrada universal)
- Potência de saída $P_{out} = 25W$
- Tensão de saída $V_{out} = 5V$
- Tamanho reduzido (para diminuir o custo do gabinete)
- Resistência a altas temperaturas, já que o gabinete poderá ficar exposto ao calor do sol

No capítulo 2 são feitas algumas considerações iniciais, justificando de forma simplificada a escolha da topologia flyback. No capítulo 3 é feita sua análise teórica básica. No capítulo 4 é discutido o funcionamento do conversor flyback auto-oscilante. No capítulo 5 é analisado o equacionamento matemático do conversor flyback para condução descontínua. É apresentado o método de controle do conversor flyback utilizado pelos projetistas no capítulo 6. Posteriormente, no capítulo 7, são mostrados alguns passos do projeto e os resultados experimentais estão no capítulo 8. Finalmente, as conclusões finais são apresentadas no capítulo 9.

2) CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A escolha entre uma fonte linear ou chaveada depende do custo e dos requisitos elétricos da carga.

As fontes lineares tem como característica a simplicidade, já que necessitam de poucos componentes. Seu projeto é simples e razoavelmente padronizado. Possui como principal desvantagem a baixa eficiência. Por esta razão seu uso não é indicado em potências maiores que cerca de 15W.

Já as fontes chaveadas operam com alta eficiência, principalmente porque os transistores de chaveamento operam como chaves e não como amplificadores. Assim, dissipam menor energia em forma de calor, diminuindo o custo com dissipadores. O custo também diminui em relação às fontes lineares porque as fontes chaveadas operam em altas frequências, o que faz com que transformadores, capacitores e indutores tenham menor tamanho. Possuem como desvantagens a emissão de ruído e o projeto mais complexo e pouco padronizado. A emissão de ruído é causada pela alta frequência de operação, mas pode ser minimizada com a adição de filtros. O projeto, entretanto, exige mais conhecimento técnico e é pouco padronizado porque existem diversos tipos de fontes chaveadas e ainda muita discussão sobre o assunto. E mesmo para um determinado tipo de fonte chaveada existem variações, como por exemplo, em relação ao tipo de condução (contínua ou descontínua) e ao tipo de controle (com integrado dedicado, auto-oscilante, etc).

Ante o exposto, conclui-se que o ideal para o presente projeto é utilizar uma fonte chaveada, já que deseja-se tamanho reduzido, elevada eficiência e uma potência de 25W (maior que 15W).

A indústria tem estabelecido topologias típicas para a maioria das aplicações. A figura 2.1 mostra um diagrama de faixas de uso para as diversas topologias.[1] Os limites dessas áreas são determinados primeiramente pela quantidade de estresse que os transistores de

chaveamento devem suportar e ainda prover um funcionamento confiável.[1] Os limites delineados na figura representam aproximadamente 20A de corrente de pico.[1] Altas correntes de pico podem ser usadas, mas os transistores de chaveamento poderão falhar, e itens como layout do circuito impresso e comprimentos das trilhas podem se tornar críticos.[1] Todas as topologias do gráfico são isoladas. As topologias não isoladas são muito susceptíveis a falhas, então não é aconselhável seu uso.[1] O conversor flyback, que é isolado, tem seu uso predominantemente para aplicações de baixas e médias potências (<150W) devido a sua simplicidade e baixo custo.[1]

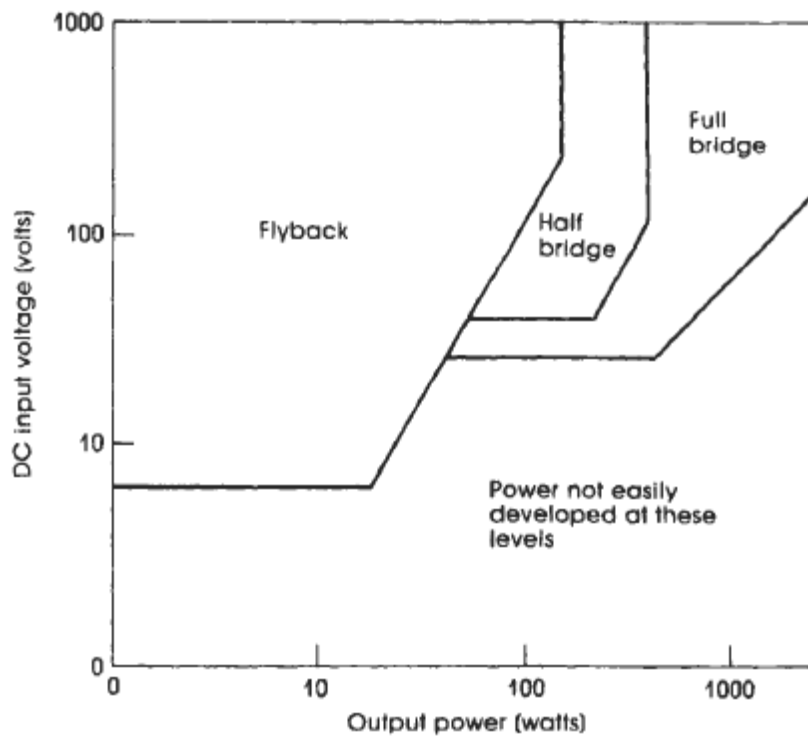


Figura 2.1 : topologias preferenciais das fontes chaveadas em função da potência de saída e da tensão de entrada retificada[1]

Analisando-se a figura 2.1 conclui-se que o conversor flyback mostra-se adequado às especificações desejadas :

- $85V_{RMS} \leq V_{in} \leq 265V_{RMS}$, e $85\sqrt{2} \cong 120V \leq V_{DC} \leq 265\sqrt{2} \cong 375V$
- $P_{out} = 25W$

Outro motivo para a utilização de um conversor flyback é o fato da empresa ter alguma experiência prévia no assunto.

3) ANÁLISE TEÓRICA BÁSICA DO CONVERSOR FLYBACK

A figura 3.1 mostra o esquemático básico do conversor flyback.

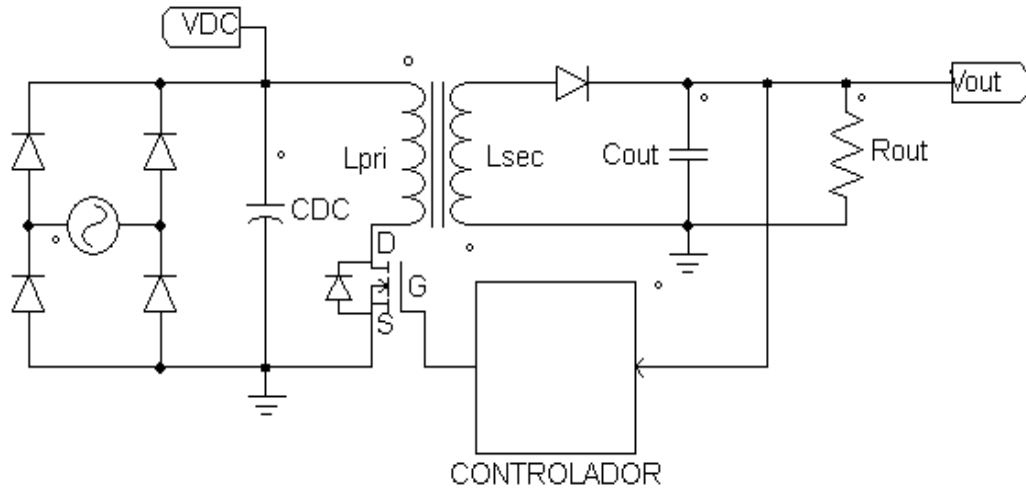


Figura 3.1 : esquemático básico do conversor flyback

Através da figura 3.1 pode-se distinguir os seguintes elementos básicos do conversor flyback : entrada retificada V_{DC} , capacitor de retificação C_{DC} , transformador flyback composto pelos enrolamentos primário L_{pri} e secundário L_{sec} , um transistor MOSFET canal N de chaveamento, um diodo no secundário, um capacitor C_{out} de saída, o controlador da tensão de saída V_{out} e a carga R_{out} .

O funcionamento do conversor flyback da figura 3.1 pode ser compreendido a partir das formas de onda mostradas na figura 3.2.

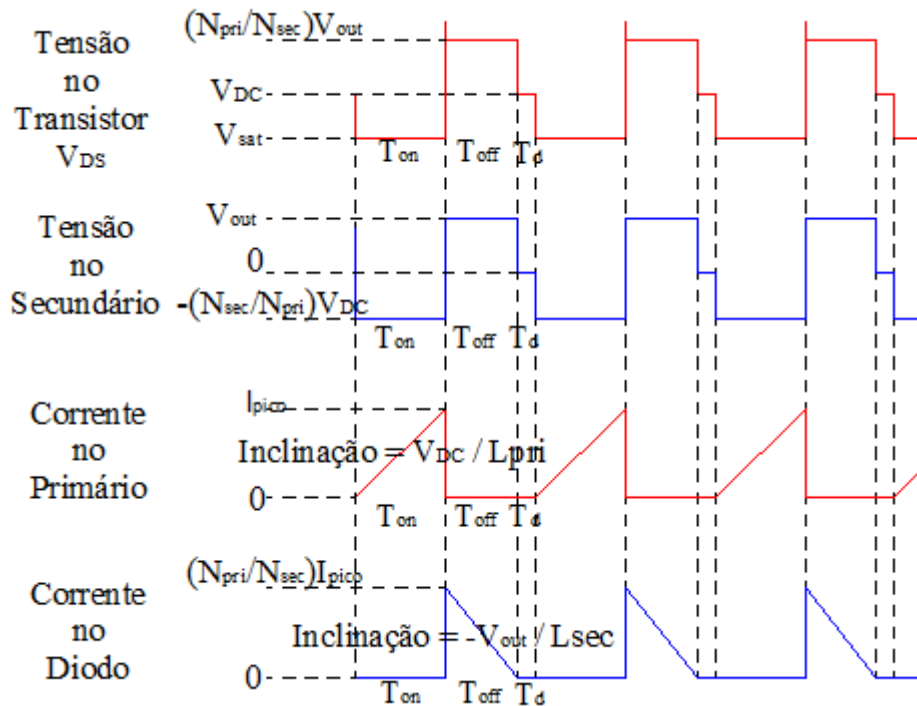


Figura 3.2 : formas de onda das tensões e correntes do conversor flyback : de cima para baixo : tensão V_{DS} no transistor; tensão no enrolamento secundário; corrente no enrolamento primário; corrente no diodo

A operação do conversor flyback pode ser discutida dividindo um período de operação em duas partes : tempo em que o transistor de chaveamento está conduzindo, conhecido como T_{on} e tempo em que transistor está aberto, conhecido como T_{off} .

Quando o transistor de chaveamento está conduzindo, um fluxo de corrente atravessa o indutor, assim armazenando nele energia. Esse período é conhecido como T_{on} . Nesse período a inteira tensão de entrada é colocada no enrolamento primário do transformador. Disso resulta uma corrente em forma de rampa com inclinação positiva de valor igual a V_{DC}/L_{pri} . Isso continua até o transistor de chaveamento desligar.

Quando o transistor desliga, surge uma tensão reversa no transformador, já que a corrente num indutor não pode variar instantaneamente. Assim o diodo conduz e a energia anteriormente armazenada é descarregada no capacitor de saída C_{out} e na carga R_{out} . Esse período é conhecido como T_{off} . Nesse período a tensão medida no transistor de chaveamento é a soma da tensão de entrada V_{DC} com a tensão de saída V_{out} mais a queda de tensão do diodo refletidas no primário (tensão do enrolamento secundário multiplicada pela relação de espiras do transformador). O período T_{off} continua até o núcleo descarregar sua energia antes armazenada, depois que a tensão sobre o transistor de chaveamento retorna à tensão de entrada, ou até o transistor de chaveamento novamente conduzir. Também nesse período a corrente no secundário tem forma de rampa com inclinação negativa de valor igual a $-V_{out}/L_{sec}$.

Na figura 3.2 também tem um intervalo de tempo T_d após T_{off} em que não há corrente em nenhum enrolamento. Esse intervalo de tempo caracteriza o modo de condução descontínua, que será comentado.

O *duty cycle*, tempo em que o transistor está conduzindo em relação ao período total do sinal, costuma ser limitado na faixa de 0 a 50%, desde que a energia armazenada no núcleo do transformador precisa de um certo tempo para ser descarregada no capacitor de saída C_{out} e na carga R_{out} . O *duty cycle* é regulado pelo controlador da figura 3.1.

O conversor flyback pode operar nos modos contínuo e descontínuo. No modo descontínuo a energia armazenada no núcleo durante o período T_{on} é completamente descarregada durante o período T_{off} . A ocorrência desse modo pode ser vista facilmente analisando a tensão sobre o transistor de chaveamento e determinando se essa tensão retorna à tensão de entrada antes de começar o próximo período T_{on} (ver figura 3.3). Nesse modo de condução há o período de tempo T_d .

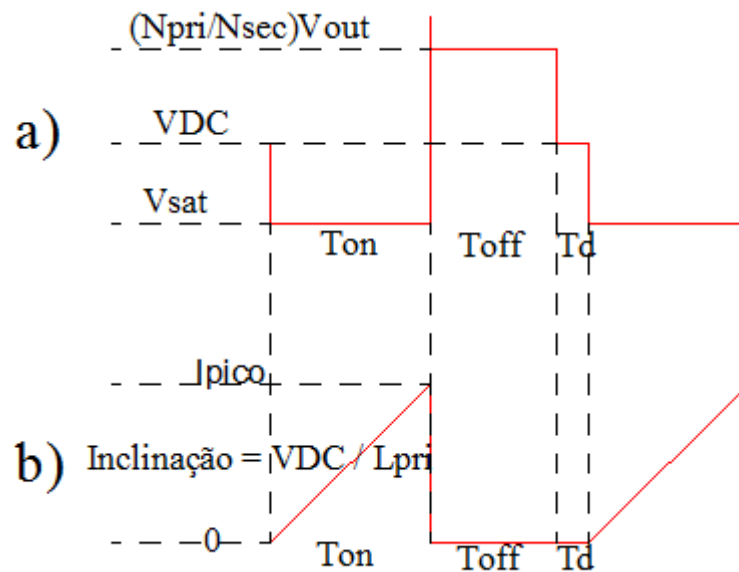


Figura 3.3 : modo descontínuo : a) V_{GS} , b) Corrente no enrolamento primário

No modo contínuo o transistor de chaveamento é ligado antes do núcleo descarregar sua energia no período T_{off} (ver figura 3.4). Assim não há o período de tempo T_d .

Um típico conversor flyback pode operar em ambos os modos de condução dependendo da carga e da tensão de entrada. O conversor flyback entrará no modo contínuo em baixas tensões de entrada quando o incremento do tempo T_{on} não permite tempo suficiente para o núcleo esvaziar sua energia armazenada. Geralmente isso indica que brevemente o conversor flyback sairá fora da regulação. Projetando o conversor para a carga mais pesada e para a menor tensão de entrada garante que, então em toda faixa de operação o conversor flyback estará no modo descontínuo e esperará que a demanda de carga alcance a capacidade de fornecimento de potência. Essa capacidade permite ao conversor flyback operar sobre uma larga faixa de tensões de entrada e de correntes de carga.

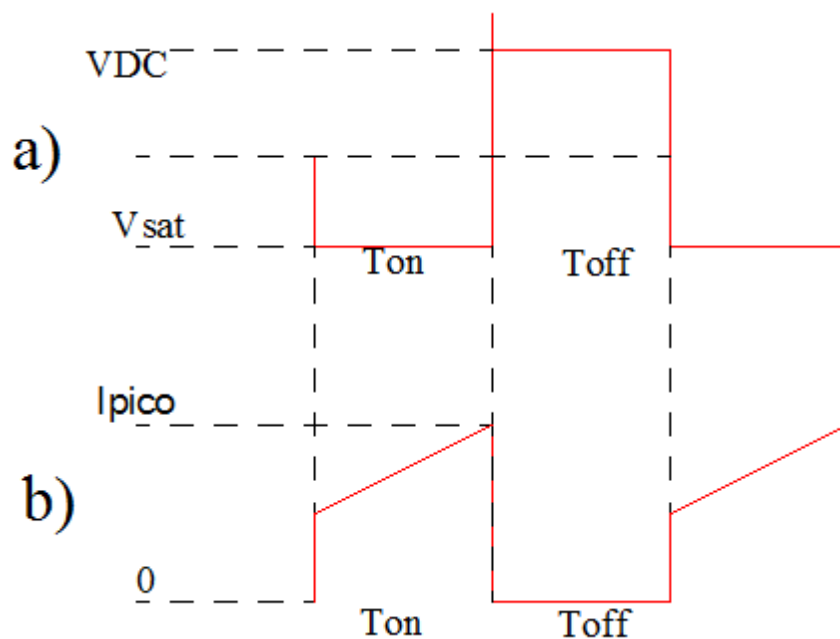


Figura 3.4 : modo contínuo : a)tensão V_{GS} , b)Corrente no primário

As correntes dos enrolamentos primário e secundário não circulam ao mesmo tempo. Assim, os enrolamentos primário e secundário podem ser vistos como indutores durante seus respectivos períodos de condução.

4) FLYBACK AUTO-OSCILANTE

4.1) ANÁLISE DE OPERAÇÃO DO FLYBACK AUTO-OSCILANTE

O conversor flyback auto-oscilante, é um robusto circuito com baixa quantidade de componentes que é largamente usado em aplicações de baixa potência. Desde que o controle do circuito pode ser implementado com poucos componentes discretos sem perda de qualidade, o custo total do circuito é geralmente menor do que o convencional conversor flyback que emprega um integrado comercial para o controle por PWM. Geralmente a operação do circuito não é bem entendida. Isso é primeiramente devido ao fato que a literatura existente trata o assunto de maneira muito superficial. Portanto, o projeto deste conversor normalmente segue uma abordagem de tentativa e erro, que é um demorado processo e que geralmente não leva a um projeto otimizado.[5]

O conversor flyback auto-oscilante opera no limite entre as conduções contínua e descontínua e utiliza o pico de corrente como modo de controle. Portanto, o circuito opera com uma frequência variável de chaveamento. A implementação do controle é feita discretamente, que é mais simples e tem melhor custo-benefício em relação ao controle por PWM, e o driver de chaveamento é implementado com um simples transistor, um enrolamento de realimentação positiva e um divisor de tensão. Em aplicações que não requerem uma regulação apurada, um simples controle de realimentação consistindo de um único diodo zener pode ser implementado. Entretanto, em aplicações que requerem uma regulação de saída mais apurada, tais como aplicações com uma larga faixa de tensão de entrada e corrente de carga, um amplificador de erro é geralmente implementado.[5]

O esquemático de um conversor flyback auto-oscilante com tensão de saída controlada é mostrado na figura 4.1. O transformador T_1 consiste de dois enrolamentos secundários : enrolamento de saída N_{S1} e enrolamento de realimentação positiva N_{S2} . A saída principal V_{O1}

é isolada e bem regulada pelo amplificador de erro E/A, enquanto que a saída auxiliar V_{O2} não é isolada e é regulada pela saída principal V_{O1} através do transformador T_1 . A tensão de saída V_{O1} é sentida através do divisor resistivo R_{d1} e R_{d2} , e comparada à tensão estável de referência de um amplificador de transcondutância (TL431). Os componentes C_{EA1} , C_{EA2} , e R_{EA1} são usados como compensadores para estabilizar a malha de controle de tensão. A diferença entre a tensão de saída sentida e a tensão de referência é amplificada pelo TL431 e refletida ao lado primário através do fotoacoplador IC_1 como uma corrente de erro i_e , que em volta desenvolve uma tensão de erro V_e através da soma dos resistores R_S e R_F . A tensão de erro V_e é somada com uma tensão proporcional à corrente de chaveamento I_{S1} e comparada a um modulador PWM, que é implementado com o transistor bipolar Q_1 , à tensão fixa de threshold, que nesse caso é a tensão de corte V_γ do transistor. Nenhuma corrente detecta os componentes C_{ZCD} e R_{ZCD} ao longo do enrolamento N_{S2} que sente, com algum atraso, o limite dos modos de condução contínuo e descontínuo do transformador T_1 , e transporta carga à chave principal S_1 para ligá-la. Finalmente, o circuito de start-up é iniciado através do resistor R_{ST} , que libera carga à capacitância C_{ISS} da chave S_1 a partir da tensão de entrada V_{IN} . [5]

é instantaneamente comutada a partir da chave S_1 para os retificadores de saída D_1 e D_2 desde que é assumido que a indutância de dispersão L_{lkg} do transformador é zero. Na presença das resistências de enrolamento, que não é mostrado na figura, o fato de $C_{01} \gg C_{02}$ faz a tensão V_{01} ser aproximadamente constante enquanto V_{02} incrementa, que resulta em um rápido decremento da corrente i_2 em relação à corrente i_1 , como mostra as formas de onda na figura 4.3d e 4.3e. Devido durante esse estágio o retificador D_2 estar conduzindo, a tensão V_{RZCD} através do resistor R_{ZCD} é igual a $-(V_{GS} + V_S + V_{CZCD}) \approx -(V_{GS} + V_{CZCD})$ desde que $V_S \ll V_{GS} + V_{CZCD}$. Essa tensão induz a corrente i_{CZCD} através do resistor R_{ZCD} que descarrega o capacitor C_{ISS} e C_{ZCD} . Ao mesmo tempo, transistor Q_1 está desligado e a corrente i_e flui através da malha composta dos resistores R_F , R_S e R_{L2} . Deve ser notado que o transistor Q_1 estará desligado somente se sua tensão base emissor V_{Qbe} estiver abaixo de sua tensão de corte V_γ . Desde que, a partir da figura 4.2, $V_{Qbe} = i_e R_F + i_{S1} R_S \approx i_e R_F$ devido $i_{S1} R_S \ll i_e R_F$, o transistor Q_1 está desligado durante $t_0 < t < t_1$ se $i_e R_F < V_\gamma$. O estágio na figura 4.2b termina em $t = t_1$ quando a tensão V_{GS} decrementa num nível de tensão que é aproximadamente a queda de tensão de um diodo abaixo da tensão V_{Qbe} do transistor Q_1 tal que sua junção base-coletor torna-se diretamente polarizada.[5]

Entretanto, o capacitor C_{ZCD} continua descarregando através do enrolamento N_{S2} , como mostrado na figura 4.2d. Durante esse estágio, a corrente i_1 continua decrementando. Esse estágio termina em $t = t_3$ quando a corrente i_1 alcança zero, isto é, quando a energia de magnetização do transformador é completamente descarregada.[5]

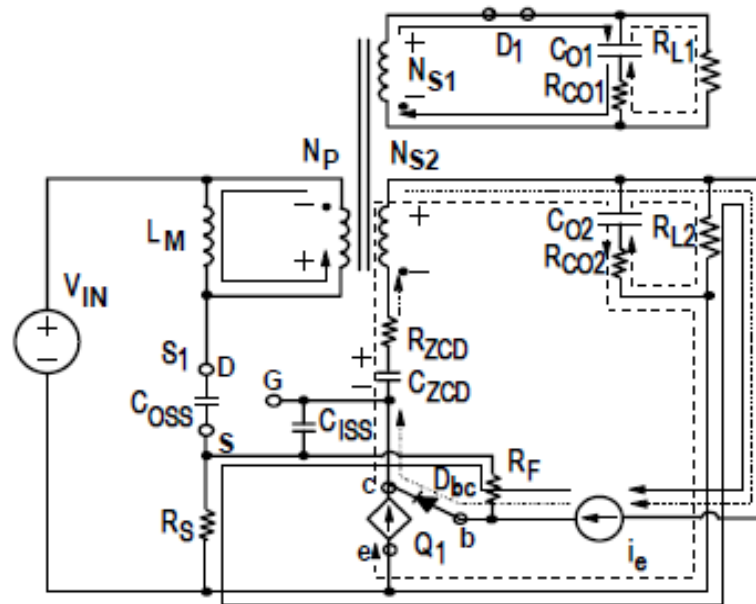


Figura 4.2d : $t_2 \rightarrow t_3$

Desde $t = t_3$, a tensão dreno source V_{DS} da chave S_1 é maior do que a tensão de entrada V_{IN} , o capacitor C_{OSS} começa ressonantemente descarregar através da indutância de magnetização L_M , como pode ser visto na forma de onda da figura 4.3e. Como resultado, a tensão do primário V_P decrementa, causando um proporcional decremento na tensão do secundário V_2 . Como a tensão do secundário decrementa, a tensão através de R_{ZCD} também decrementa que decrementa a corrente i_{ZCD} . Esse estágio termina em $t = t_4$ quando a corrente i_{ZCD} alcança zero.[5]

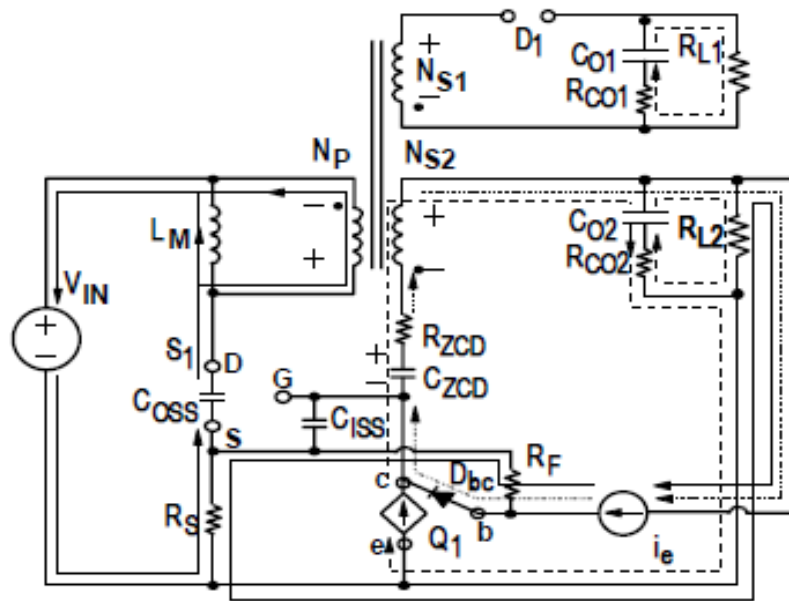


Figura 4.2e : $t_3 \rightarrow t_4$

Depois de $t = t_4$, a corrente i_{ZCD} começa a fluir em direção oposta tal que os capacitores C_{ZCD} e C_{ISS} começam a carregar como mostrado na figura 4.2f. Desde que o incremento da tensão V_{GS} leva ao incremento da tensão de coletor emissor $V_{Q_{ce}}$, o diodo D_{bc} desliga, causando o desligamento do transistor Q_1 . Ao mesmo tempo, o capacitor C_{OSS} descarregando ressonantemente, que adicionalmente decrementa a tensão de enrolamento secundário V_2 . Como resultado, a tensão através de R_{ZCD} incrementa que causa um adicional incremento da corrente i_{ZCD} . Esse estágio termina em $t = t_5$ quando a tensão através dos enrolamentos do transformador tornam-se igual a zero.[5]

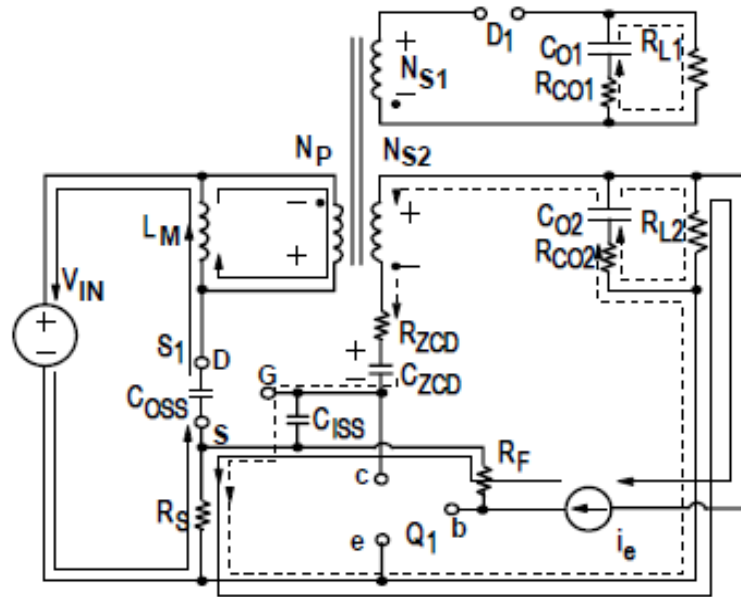


Figura 4.2f : $t_4 \rightarrow t_5$

Depois de $t = t_5$, o capacitor C_{OSS} continua descarregando e a muda a polaridade das tensões de enrolamento, como mostrado na figura 4.2g. Devido a tensão $V_{O2} + V_2$, que direciona a corrente i_{ZCD} , continuar a incrementar, a corrente i_{ZCD} também incrementa. O incremento da corrente i_{ZCD} incrementa a tensão V_{GS} , que em torno produz uma adicional descarga do capacitor C_{OSS} e conseqüentemente um adicional incremento na soma das tensões V_{O2} e V_2 . Essa realimentação positiva continua até a tensão V_{GS} alcançar a tensão V_{TH} em $t = t_6$ e a chave S_1 ser ligada por entrar na sua região de corrente constante.[5]

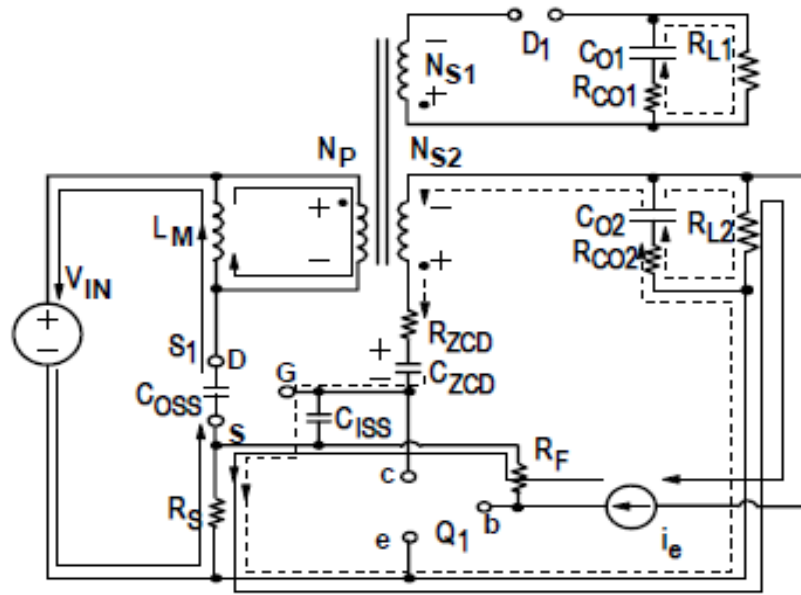


Figura 4.2g : $t_5 \rightarrow t_6$

Depois de $t = t_6$, a tensão gate source V_{GS} continua a incrementar como a corrente i_{ZCD} continua a fluir através do capacitor C_{ISS} , como mostrado na figura 4.2h. Esse estágio termina em $t = t_7$ quando a tensão gate source V_{GS} alcança o nível onde a chave S_1 começa a operar na região ôhmica, isto é, quando a chave S_1 é inteiramente ligada.[5]

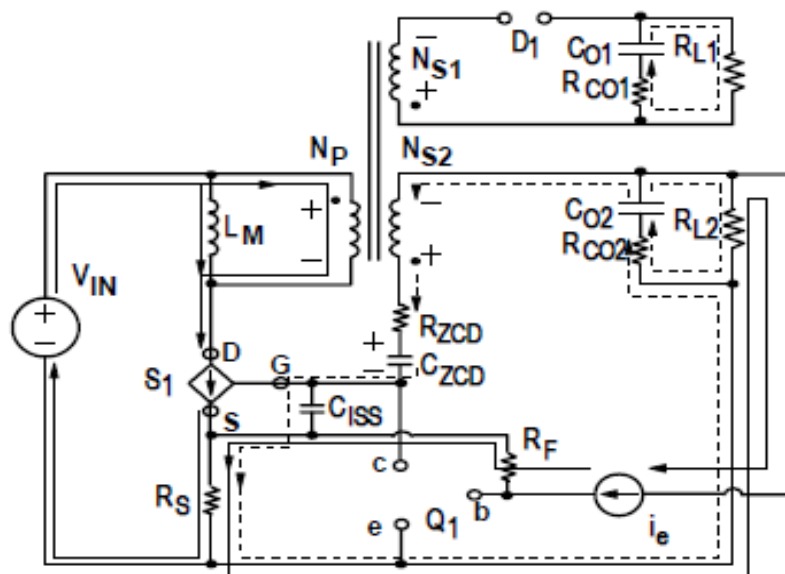


Figura 4.2h : $t_6 \rightarrow t_7$

Depois que chave S_1 é inteiramente ligada em $t = t_7$, a corrente dreno source I_{S1} começa a incrementar linearmente com inclinação $di_{S1}/dt = V_{IN}/L_M$. Como resultado, a queda de tensão $V_S = i_{S1}R_S$ através do resistor de sensoriamento R_S também incrementa com a mesma inclinação. Isso incrementa o potencial do terminal source da chave S_1 , que também incrementa os potenciais do terminal de gate de S_1 e do terminal de base de Q_1 , como mostrado nas formas de onda das figuras 4.3a e 4.3f. [5]

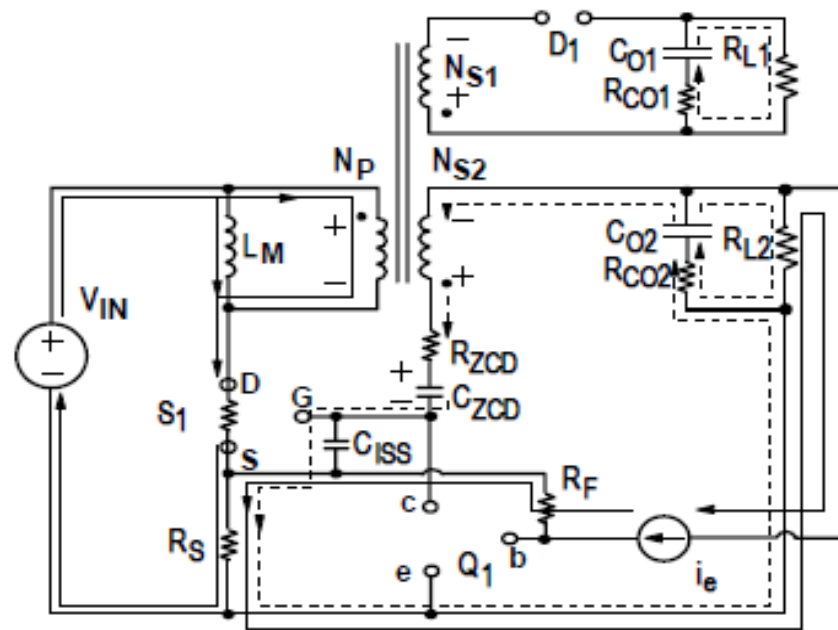


Figura 4.2i : $t_7 \rightarrow t_8$

Quando, em $t = t_8$, a tensão base emissor V_{Qbe} alcança sua tensão de corte V_V , o transistor Q_1 começa a conduzir, como mostrado na figura 4.2j. Deve ser notado que para prevenir a tensão de gate da chave S_1 exceder a máxima tensão taxada, um grampeador de tensão (tal como um diodo zener) deve ser conectado entre o terminal de gate de S_1 e o terra. Uma vez a tensão de gate esteja grampeada, a corrente é desviada da capacitância de entrada C_{ISS} para o grampeador de tensão até a tensão de gate cair abaixo do nível de tensão do grampeador. Desde que depois de $t = t_8$ a tensão V_{Qbe} continua a incrementar porque a tensão $V_S = i_{S1}R_S$ incrementa, a corrente de base i_{Qbe} de Q_1 incrementa causando o incremento da corrente i_{Qce} . Esse estágio termina em $t = t_9$ quando a corrente i_{Qce} torna-se igual a corrente i_{ZCD} e a capacitância gate source começa a descarregar, como mostrado na figura 4.2j.[5]

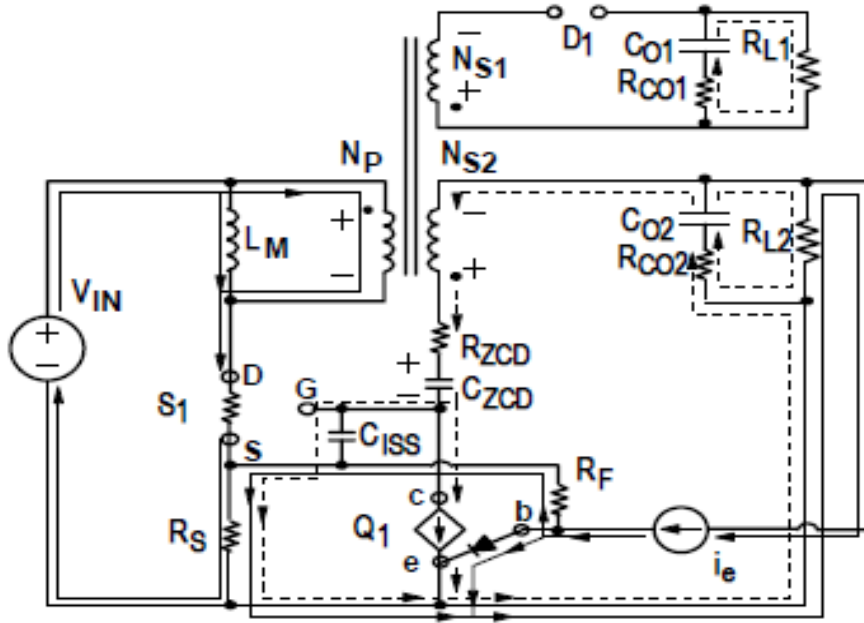


Figura 4.2j : $t_8 \rightarrow t_9$

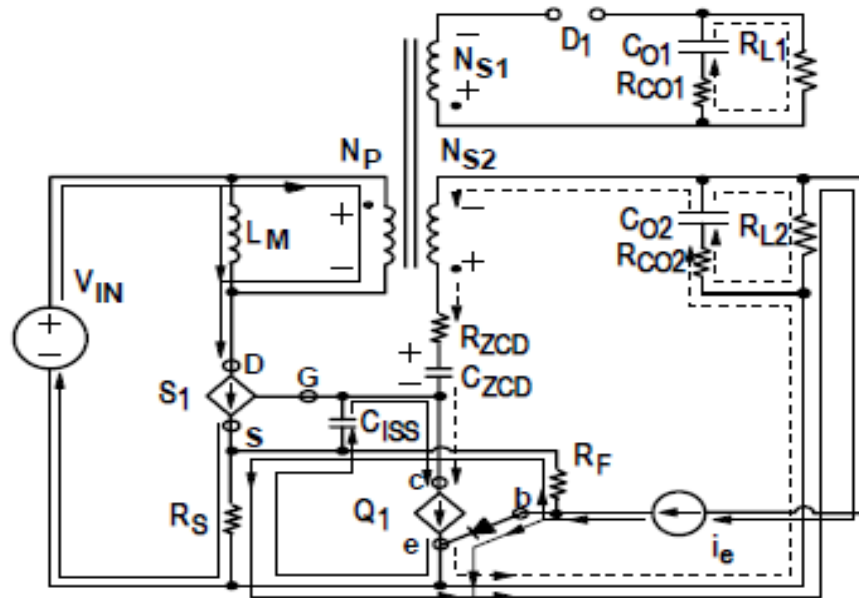


Figura 4.2k : $t_9 \rightarrow t_{10}$

Como a tensão V_{GS} decrementa, a chave S_1 é desligada. Em $t = t_{10}$, a tensão V_{GS} decrementa à tensão de threshold V_{TH} da chave S_1 tal que é desligada. Depois que S_1 é

desligada em $t = t_{10}$, a capacitância de saída C_{OSS} da chave S_1 começa a carregar tal que a tensão V_{DS} começa a incrementar. Esse estágio é mostrado na figura 4.2k termina quando a tensão $V_{DS} + V_S \approx V_{DS}$ alcança $V_{IN} + NV_0$. Ao mesmo tempo, os retificadores secundários D_1 e D_2 começam a conduzir e o transistor Q_1 desliga, que completa o ciclo de chaveamento.[5]

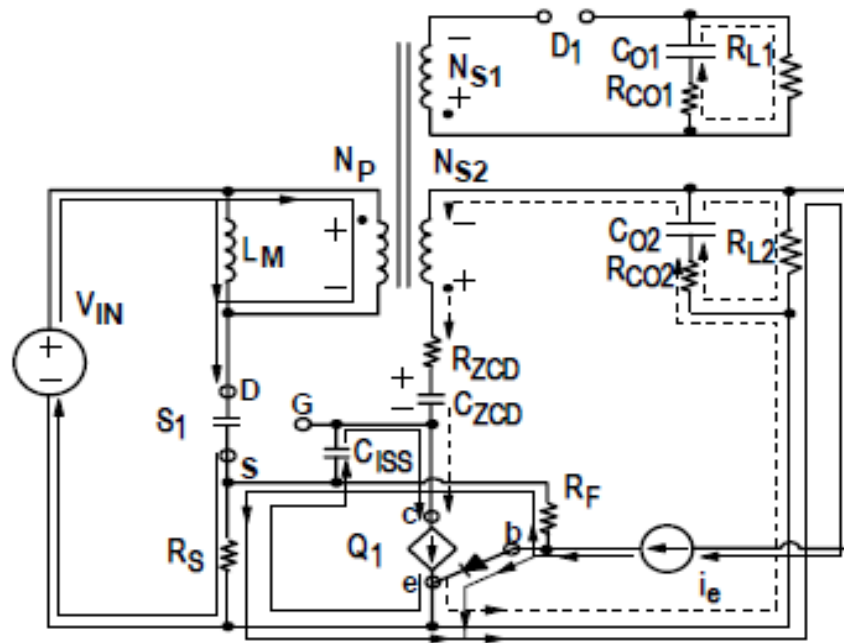


Figura 4.2l : $t_{10} \rightarrow t_{11}$

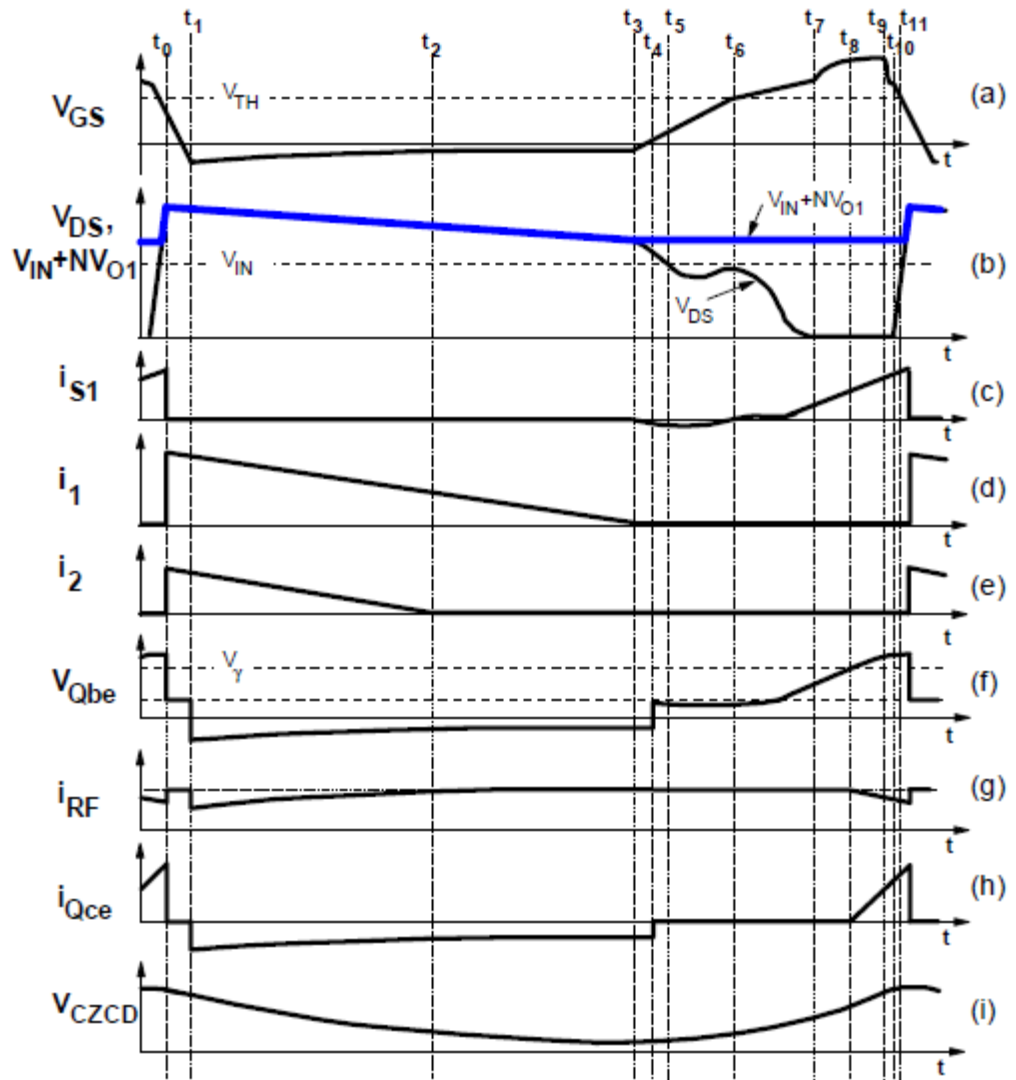


Figura 4.3 : estágio de potência e controle das formas de onda

5) EQUACIONAMENTO PARA CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

5.1) TENSÕES, CORRENTES, POTÊNCIA E ENERGIA

Quando o transistor de chaveamento está conduzindo (T_{on}), a corrente através do primário, que pode ser vista na figura 3.2, é descrita da seguinte forma :

$$i_{pri}(t) = \frac{1}{L_{pri}} \int_0^{T_{on}} V_{DC} dt$$

$$i_{pico} = \frac{V_{DC} \cdot T_{on}}{L_{pri}} \quad (5.1)$$

Através da equação 5.1 nota-se que a corrente de pico no primário é dependente da tensão de entrada retificada V_{DC} e do tempo de condução T_{on} . A potência armazenada no núcleo é proporcional à corrente de pico ao quadrado. Assim, com a variação da tensão de entrada retificada V_{DC} , o tempo de condução T_{on} deve também mudar para manter a corrente de pico desejada. Para o projeto do transformador, é importante considerar a energia armazenada e o tempo máximo de condução (T_{on} máximo) permitido para armazenar a energia necessária à carga.

O transformador flyback pode operar nos modos de condução contínua e descontínua. Isso pode ser visto nas figuras 3.3 e 3.4. No modo descontínuo, toda energia armazenada do núcleo é descarregada no secundário. Assim a corrente no primário sempre começa com valor nulo no início de cada período de condução T_{on} . No modo contínuo, parte da energia permanece no núcleo e, portanto, a corrente inicial no início de cada período de condução não é nula.

O transformador flyback é tratado como dois indutores dividindo o mesmo núcleo, considerando os enrolamentos primário e secundário, já que esses enrolamentos não são ativados ao mesmo tempo. O primário serve para armazenar energia da fonte de entrada no núcleo. Quando o primário completa esse processo, o secundário começa a conduzir e remove essa energia armazenada, colocando-a no capacitor de saída e na carga R_{out} .

No projeto do transformador flyback deve-se garantir que o primário seja capaz de armazenar a energia necessária no núcleo no período de tempo permitido. É padrão projetar o transformador para o pior caso de tensão de entrada e de carga, considerando um período de condução ($T_{on max}$) de no máximo 50% do período total. O pior caso ocorre na mínima tensão de entrada e na máxima carga. Considerando uma carga constante com variação da tensão de entrada, pode-se concluir através do gráfico da figura 5.1, que aumenta o tempo de condução (T_{on}) com a diminuição da tensão de entrada; assim a condução descontínua fica mais próxima do limite que a separa da condução contínua.

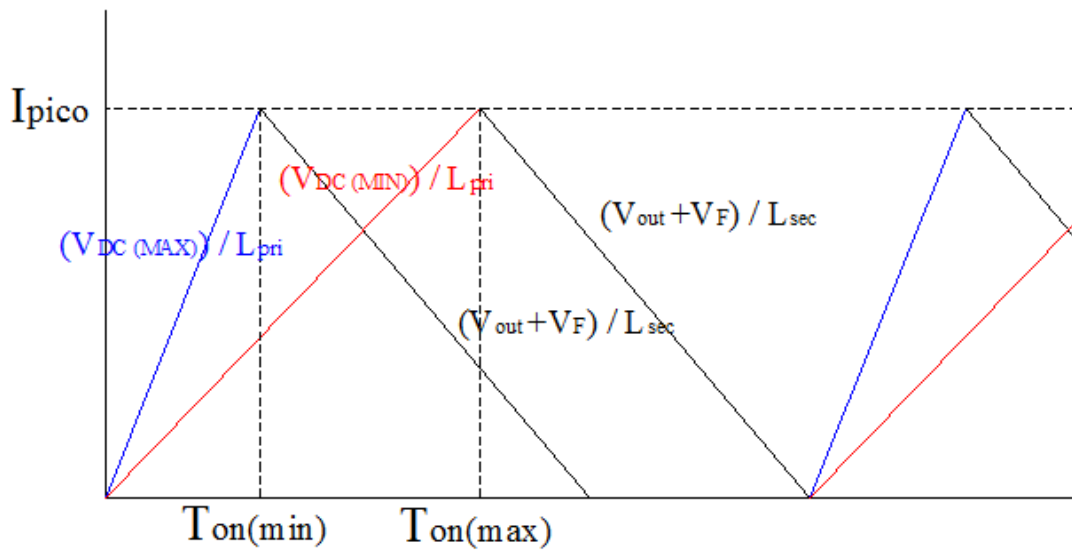


Figura 5.1 : superposição das correntes no primário e no secundário do transformador flyback com carga constante e variação da tensão de entrada V_{DC} : corrente no primário com inclinação igual a V_{DCmax}/L_{pri} e corrente no primário com inclinação igual a V_{DCmin}/L_{pri} ; no secundário existe uma declinação de V_{out}/L_{sec}

A figura 5.1 mostra a superposição das correntes do primário e do secundário do transformador flyback com a variação da tensão de entrada.

A maioria dos conversores flyback são projetados para operar no modo descontínuo. Isso ocorre porque os transformadores requerem menores indutâncias, assim diminuindo seu tamanho. E também porque a faixa de tensões de entrada é maior e a estabilização da tensão de saída torna-se mais fácil devido a função transferência de controle ser mais simples. Portanto, para esse projeto, foi decidido operar a fonte no modo descontínuo.

A energia armazenada no núcleo é descrita como

$$W(t) = \frac{1}{2} \cdot L_{pri} \cdot (i_{pico}^2 - i_{min}^2) = \frac{1}{2} \cdot L_{pri} \cdot i_{pico}^2 \quad (5.2)$$

onde $i_{min} = 0$ para condução descontínua. E a potência é a energia armazenada em cada período de condução (T_{on}) multiplicada pela frequência.

$$P_{pri} = \frac{1}{2} \cdot L_{pri} \cdot i_{pico}^2 \cdot f \quad (5.3)$$

Como $i_{pico} = \frac{V_{DC} \cdot T_{on}}{L_{pri}}$, a potência P_{pri} também pode ser representada da seguinte forma:

$$P_{pri} = \frac{1}{2} \cdot L_{pri} \cdot \left(\frac{V_{DC} \cdot T_{on}}{L_{pri}} \right)^2 \cdot f = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{DC}^2 \cdot T_{on}^2}{L_{pri}} \cdot f \quad (5.4)$$

A equação da potência mostra que, para uma certa carga, o controlador mantém a potência constante ajustando T_{on} . [3]

A relação entre a tensão de saída V_{out} , a tensão de entrada retificada V_{DC} , o período de condução T_{on} e a carga de saída R_{out} é um conceito importante, que, considerando um rendimento η , pode ser deduzido pelas equações abaixo. [3]

$$P_{in} = (1/\eta) \times P_{out}$$

$$\frac{(1/\eta) \cdot V_{out}^2}{R_{out}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{pri} \cdot i_{pico}^2}{T}$$

Considerando o pior caso, tensão de entrada retificada mínima e tempo de condução máximo, que é o utilizado para os cálculos do projeto, a corrente no primário é representada como

$$i_{pico} = \frac{V_{DC \min} \cdot T_{on \max}}{L_{pri}}$$

Então

$$\frac{(1/\eta) \cdot V_{out}^2}{R_{out}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{pri} \cdot \left(\frac{V_{DC \min} \cdot T_{on \max}}{L_{pri}} \right)^2}{T} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{DC \min}^2 \cdot T_{on \max}^2}{L_{pri} \cdot T}$$

$$V_{out} = V_{DC \min} \cdot T_{on \max} \cdot \sqrt{\frac{R_{out}}{(2/\eta) \cdot T \cdot L_{pri}}} \quad (5.5)$$

A equação acima mostra que, com as variações de V_{DC} e R_{out} , o controlador mantém a tensão de saída V_{out} constante através do ajuste de T_{on} . [3]

A relação entre a corrente de pico do primário e a potência de saída para o pior caso é deduzida abaixo.

$$\frac{P_{out}}{\eta} \cdot T = \frac{1}{2} \cdot I_{pico}^2 \cdot L_{pri}$$

Onde $L_{pri} = \frac{V_{DC \min} \cdot T_{on \max}}{I_{pico}}$

Então

$$\frac{P_{out}}{\eta} \cdot T = \frac{1}{2} \cdot I_{pico}^2 \cdot \frac{V_{DC \min} \cdot T_{on \max}}{I_{pico}} = \frac{1}{2} \cdot I_{pico} \cdot V_{DC \min} \cdot T_{on \max}$$

$$I_{pico} = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot T \cdot (1/\eta)}{V_{DC \min} \cdot T_{on \max}}$$

Onde $\frac{T}{T_{on}} = \frac{1}{D}$

Então

$$I_{pico} = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot (1/\eta)}{V_{DC\ min} \cdot D} \quad (5.6)$$

5.2) RELAÇÃO DE ESPIRAS

A relação de espiras entre os enrolamentos primário e secundário N_{pri}/N_{sec} é um parâmetro importante na determinação do correto transistor de chaveamento, já que durante o período T_{off} a soma da tensão de saída V_{out} com a queda de tensão direta no diodo secundário V_F será refletida no primário por essa relação de espiras. Assim, durante o período T_{off} , tem-se uma tensão no transistor de chaveamento V_{GS} igual a soma da tensão de entrada V_{DC} com essa tensão refletida V_{Rout} . Isso pode ser observado nos gráficos da figura 3.2.[3]

A tensão de saída refletida no primário é igual a

$$V_{Rout} = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \cdot (V_{out} + V_F)$$

Onde V_F é a queda de tensão direta no diodo do secundário.

A tensão no transistor V_{DS} será máxima quando a tensão de entrada V_{DC} for máxima. Portanto,

$$\begin{aligned} V_{DS\ max} &= V_{DC\ max} + \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \cdot (V_{out} + V_F) \\ V_{DS\ max} &= V_{DC\ max} + \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \cdot (V_{out} + V_F) \end{aligned} \quad (5.7)$$

5.3) TEMPO DE CONDUÇÃO MÁXIMO

Para assegurar que o núcleo do transformador não se movimente para cima ou para baixo do *loop* de histerese, uma boa relação a ser seguida é igualar o produto V_{GS} durante o período T_{on} vezes T_{on} igual ao produto V_{GS} durante o período T_{off} vezes T_{off} .

Essa relação de produtos para o pior caso ($V_{DC\ min}$ e $T_{on\ max}$) pode ser representada

como

$$V_{DC\ min} \cdot T_{on\ max} = (V_{out} + V_F) \cdot \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \cdot T_{off} \quad (5.8)$$

$$V_{DC\ min} \cdot D_{max} = (V_{out} + V_F) \cdot \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \cdot (1 - D_{max})$$

$$D_{max} = \frac{(V_{out} + V_F) \cdot \frac{N_{pri}}{N_{sec}}}{V_{DC\ min} + (V_{out} + V_F) \cdot \frac{N_{pri}}{N_{sec}}} \quad (5.9)$$

5.4) INDUTÂNCIA PRIMÁRIA

A indutância primária deve ser dimensionada para o pior caso ($V_{DC\ min}$ e $T_{on\ max}$) para garantir que a fonte opere no modo de condução descontínua.[3] A partir da equação 5.5, a indutância primária é

$$L_{pri} = \frac{R_{out}}{(2/\eta) \cdot T} \cdot \left(\frac{V_{DC\ min} \cdot T_{on\ max}}{V_{out}} \right)^2 = \frac{(V_{DC\ min} \cdot T_{on\ max})^2}{(2/\eta) \cdot T \cdot P_{out\ max}} \quad (5.10)$$

5.5) CORRENTES RMS NO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO

As correntes RMS no primário e secundário para condução descontínua podem ser calculadas da seguinte forma (ver figuras 3.2 e 3.3) [3]:

$$I_{RMS\ pri} = \left(\frac{\int_0^{T_{on}} \left(\frac{I_p \cdot t}{T_{on}} \right)^2 \cdot dt}{T} \right)^{1/2} = \left(\frac{I_p^2}{T \cdot T_{on}^2} \cdot \frac{t^3}{3} \Big|_0^{T_{on}} \right)^{1/2} = \left(\frac{I_p^2}{T \cdot T_{on}^2} \cdot \frac{T_{on}^3}{3} \right)^{1/2}$$

$$I_{RMS\ pri} = \left(\frac{I_p^2}{T} \cdot \frac{T_{on}}{3} \right)^{1/2} = \frac{I_p}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{T_{on}}{T}} \quad (5.11)$$

E para a corrente no secundário tem-se

$$I_{RMS\ sec} = \left(\frac{I_p^2}{T} \cdot \frac{T_{off}}{3} \right)^{1/2} = \frac{I_p}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{T_{off}}{T}} \quad (5.12)$$

6) MALHA REALIMENTADA DE CONTROLE

A tensão de saída V_{out} deve ser estabilizada por um controlador, que deve garantir uma variação máxima de V_{out} na presença das perturbações, que são as variações de carga e de tensão de entrada V_{DC} . Também deve ser garantido que o controlador estabilize V_{out} no menor tempo possível sem provocar oscilações. Para o projeto do controlador deve-se conhecer a função transferência da malha de controle.

A figura 6.1 mostra o esquemático do conversor flyback auto-oscilante de forma simplificada, considerando apenas os elementos do circuito que influenciam na malha de controle.

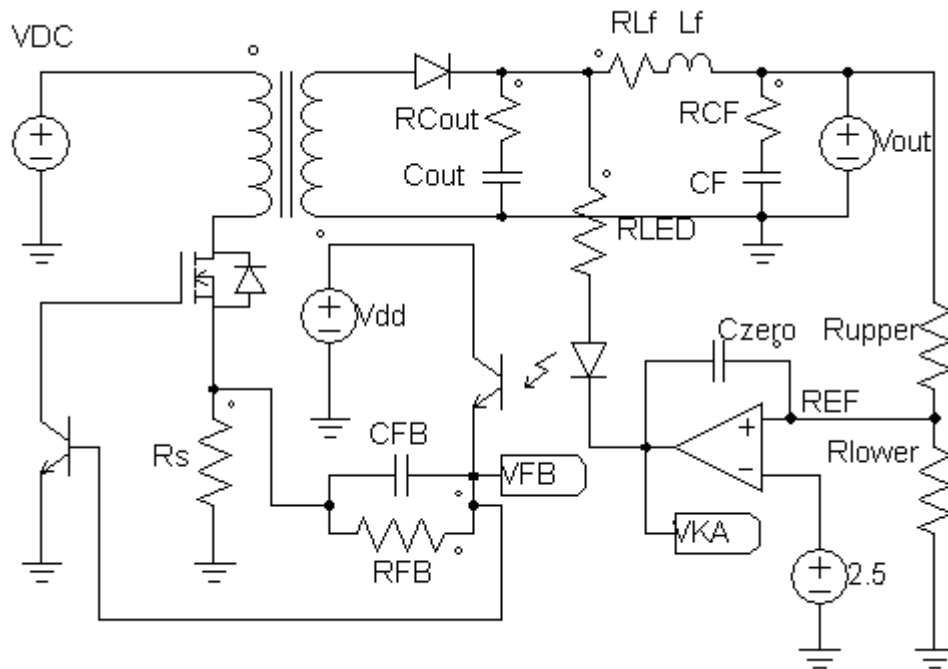


Figura 6.1: diagrama simplificado do circuito para análise da função transferência do conversor flyback

O circuito controlador de tensão de saída V_{out} é implementado com um optoacoplador 4N25 conectado em série com um regulador TL431. A figura 6.4 exemplifica o esquemático da figura 6.1 mostrando o TL431 e o optoacoplador 4N25.

O TL431 monitora uma porção da tensão de saída V_{out} e ativa o LED do optoacoplador para transmitir a informação ao primário. O TL431 é um regulador shunt de três terminais que possui uma tensão de referência precisa e estável com um amplificador de erro. A tensão de saída (tensão no K) pode ser ajustada para qualquer valor entre V_{REF} (aproximadamente 2.5V) e 36V através de dois resistores externos (R_{upper} e R_{lower}). As figuras 6.2 e 6.3 mostram o diagrama de blocos e o símbolo do TL431. A figura 6.2 mostra que a tensão de referência polariza a entrada inversora do amplificador operacional de erro. [2]

$$V_{KA} = V_{REF} \cdot \left(\frac{1/sC_{zero}}{R_{upper} // R_{lower}} + 1 \right) - \frac{1/sC_{zero}}{R_{upper}} \cdot V_{out}$$

A equação acima representa o ganho considerando as entradas V_{REF} e V_{out} no amplificador. Para análise AC, a entrada V_{REF} , que é uma tensão constante de 2.5V, pode ser desconsiderada. Então a equação do ganho torna-se

$$V_{KA} = -\frac{1/sC_{zero}}{R_{upper}} \cdot V_{out} \quad (6.4)$$

A equação 6.4 mostra que o resistor R_{lower} não influencia na função do ganho, mas ajusta o ponto dc de operação com R_{upper} . Então

$$V_{FB}(s) = (V_{out}(s) - V_{KA}(s)) \cdot \left(-\frac{R_{FB}}{R_{LED}} \cdot CTR \right)$$

$$V_{FB}(s) = \left(V_{out}(s) + \frac{1/sC_{zero}}{R_{upper}} \cdot V_{out}(s) \right) \cdot -\frac{R_{FB}}{R_{LED}} \cdot CTR$$

$$\frac{V_{FB}(s)}{V_{out}(s)} = -\left(1 + \frac{1/sC_{zero}}{R_{upper}} \right) \cdot \frac{R_{FB}}{R_{LED}} \cdot CTR = -\frac{R_{FB}}{R_{LED}} \cdot CTR \cdot \left(\frac{sC_{zero} R_{upper} + 1}{sC_{zero} R_{upper}} \right)$$

E adicionando o capacitor C_{FB} , o ganho $G = -\frac{R_{FB}}{R_{LED}} CTR$ torna-se $G = \left(\frac{R_{FB}}{sR_{FB} C_{FB} + 1} \right) \frac{CTR}{R_{LED}}$, e a equação acima se transforma na equação 6.5.

$$\frac{V_{FB}(s)}{V_{out}(s)} = \frac{R_{FB}}{R_{LED}} \cdot CTR \cdot \left(\frac{sC_{zero} R_{upper} + 1}{sC_{zero} R_{upper}} \right) \cdot \left(\frac{1}{sC_{FB} R_{FB} + 1} \right) \quad (6.5)$$

Onde seu ganho, seu zero e seus pólos são:

$$f_{po} = \frac{1}{2\pi R_{upper} C_{zero}}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{upper} C_{zero}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{FB} C_{FB}}$$

$$G = \frac{R_{FB}}{R_{LED}} \cdot CTR$$

A equação 6.5 representa um circuito compensador muito utilizado para conversores flyback de condução descontínua, que é bem detalhado na referência [2]. A função do circuito compensador é assegurar uma boa margem de ganho e de fase nas condições de operação do conversor. Assim, deve-se dimensionar os resistores e capacitores da equação 6.5 para que a tensão de saída V_{out} se comporte como desejado em relação a sua precisão e resposta dinâmica. Através do circuito compensador pode-se escolher a frequência de corte f_c adequada e ajustar as margens de ganho e fase nas frequências desejadas.

É tipicamente seguido em projetos de conversores que, mantendo a margem de fase acima de 45° em toda faixa de tensões de entrada e de carga, assegura-se uma boa precisão e uma boa resposta dinâmica de V_{out} . Também é tipicamente seguido em projetos assegurar um ganho dc entre 20dB e 60dB para que se tenha uma boa precisão de regulação, enquanto que uma frequência de corte f_c quatro vezes menor do que a mínima frequência de chaveamento do conversor.

O primeiro passo então é traçar o diagrama de bode do conversor sem o circuito compensador e analisar seu comportamento. E depois então corrigir o que for preciso através do circuito compensador.

A função transferência do conversor flyback auto-oscilante da figura 6.1, retirado da REF[5], é mostrado abaixo.

$$G(s) = M_{dc} \cdot \frac{(s/z_1 + 1) \cdot (s/z_2 + 1)}{(s/p_1 + 1) \left(s^2/\omega_0^2 + s/(Q\omega_0) + 1 \right)} \quad (6.6)$$

Onde

$$M_{dc} = -\frac{V_{DC}}{2R_s I_{out}} = -\frac{90}{2,0,33,5} = 27,27$$

$$z_1 = \frac{1}{C_{out} \cdot R_{out}} = 333K$$

$$z_2 = \frac{1}{C_F \cdot R_{CF}} = 709K$$

$$p_1 = -\frac{K_r}{C_{out} + C_F} = -243$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_f}{\frac{1}{C_{out}} + \frac{1}{C_f}}}}} = 25000 \text{ rad/s}$$

$$K_r = -\frac{I_{out} N}{V_{DC} \left(1 + \frac{NV_{out}}{V_{DC}} \right)} = 0.36$$

$$Q = \sqrt{L_f \frac{C_f + C_{out}}{C_f C_{out}}} \cdot \left(\frac{1}{R_{Cout} + R_{Cf} + R_{Lf} + K_r \left(R_{Cout} R_{Cf} - \frac{L_f}{C_f + C_{out}} \right)} \right) = 1,61$$

Onde

- V_{DC} é a tensão de entrada entre 90 e 375V
- V_{out} é a tensão de saída de 5V
- N é a relação de espiras entre os enrolamentos primário e secundário
- C_{out} é o capacitor de filtro de 1000uF
- I_{out} é a corrente de carga
- f é a frequência de chaveamento, que possui frequência mínima de 35Khz
- R_{Cout} , R_{Cf} e R_{Lf} são as resistências ESR de C_{out} , C_f e L_f , respectivamente, cujos valores foram arbitrados como 3mΩ
- L_f é a indutância do filtro de 5uH
- C_f é a capacitância do filtro de 470uF

Substituindo os valores para o pior caso : $V_{DC} = 90V$, $I_{out} = 5A$, e simplificando a equação 6.6 tem-se

$$G(s) = 17,54 \cdot \frac{(s + 333K) \cdot (s + 709K)}{(s + 243)(s^2 + 15528s + 25000^2)} \quad (6.7)$$

O diagrama de bode da equação acima é mostrado na figura 6.7.

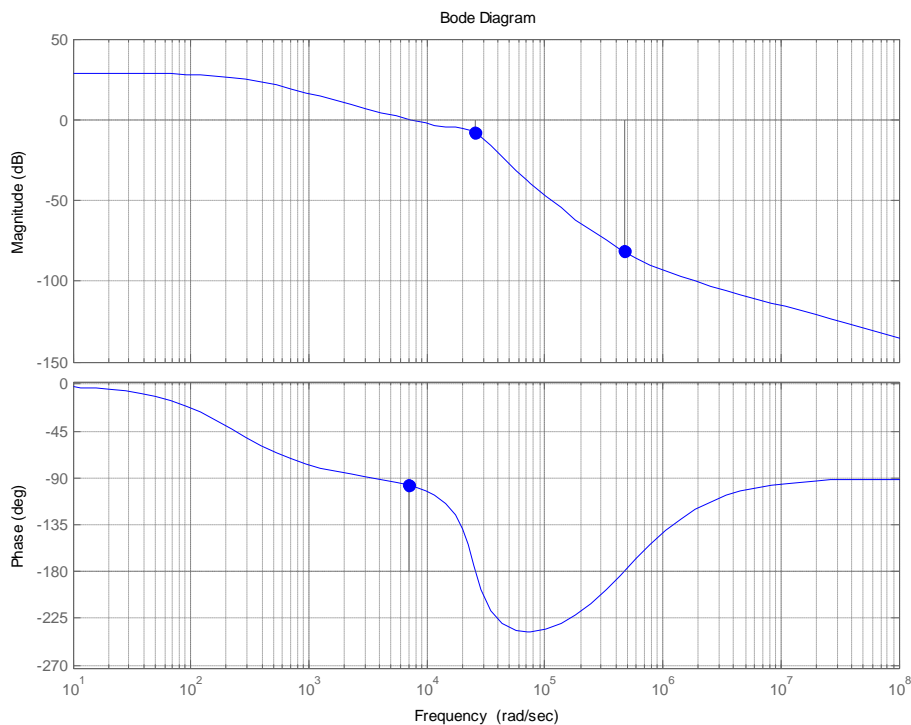


Figura 6.6 : diagrama de bode da função transferência do conversor flyback da figura 6.1 para o pior caso de tensão de entrada e de carga.

Analisando o gráfico de bode acima nota-se que a função transferência é estável para o pior caso, possui um ganho DC acima de 20dB, uma margem de fase próxima de 90° e uma frequência de corte de aproximadamente 1,6Khz. Os pontos no gráfico indicam as margens de ganho e de fase. É aconselhável situar o zero do compensador na frequência do filtro do conversor, que é $\omega_0 = 25000 \text{ rad/s}$. [6] Então, a partir de 6.5, cancela-se o zero

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{upper} C_{zero}}$$

do circuito compensador com $\omega_0 = 25000 \text{ rad/s}$. Uma solução aproximada, já que os valores dos componentes comerciais são limitados, é escolher

$$C_{zero} = 100nF \quad e$$

$$R_{upper} = 4k7$$

Também é aconselhado alocar o outro pólo do compensador numa frequência 5 vezes maior do que a frequência de ressonância do filtro. [6]. Então

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{FB} C_{FB}}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_{FB} C_{FB}} > 4\omega_0 = 100000 \text{ rad/s}$$

Onde escolheu-se

$$C_{FB} = 10nF \quad e$$

$$R_{FB} = 100\Omega$$

O pólo na origem do compensador serve para aumentar o ganho em baixas frequências, assim assegura-se erros estáticos pequenos com a variação da tensão de entrada e da carga. [6]

6.1 REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA PARA CARGA MÁXIMA E MÍNIMA

Para regular a tensão de saída V_{out} , a soma da tensão V_{FB} (proveniente do opto-acoplador) com a tensão proporcional a corrente de rampa do primário (proveniente do resistor R_s) deve estar limitada numa correta faixa de tensões mínima e máxima. Assim se

garantirá uma boa regulação da fonte conforme as variações de carga e de tensão de entrada. A figura 6.1 mostra a tensão V_{FB} e o resistor R_s .

A tensão V_{FB} é inversamente proporcional à carga, ou seja, terá valor máximo quando a carga for mínima e terá valor mínimo quando a carga máxima. A simulação abaixo mostra essa relação, onde é variado a tensão de saída V_{out} de 4,9 a 5,1 V com uma regulação DC de 5 V do TL431.

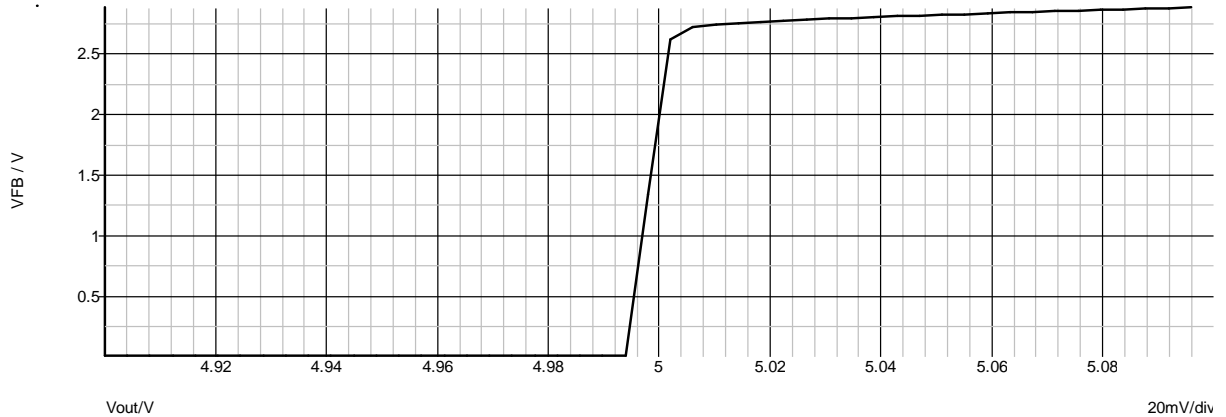


Figura 6.7 : forma de onda da tensão em VFB variando V_{out} de 4,9V a 5,1V

Com o aumento de carga deve-se aumentar o tempo de condução T_{on} para se armazenar a energia necessária. Assim tem-se uma queda de tensão em V_{out} e também em V_{FB} . Se a soma da tensão V_{FB} com a tensão em R_s for menor que a tensão de corte do transistor NPN, que é tipicamente $V_{be} = 0.7V$, assegura-se que o MOSFET está conduzindo e a energia está sendo armazenada no núcleo do transformador. As figuras 6.8 e 6.9 mostram essa soma de tensões para a carga mínima e máxima respectivamente.

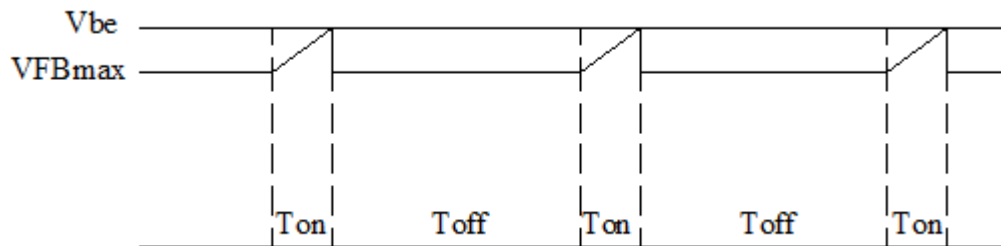


Figura 6.8 : soma da tensão VFB com a tensão proporcional à corrente no primário (tensão em R_s) para carga mínima

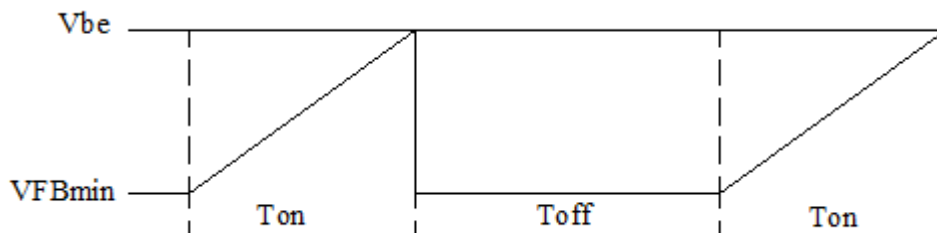


Figura 6.9 : soma da tensão VFB com a tensão proporcional à corrente no primário (tensão em R_s) para carga máxima

Analisando-se as figuras 6.8 e 6.9, nota-se duas restrições básicas que devem ser satisfeitas para a correta operação do conversor :

- a) A tensão V_{FBmax} deve ser menor que 0.7V para que na situação de carga mínima ocorra o período de condução T_{on} .
- b) A tensão V_{FBmin} somada com a tensão em forma de rampa do primário deve ser maior que 0.7V para que na situação de carga máxima ocorra o período de condução T_{off} .

Para se garantir as restrições básicas acima deve-se dimensionar os resistores R_{upper} , R_{lower} , RLED e RFB considerando-se as limitações de corrente e tensão do regulador TL431 e do opto-acoplador 4N25.

Os resistores R_{upper} e R_{lower} formam um divisor de tensão na entrada REF não-inversora do regulador TL431, que tem uma tensão de referência de 2.5V na entrada inversora (ver figura 6.2). Então, nesse divisor de tensão, deve-se criar uma tensão de 2.5V para ser comparada com a tensão de referência do TL431. Como a tensão de saída V_{out} é de 5V, escolhe-se $R_{upper} = R_{lower}$.

A restrição 'a' acima pode ser representada matematicamente como

$$V_{FBmax} < 0.7V \quad (6.8)$$

onde $V_{FBmax} = i_{FB} \cdot (R_{FB} + R_s)$ e $i_{FB} = i_{LED} \cdot CTR$

As correntes i_{FB} e i_{LED} são as correntes que atravessam os resistores RFB e RLED respectivamente. E CTR representa o ganho de corrente entre i_{LED} e i_{FB} , que deve ser considerada no datasheet do opto-acoplador 4N25.

E a restrição 'b' é representada como

$$V_{FBmin} + i_{pico} \cdot R_s > 0.7V \quad (6.9)$$

7) PROJETO

As especificações do conversor flyback desse projeto são :

- Faixa de tensão de linha para entrada universal: $85\text{-}265 V_{RMS}$
- Frequência de linha $f_L = 60\text{Hz}$
- Máxima potência de saída $P_{out} = 25\text{W}$
- Eficiência $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 75\%$
- $\Delta V_{out} = 50\text{mV}$
- $I_{out\ min} = 180\text{mA}$
- $I_{out\ max} = 5\text{A}$

O esquemático utilizado para esse projeto, é mostrado na figura 7.1 abaixo.

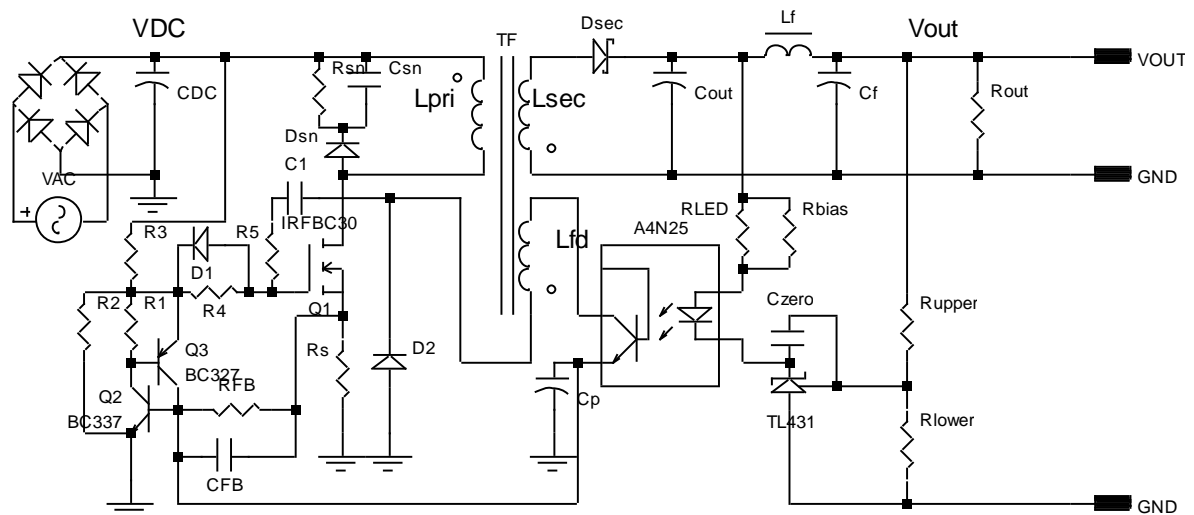


Figura 7.1 : esquemático utilizado para o projeto do conversor flyback

7.1) DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE RETIFICAÇÃO E DA FAIXA DE TENSÃO DC DE ENTRADA

É típico selecionar o capacitor de retificação C_{DC} entre $2\text{-}3\mu\text{F}$ por watt de potência de entrada para a faixa de entrada universal ($85\text{-}265\text{V}_{rms}$). [4] A fonte é projetada para uma potência de 25W de saída, porém considerando um rendimento de 75% , a potência de entrada será de 33.33W , que multiplicando por 2 encontra-se $66.66\mu\text{F}$. Então escolhe-se um capacitor de $68\mu\text{F}$ de 400V . A forma de onda da tensão no capacitor C_{DC} é mostrada na figura 7.1.

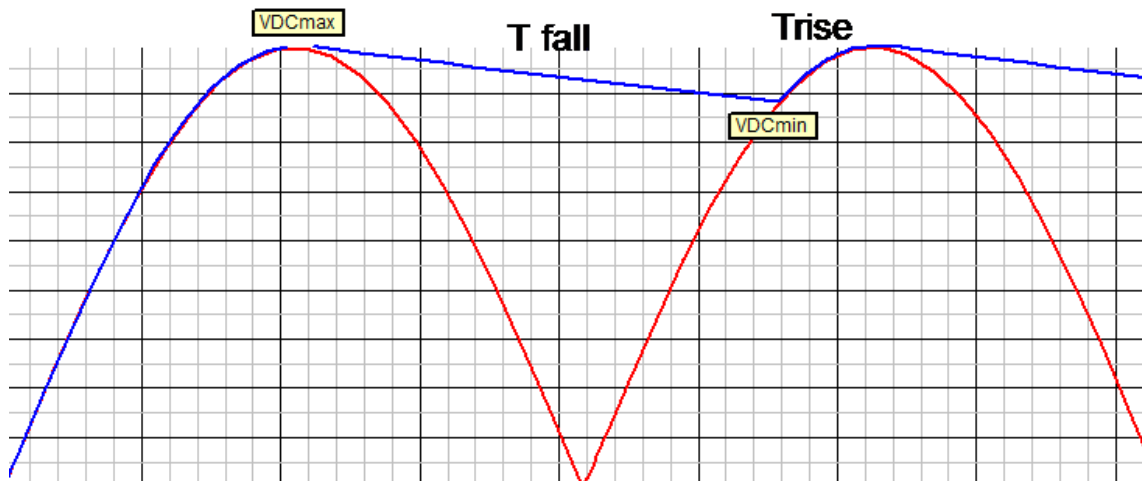


Figura 7.2 : forma de onda da tensão retificada no capacitor C_{DC}

Com o capacitor escolhido, a mínima tensão no capacitor C_{DC} é deduzida da seguinte forma :

$$P_{in} \cdot T_{rede} \cdot (1 - DC_{carga}) = C_{DC} \cdot \left((\sqrt{2} \cdot V_{rede_{min}})^2 - V_{DC_{min}}^2 \right)$$

$$V_{DC_{min}} = \sqrt{2 \cdot (V_{rede_{min}})^2 - \frac{P_{in} \cdot (1 - DC)}{C_{DC} \cdot f_{rede}}} \quad (7.1)$$

$$V_{DC_{min}} = \sqrt{2 \cdot (85V)^2 - \frac{33.33W \cdot (0.8)}{68\mu F \cdot 60Hz}} \cong 89V$$

Onde

$$DC_{carga} = \frac{T_{rise}}{T_{rede}} \quad (7.2)$$

com DC_{carga} tendo tipicamente valor igual a 0.2 e

$$V_{DC_{max}} = \sqrt{2} \cdot V_{rede_{max}} \cong 375V$$

7.2) ESCOLHA DO TRANSISTOR DE CHAVEAMENTO

Para a escolha correta do transistor de chaveamento, deve-se considerar a tensão máxima e a corrente máxima que ele pode suportar. Na figura 3.2 tem-se a forma de onda da tensão no transistor V_{DS} e a forma de onda da corrente no primário, que é a mesma corrente que passa no transistor.

Através do gráfico percebe-se que a tensão máxima no transistor é a soma da tensão de entrada V_{DC} com a tensão de saída refletida no primário durante o período T_{off} . A tensão de saída refletida no primário é igual a

$$V_{Rout} = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \cdot (V_{out} + V_F)$$

Onde V_{Rout} é a tensão de saída refletida no primário e $\frac{N_{pri}}{N_{sec}}$ é a relação de espiras entre primário e secundário. Também foi considerado agora a queda de tensão direta V_F no diodo retificador do secundário. A tensão no transistor V_{DS} será máxima quando a tensão de entrada V_{DC} for máxima. Portanto,

$$V_{DS\ max} = V_{DC\ max} + \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \cdot (V_{out} + V_F)$$

$$\text{Para } \frac{N_{pri}}{N_{sec}} = 10$$

$$V_{DS\ max} = 375 + \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \cdot (5V + 1V) = 375 + 60 = 435V$$

Considerando uma tensão *Spike* no indutor primário de $0.3V_{DC}$ tem-se

$$V_{DS\ max} = 435 + 112.5 = 548V$$

A partir da equação 6.6, a corrente de pico para o pior caso é

$$I_{pico} = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot (1/\eta)}{V_{DC\ min} \cdot D}$$

Onde $D = \frac{T_{on}}{T}$ é o *duty cycle*, que para garantir a condução descontínua, costuma ter valor máximo de 0.5. Será utilizado um *duty cycle* de 0.4. Então,

$$I_{pico} = \frac{2 \cdot 25 \cdot (1/0.75)}{90 \cdot 0.4} = 1.85A$$

Será utilizado o MOSFET IRFBC30 de canal N, que suporta uma tensão V_{GS} de 600 V e uma corrente de dreno I_D de 3.6A.

7.3) TEMPO DE CONDUÇÃO MÁXIMO

A equação 5.9 mostra que o tempo de condução máximo é

$$D_{max} = \frac{(V_{out} + V_F) \cdot \frac{N_{pri}}{N_{sec}}}{V_{DC\ min} + (V_{out} + V_F) \cdot \frac{N_{pri}}{N_{sec}}}$$

$$D_{max} = \frac{(5V + 1V) \cdot 10}{90 + (5 + 1) \cdot 10} = 0.4$$

7.4) INDUTÂNCIA PRIMÁRIA

A partir da equação 5.10, a indutância primária é representada por

$$L_{pri} = \frac{(V_{DC\ min} \cdot T_{on\ max})^2}{(2/\eta) \cdot T \cdot P_{out\ max}} = \frac{V_{DC\ min}^2 \cdot (D_{max}T)^2}{(2/\eta) \cdot T \cdot P_{out\ max}} = \frac{V_{DC\ min}^2 \cdot D_{max}^2}{(2/\eta) \cdot P_{out\ max} \cdot f_{min}}$$

Onde a frequência mínima de operação é escolhida como 35Khz.

$$L_{pri} = \frac{90^2 \cdot 0.4^2}{(2/0.75) \cdot 25 \cdot 35Khz} = 560\mu H$$

7.5) PROJETO DO TRANSFORMADOR

Será utilizado as seguintes variáveis no transformador :

- fator de utilização do primário : $K_p = 0.7$ de $K_p = 0.5$
- fator de utilização da área do enrolamento : $K_w = 0.4$
- densidade de corrente nos indutores : $J = 300A/cm^2$
- densidade máxima de corrente nos indutores : $J_{max} = 350A/cm^2$
- queda de tensão nos diodos : $V_F = 1V$
- densidade de fluxo magnético : $\Delta B = B = 0.18T = 1.8 \times 10^3 G$
- máxima variação da densidade de fluxo magnético : $\Delta B_{max} = 0,2T$

O produto $A_e A_w$ é dado por

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_{out} 10^4}{K_p \cdot K_w f_s \cdot J \cdot \Delta B} = \frac{1,125 \cdot 10^4}{0,5 \cdot 0,4 \cdot 300 \cdot 0,18} = 0,7275 cm^4$$

Então pode ser escolhido o núcleo E 30/14 da Thornton, que tem $A_e A_w = 1,02 cm^4$, com $A_e = 1,2 cm^2$ e $A_w = 0,85 cm^2$.

O entreferro do transformador é

$$\delta = \frac{2\mu_0 P_{out} 10^8}{\Delta B^2 A_e \eta f_s} = \frac{2,4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 18,75 \cdot 10^8}{0,18^2 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2} \cdot 0,75 \cdot 35000} = 0,046 cm$$

$$lg = \frac{\delta}{2} = 0,023 cm$$

$$I_{pico} = 1,85 A$$

O número de espiras no primário e no secundário são dimensionados abaixo.

$$N_{pri} = \frac{B\delta}{0,4\pi I_{pico}} = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 0,046}{0,4\pi \cdot 1,85} = 36 \text{ espiras}$$

$$N_{sec} = N_{pri} \cdot \frac{(V_{out} + V_F)}{V_{DC\ min}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} = 36 \cdot \frac{(5+1)}{90} \cdot \frac{(1-0.4)}{0.4} = 4 \text{ espiras}$$

7.6) CÁLCULO DO CAPACITOR DO SECUNDÁRIO

O capacitor de filtro C_{out} pode ser calculado por

$$C_{out} = \frac{I_{out} D_{max}}{f_s \Delta V_{out}} = \frac{5A \cdot 0,4}{35Khz \cdot 50 \cdot 10^{-3}} = 1.14mF$$

Utilizou-se um capacitor de 1000uF /16V eletrolítico.

7.7) CORRENTE DE PICO NO SECUNDÁRIO

A corrente de pico no secundário é representada por

$$I_{sec\ pico} = \frac{2 \cdot I_{out}}{(1 - D_{max})} = \frac{10}{1 - 0.4} = 16.66A$$

7.8) MALHA DE CONTROLE

O TL431 tem as seguintes limitações de tensão e corrente :

- tensão entre cátodo e ânodo V_{KA} entre 2.5V e 36V
- corrente I_{KA} entre 1 e 100mA

Será escolhida uma corrente máxima $I_{KA\ max} = I_{LED\ max}$ de 30mA e uma corrente mínima $I_{KA\ min} = I_{LED\ min} = 1mA$, que, através do datasheet do opto-acoplador 4N25, tem $CTR = 0.2$ e $CTR = 1.1$ respectivamente.

A partir da restrição 'a' da seção 6.1 tem-se :

$$(i_{LED\ max} \cdot CTR) \cdot (R_{FB} + R_s) < 0.7V$$

$$(30mA \cdot 0.2) \cdot (R_{FB} + R_s) < 0.7V$$

$$(R_{FB} + R_s) < \frac{0.7V}{6mA} < 117\Omega$$

Foi escolhido $R_{FB} = 100\Omega$. A escolha do resistor R_s é limitada pela sua máxima potência de dissipação, sendo escolhida a resistência mais baixa possível. Escolheu-se 3 resistores em paralelo de 1Ω de 0.5W, equivalente a $R_s = 0,33\ \Omega$.

A restrição 'b' da seção 6.1 também foi satisfeita e é mostrada abaixo

$$V_{FB\ min} + i_{pico\ max} \cdot R_s > 0.7V$$

$$(i_{LED\ min} \cdot CTR) \cdot (100 + 0,33) + 1,85A \cdot 0,33\Omega > 0.7V$$

Onde $i_{LED\ min} = 5mA$ com $CTR \cong 1.1$ (ver datasheet do 4N25) . Então

$$(5mA \cdot 1,1) \cdot (100 + 0,33) + 1,85A \cdot 0,33\Omega > 0.7V$$

8) RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Abaixo estão algumas fotos mostrando as medições feitas no osciloscópio.

- Tensão de entrada $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 27\Omega$

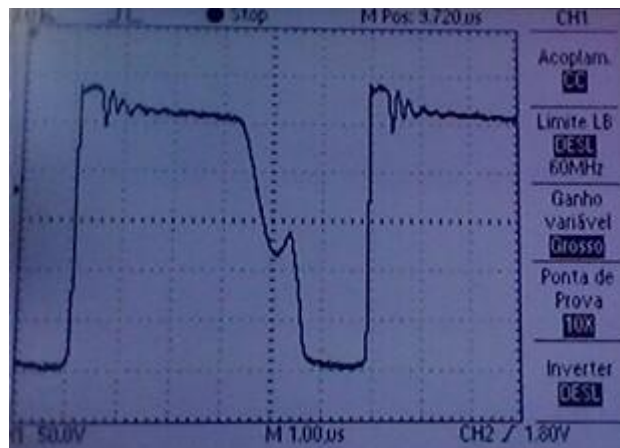


Figura 8.1 : forma de onda da tensão V_{DS} para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 27\Omega$

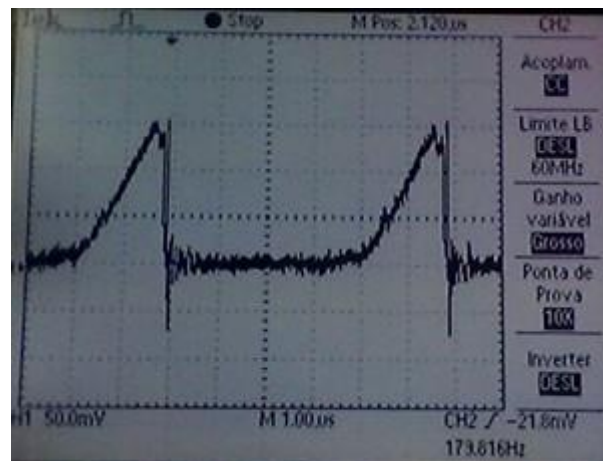


Figura 8.2 : forma de onda da corrente no primário para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 27\Omega$

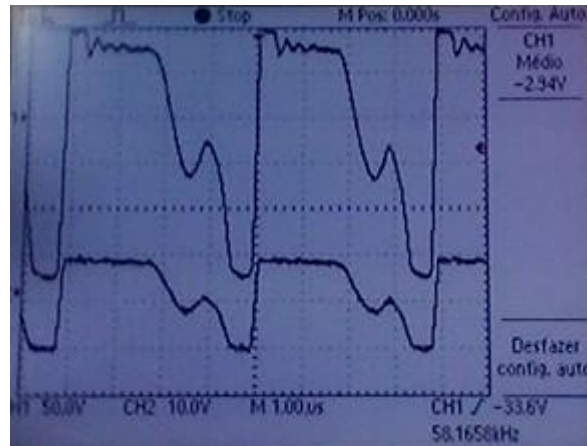


Figura 8.3 : forma de onda da tensão V_{DS} em cima e da tensão no secundário em baixo para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 27\Omega$

- Tensão de entrada $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 2\Omega$

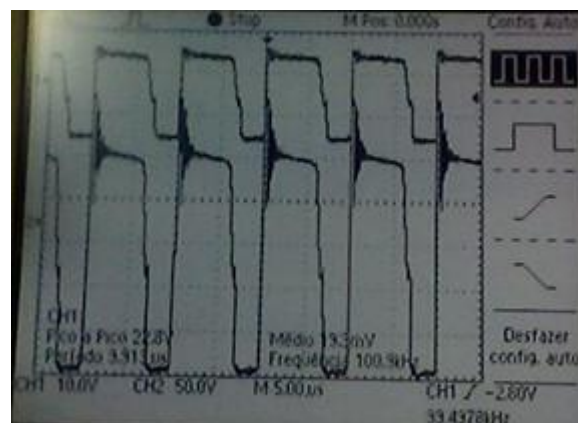


Figura 8.4 : forma de onda da tensão V_{DS} em baixo e da tensão no secundário em cima para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 2\Omega$

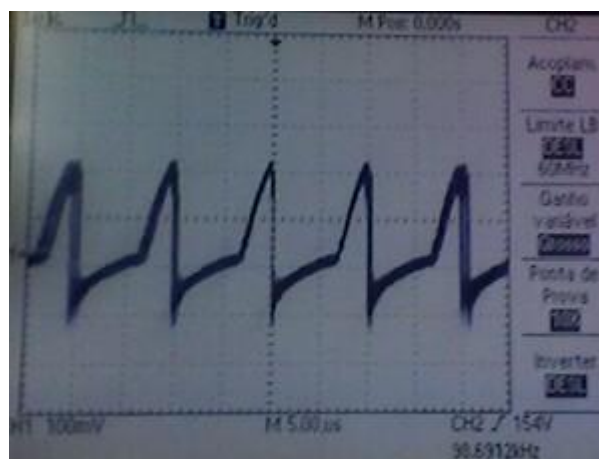


Figura 8.5 : forma de onda da corrente no primário para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 127V$ e $R_{out} = 2\Omega$

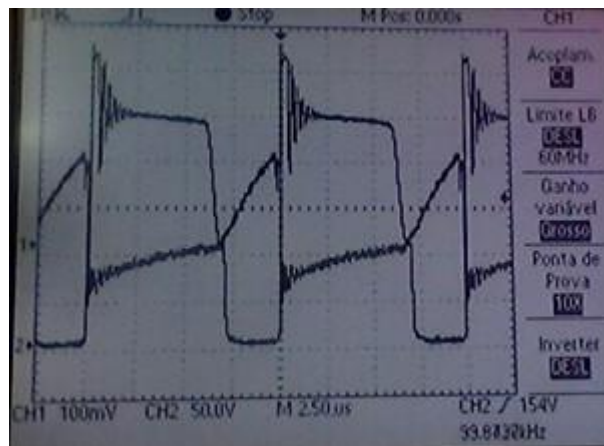


Figura 8.6 : formas de onda da corrente no primário e da tensão V_{DS} para $V_{DC} = \sqrt{2}.127V$ e $R_{out} = 2\Omega$

- Tensão de entrada $V_{DC} = \sqrt{2}.220V$ e $R_{out} = 27\Omega$

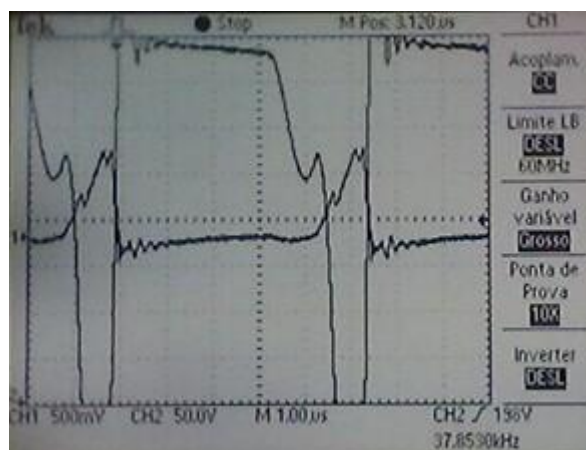
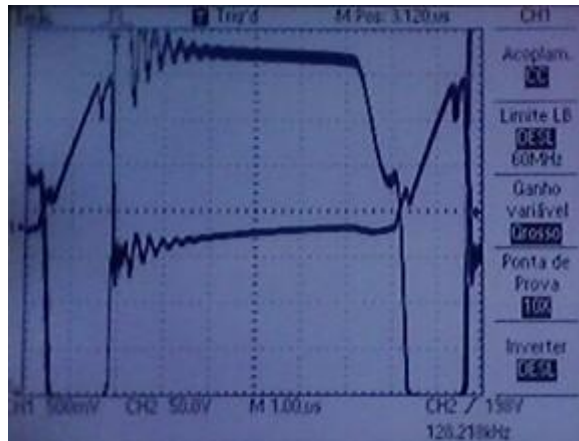


Figura 8.7 : formas de onda da corrente no primário e da tensão V_{DS} para $V_{DC} = \sqrt{2}.220V$ e $R_{out} = 27\Omega$

- Tensão de entrada $V_{DC} = \sqrt{2}.220V_{rms}$ e $R_{out} = 2\Omega$



- **Figura 8.8** : formas de onda da corrente no primário e da tensão V_{DS} para $V_{DC} = \sqrt{2} \cdot 220V_{rms}$ e $R_{out} = 2\Omega$

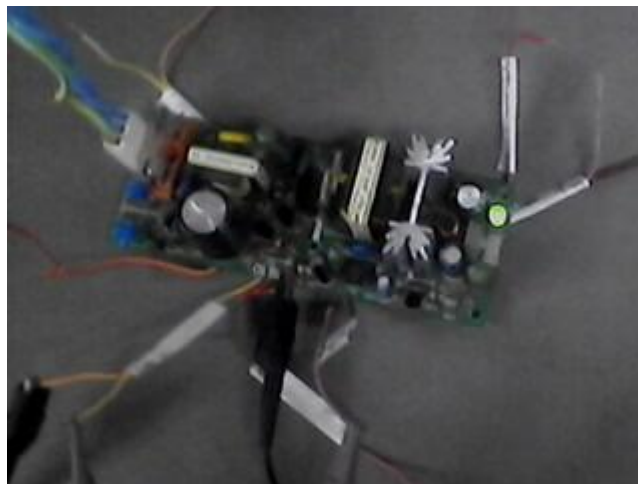


Figura 8.9 : protótipo da fonte flyback auto-oscilante

Como visto teoricamente, o maior *Duty cycle* deve ocorrer na menor tensão de entrada V_{DC} e na maior carga. As figuras 8.4, 8.5 e 8.6 são as que se encontram nesta situação para os testes feitos ($V_{DC} \cong \sqrt{2} \cdot 127V \cong 179V$ e $R_{out} = 2\Omega$), possuindo o maior período de condução $T_{on} \cong 2,5\mu s$ e a menor frequência de chaveamento ($f_s = 100Khz$). Também foi comprovado experimentalmente que, para carga constante e elevação da tensão de entrada V_{DC} , tem-se diminuição do período de condução T_{on} . Para a carga $R_{out} = 27\Omega$, o período de condução para $V_{DC} = 127 \cdot \sqrt{2}$ é igual a $T_{on} \cong 2\mu s$ e para $V_{DC} = 220 \cdot \sqrt{2}$ tem-se $T_{on} \cong 1\mu s$. Essa diminuição do período de condução ocorre porque com o aumento da tensão de entrada V_{DC} eleva-se a inclinação da corrente em forma de rampa, como visto na figura 5.1. Foi verificado também que as formas de onda experimentais estão de acordo com as mostradas no capítulo 3.

9) CONCLUSÕES

Nesse trabalho de conclusão de curso foi analisado e implementado um conversor flyback auto-oscilante. Esse conversor é muito utilizado industrialmente, mas pouco comentado na literatura. Seu largo uso industrial deve-se ao baixo custo e elevada confiabilidade. Apesar de ter semelhante desempenho ao conversor controlado por PWM, seu projeto é mais complexo e trabalhoso. Isso acontece principalmente pela falta de informação sobre o assunto, já que existem circuitos integrados dedicados no mercado que implementam toda a parte de controle por PWM. E os fabricantes desses integrados fornecem notas de explicação sobre o projeto de forma detalhada.

A pesquisa bibliográfica, apesar de escassa, foi fundamental tanto na análise quanto no projeto do conversor. Especialmente a forma como o enrolamento auxiliar do transformador faz com que o MOSFET ligue após a desmagnetização completa do núcleo, fazendo com que o conversor opere obrigatoriamente em condução descontínua e tornando o circuito auto-oscilante.

A montagem final do protótipo foi realizada com sucesso e os ensaios iniciais mostraram bons resultados. Entretanto, antes desse conversor integrar realmente o produto ao qual ele se destina (painel de leds para sinalização de trânsito e de rodovias), ensaios mais “pesados” ainda deverão ser realizados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS :

- [1] Practical Switching Power Supply Design (Motorola Series in Solid State Electronics) : Marty Brown, Academic Press; 1 edition (April 11, 1990)

- [2] Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Design : Christophe Basso, McGraw-Hill Professional; 1 edition (January 14, 2008)

- [3] Switching Power Supply Design, 3rd Ed.:Abraham Pressman, Keith Billings, Taylor Morey, McGraw-Hill Professional; 3 edition (March 26, 2009)

- [4] Application Note AN4137 : Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)

- [5] Analysis and Design of Self-Oscillating Flyback Converter : Brian T. Irving and Milan M. Jovanović, Delta Products Corporation, Power Electronics Laboratory

- [6] Projetos de Fontes Chaveadas : Ivo Barbi, Edição do autor, segunda edição

- [7] United States Patent Application Publication : Yin, Pub.No.: US 2011/00226278 A1, Pub. Date: Feb. 3, 2011