

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA ÊNFASE ELETROTÉCNICA

CRISTIAN ALEXIS MEDINA
DANIELE DE MELLO
GUILHERME RIBEIRO FRANCO BUENO

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR *FLYBACK* QUASE-RESSONANTE
COMO CARREGADOR DE BATERIAS

CURITIBA

2007

CRISTIAN ALEXIS MEDINA
DANIELE DE MELLO
GUILHERME RIBEIRO FRANCO BUENO

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR *FLYBACK* QUASE-RESSONANTE
COMO CARREGADOR DE BATERIAS

Monografia de Projeto Final apresentada na disciplina de
Projeto Final 2 do curso de Engenharia Industrial Elétrica –
Eletrotécnica.

Orientador: Prof. Eduardo Félix Ribeiro Romaneli, Dr.
Eng.

CURITIBA

2007

"A grandeza não consiste em receber honras, mas em merecê-las."

Aristóteles

AGRADECIMENTOS

No desenvolvimento desse projeto, que perdurou por dois semestres, aprendemos muito, tanto tecnicamente, como pessoalmente. Tal repercussão, de valor imensurável, surgiu apenas em nosso benefício: agregando valores, despertando predicados, encorajando-nos nas dificuldades, nos fortificando e nos iluminando, principalmente, a nossa inteligência.

Todavia, nenhum objetivo em nossas vidas é alcançado sem o apoio, companheirismo e consideração daqueles que nos amam, durante essa fase de auto-aprovação.

Em razão disso, queríamos agradecer, primeiramente, a Deus, que iluminou nossas mentes para que traçássemos o caminho com sabedoria e inteligência.

Aos nossos pais, dos quais alcançamos à inspiração, à dedicação e muitas outras virtudes, uma vez que os mesmos atuam como alicerces na construção de nossas vidas.

Também agradecemos ao nosso sábio orientador, Prof. Eduardo Félix Romaneli Dr. Eng., o qual com sua dedicação foi fundamental para a realização deste projeto.

Do mesmo modo, agradecemos à amiga Gabrielly, pelo seu companheirismo, compreensão, e apoio no decorrer desta jornada.

E por fim, obrigado a nossa equipe, com quem compartilhamos das mais diversas situações, ora boas, ora ruins. Mesmo estas, não foram capazes de abalar a amizade entre nós, muito pelo contrário, fortificaram ainda mais o elo que nos une nessa premissa maior, tornando-a mais preciosa.

RESUMO

O estudo realizado no presente trabalho, desenvolve-se em torno da topologia do conversor *flyback*, no qual utilizou-se a técnica de comutação quase-ressonante para minimizar as perdas na chave. Adota-se a aplicação em um carregador de baterias, pois estes equipamentos na sua grande maioria, apresentam baixas correntes de saída quando são compactos, ou grandes dimensões nos carregadores rápidos. Em função da aplicação e da versatilidade do conversor *flyback* é possível obter um equipamento que aceite uma larga faixa de tensão de entrada e uma boa isolamento entre a fonte e a carga, além da regulação cruzada. Em relação ao chaveamento, utilizou-se o modelo FSCQ1565RT, que permite comutações em altas frequências, com um valor base de 20kHz até 90kHz. No desenvolvimento desse projeto, dimensionaram-se os componentes dos blocos integrantes e essenciais para o funcionamento do equipamento: a entrada, o controle e a proteção. Concluída a montagem de toda a placa, partiu-se para uma etapa de simulação, na qual buscaram-se as curvas de ressonância e de controle necessário para o bom funcionamento da chave. Paralelamente, realizaram-se os ensaios buscando a equivalência com as formas de onda encontradas na simulação.

Palavras chave: conversor *flyback*, carregador de baterias, comutação quase-ressonante.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Conversor <i>flyback</i>	14
Figura 1.2 - Formas de onda do conversor <i>flyback</i> quase-ressonante.....	15
Figura 1.3 - Diagrama de blocos do circuito a implementar.....	17
Figura 2.1 - Acumulação de energia	19
Figura 2.2 - Transferência de energia	20
Figura 2.3 - Desmagnetização.....	20
Figura 2.4 - Formas de onda do conversor <i>flyback</i>	21
Figura 2.5 - Configurações possíveis: a) ZCS ; b)ZVS	22
Figura 2.6 - Corrente de magnetização	24
Figura 2.7 - Ressonância entre L_r e C_r	24
Figura 2.8 - Corrente no indutor L_r	24
Figura 2.9 - Etapas de operação do conversor <i>flyback</i>	25
Figura 2.10 - Esquemático básico de uma bateria (MBT, 2004)	28
Figura 2.11 - Representação do processo de carga e descarga (MBT, 2004).....	29
Figura 2.12 - Influência da temperatura na vida útil de uma bateria (UNICOBA, 2000)	31
Figura 2.13 - Curvas do processo de carregamento (MBT, 2004).....	37
Figura 2.14 - Tensão de entrada (Fairchild, 2005).....	39
Figura 2.15 - Tensão refletida na chave (Fairchild, 2005).....	40
Figura 2.16 - Formas de onda na chave (Fairchild, 2005)	41
Figura 2.17 - Núcleo do transformador (Fairchild, 2005).....	48
Figura 2.18 - Ondas no pino <i>sync</i> (Fairchild, 2005)	50
Figura 2.19 - Circuito de realimentação (Fairchild, 2005).....	51
Figura 2.20 - Operação em modo de espera (Fairchild, 2005).....	52
Figura 2.21 - Circuito de controle (Fairchild, 2005).....	53
Figura 2.22 - Ganho em função da tensão de entrada (Fairchild, 2005).....	54
Figura 2.23 - Comportamento da saída em função da carga (Fairchild, 2005).....	55
Figura 3.1 - Série de Chaves FSCQ	59
Figura 3.2 - Circuito de partida	60
Figura 3.3 - Relação entre corrente consumida e tensão V_{cc} (Fairchild, 2005).....	61

Figura 3.4 - Circuito de sincronização	62
Figura 3.5 - Formas de onda em operação quase-ressonante (Fairchild, 2005).....	62
Figura 3.6 - Operação quase-ressonante estendida X quase-ressonante (Fairchild, 2005).....	63
Figura 3.7 - Formas de onda da operação quase-ressonante estendida (Fairchild, 2005).....	64
Figura 3.8 - Circuito de modulação de largura de pulso (Fairchild, 2005).....	65
Figura 3.9 - Circuito de proteção contra sobrecarga e curto circuito.....	66
Figura 3.10 - Modo de proteção auto-reinicializável (Fairchild, 2005).....	67
Figura 3.11 - Circuito de proteção contra inversão de polaridade	68
Figura 3.12 – Circuito a ser implementado.....	69
Figura 3.13 -Circuito utilizado no simulador.....	70
Figura 3.14 - Formas de onda com tensão mínima e carga máxima.....	71
Figura 3.15 - Formas de onda com tensão máxima e carga máxima	72
Figura 3.16 - Barramento CC (Ch1) e pino Vcc (Ch2), mínima tensão de entrada.....	73
Figura 3.17 - Barramento CC (Ch1) e pino Vcc (Ch2), máxima tensão de entrada	73
Figura 3.18 - Tensão de dreno (Ch1) e pino de sincronização (Ch2)	74
Figura 3.19 - Tensão de dreno (Ch1) com carga máxima e mínima tensão de entrada	75
Figura 3.20 - Máxima tensão reversa no dreno.....	76
Figura 3.21 - Proteção contra sobrecarga.....	77
Figura 3.22 - Tensão de saída em operação normal.....	77
Figura 3.23 - Bateria conectada com a polaridade invertida.....	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Especificações técnicas (STA, 2006).....	27
Tabela 2.2 - Modelos de chave relacionados às potências nominais da saída.....	43
Tabela 3.1 - Ensaio com variação de tensão	74

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

Símbolo	Descrição
AOCP	<i>Abnormal over current protection</i> , Proteção contra sobrecorrente
CA	Corrente alternada
CI	Circuito integrado
CTR	Corrente de transferência proporcional
ESR	<i>Effective series resistance</i> , resistência série efetiva
FPS	<i>Fairchild Power Switch</i> , Chave de potência Fairchild
FET	<i>Field-Effect Transistor</i> , Transistor de efeito de campo
FSCQ	Linha de chaves de potência da Fairchild
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i> , Transistor de efeito de campo de semicondutor metal oxidante
OLP	<i>Over load protection</i> , Proteção contra sobrecarga
OVP	<i>Over voltage protection</i> , Proteção contra sobretensão
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> , Modulação por largura de pulso
RHP	<i>Right Half Plane</i> , plano direito
RMS	Valor eficaz
Sync	Pino de sincronização
TSD	<i>Thermal shutdown</i> , Desligamento térmico
UVLO	<i>Under voltage lockout</i> , Bloqueio para subtensão
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> , chaveamento com corrente nula
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> , chaveamento com tensão nula

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição
A	Ampere
A_C	Área do condutor
A_e	Área da seção transversal do núcleo
A_w	Área da janela do núcleo
A_{wr}	Área da janela do núcleo requerida
B_{max}	Densidade de fluxo máxima
C_{DC}	Capacitância de entrada
C_e	Capacitância efetiva
C_{eo}	Associação das capacitâncias C_{oss} e C_r
C_r	Capacitor ressonante
C_{iss}	Capacitância de entrada do MOSFET
$C_{O(n)}$	Capacitância da n ésima saída
C_{oss}	Capacitância de saída
C_{SY}	Capacitância no pino de sincronismo
D	<i>Duty cycle</i> , razão cíclica
D_a	Diodo da saída auxiliar
D_{ch}	Razão cíclica para carregamento de C_{DC}
D_{max}	Razão cíclica máxima
D_{R1}	Diodo da saída 1
$D_{R(n)}$	Diodo da n ésima saída
E_f	Eficiência estimada
f_L	Frequência de linha
f_S	Frequência de chaveamento
f_{Smin}	Frequência mínima de chaveamento
$I_{CAP(n)}$	Corrente de <i>ripple</i> do capacitor na n ésima saída

I_{CC}	Corrente requerida pela chave em modo de operação normal
I_D	Corrente no diodo
I_{drv}	Corrente no gatilho
I_{ds}	Corrente de dreno
$I_{ds\ pico}$	Corrente de pico no dreno
I_{dsrms}	Corrente eficaz no dreno
I_F	Corrente média no diodo
I_{FB}	Corrente de realimentação (intrínseca à chave)
I_{LIM}	Corrente limite da chave
$I_{O(n)}$	Corrente de carga na n ésima saída
I_{op}	Corrente de operação
$I_{START(max)}$	Corrente máxima de partida
$I_{sec(n)RMS}$	Corrente eficaz para a n ésima saída
$I_{SUP(média)}$	Média da mínima corrente fornecida
K	Fator para controle de realimentação
KA431	Regulador <i>shunt</i>
K_{DROP}	Relação para queda de tensão do modo de espera
K_F	Fator de preenchimento
$K_{L(n)}$	Fator de ocupação para o enrolamento da n ésima saída
L_m	Indutância do enrolamento primário
L_r	Indutância ressonante
n	Relação de transformação
N_a	Número de voltas para o enrolamento auxiliar
N_p	Número de voltas para o enrolamento primário
N_{Pmin}	Número de voltas mínimo para o enrolamento primário
N_{S1}	Número de voltas para o enrolamento da saída 1
P_{in}	Potência de entrada
P_O	Potência total de saída
$P_{O(n)}$	Potência máxima na n ésima saída

P_{str}	Potência de partida
Q_1	Transistor
R_{CC}	Resistor de entrada V_{CC}
$R_{C(n)}$	Resistência série efetiva do capacitor da enésima saída
R_{sense}	Sensor de corrente para bloqueio da chave
R_{str}	Resistor de partida
R_{SY1}	Divisor de tensão para o pino de sincronismo
R_{SY2}	Divisor de tensão para o pino de sincronismo
T_F	Tempo para redução da tensão de dreno
T_{OFF}	Tempo de chave bloqueada
T_{ON}	Tempo de chave conduzindo
T_S	Tempo total do ciclo
T_{str}	Tempo máximo de partida
T_Q	Tempo para acionamento da chave
V_a	Tensão no enrolamento auxiliar no modo de operação normal
$V_{a(stby)}$	Tensão mínima no enrolamento auxiliar no modo de espera
V_{CC}	Tensão contínua
V_{CO}	Queda de tensão em R_{CC} no modo de operação normal
V_{DC}	Tensão de entrada retificada
V_{DCmax}	Tensão máxima de entrada retificada
V_{DCmin}	Tensão mínima de entrada retificada
$V_{D(n)}$	Tensão reversa máxima no diodo da enésima saída
V_{ds}	Tensão no dreno da chave
V_{dsNOM}	Tensão nominal no dreno da chave
V_{Fa}	Queda de tensão no diodo da saída auxiliar
V_{fb}	Tensão de realimentação
V_{fb*}	Tensão de realimentação intrínseco à chave
V_{F1}	Queda de tensão no diodo D_{R1}
V_{F2}	Queda de tensão no diodo da saída 2

V_{in}	Tensão de entrada
V_{Lmin}	Tensão de linha mínima
V_{Lmax}	Tensão de linha máxima
V_O	Tensão de saída
$V_{O2(normal)}$	Tensão na saída 2 no modo de operação normal
$V_{O2(stby)}$	Tensão na saída 2 no modo de espera
V_{RRM}	Máxima tensão reversa que deve ser suportada pelo diodo
V_{RO}	Tensão de saída refletida no primário
V_{START}	Tensão de partida
V_{STOP}	Tensão de desligamento da chave
V_{SYNC}	Tensão no pino de sincronismo
V_Z	Tensão no diodo zener
W	Define pólos e zeros da função de transferência
Δ	Variação
π	3,14159265

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	-INTRODUÇÃO GERAL.....	13
1.1	Introdução	13
1.2	Problema	15
1.3	Justificativa	16
1.4	Objetivos	16
1.4.1	Objetivos gerais.....	17
1.4.2	Objetivos específicos	17
1.5	Método de pesquisa.....	18
1.6	Estrutura do trabalho.....	18
CAPÍTULO 2	-REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
2.1	Conversor <i>flyback</i>	19
2.2	Comutação rressonante.....	21
2.3	Comutação quase-rressonante	22
2.3.1	Princípio de operação do <i>flyback</i> quase-rressonante.....	23
2.4	Baterias.....	25
2.4.1	Conceito	25
2.4.2	Tipos de baterias	26
2.5	Bateria chumbo-ácido	26
2.5.1	Estruturação	28
2.5.2	Princípio de funcionamento	28
2.5.3	Tensão, corrente e capacidade de descarga.....	30
2.5.4	Temperatura e seus efeitos.....	31
2.5.5	Auto-descarga	32
2.5.6	Regime de descarga	32
2.6	Tipos de carga	33
2.6.1	Carga de equalização	33
2.6.2	Carga a corrente constante	33
2.6.3	Carga com tensão constante.....	34
2.6.4	Carga em duas etapas.....	34
2.6.5	Carga profunda.....	35

2.6.6	Carga de flutuação	35
2.7	Processo de carregamento	36
2.8	Projeto do conversor	38
2.8.1	Procedimento para cálculo do conversor	38
2.9	Conclusão	58
CAPÍTULO 3 -DESENVOLVIMENTO.....		59
3.1	Chave FSCQ1565RT	59
3.2	Circuito de entrada	60
3.3	Circuito de controle.....	61
3.3.1	Circuito de sincronização.....	61
3.3.2	Controle de realimentação	64
3.4	Circuitos de proteção	65
3.4.1	Proteção contra sobrecarga (OLP) e curto circuito das garras.....	65
3.4.2	Proteção contra inversão de polaridade.....	67
3.4.3	Circuito a ser implementado	69
3.5	Simulação.....	69
3.6	Ensaio com protótipo	72
3.6.1	Condições normais de funcionamento	72
3.6.2	Funcionamento dos circuitos de proteção.....	76
3.7	Conclusão.....	79
CAPÍTULO 4 -CONCLUSÕES GERAIS.....		80
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		81
ANEXOS		83
Memorial de cálculo.....		83
Lista de componentes.....		88
Foto do protótipo.....		89
Esquema de montagem		90
Data Sheet Chave FSCQ.....		90

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Introdução

O desenvolvimento da eletrônica de potência, relacionado ao chaveamento em altas frequências, permitiu o surgimento de novas tecnologias para implementação de carregadores para baterias, possibilitando a construção de equipamentos mais compactos, porém que ainda apresentam baixa eficiência, acarretando em longos períodos de carga.

Atualmente, os carregadores presentes no mercado são pesados, de dimensões maiores e pouco práticos, dificultando o uso.

Levando-se em conta a larga utilização de baterias de 12Vcc em automóveis, embarcações, empilhadeiras e máquinas de implemento agrícola, faz-se necessário à disponibilidade de um equipamento prático e de fácil manuseio.

Este tipo de bateria apresenta uma constante auto descarga, devido a reações químicas, sendo natural que na maioria dos casos estas se encontrem com níveis de carga abaixo do ideal para sua utilização, principalmente, nas aplicações em embarcações e implementos agrícolas.

Os carregadores chaveados convencionais apresentam baixa corrente de saída e maior dissipação de energia, como consequência uma maior perda nas chaves estáticas com uma diminuição na vida útil do equipamento.

O conversor *flyback* permite múltiplas saídas, e uma boa isolamento entre fonte e carga. A associação desta topologia com uma chave de acionamento quase-ressonante possibilita uma frequência de chaveamento alta, fazendo com que os elementos de filtragem e transformador de ferrite sejam compactos, e conseqüentemente, o conversor. Obtêm-se, ainda, dessa associação, as vantagens da comutação suave, e diminuição das perdas na chave.

Um conversor quase-ressonante permite que a comutação ocorra com menor dissipação de energia na chave, o que aumenta o rendimento do circuito e a vida útil da mesma. Tem-se essa topologia melhor elucidada, conforme a Figura 1.1.

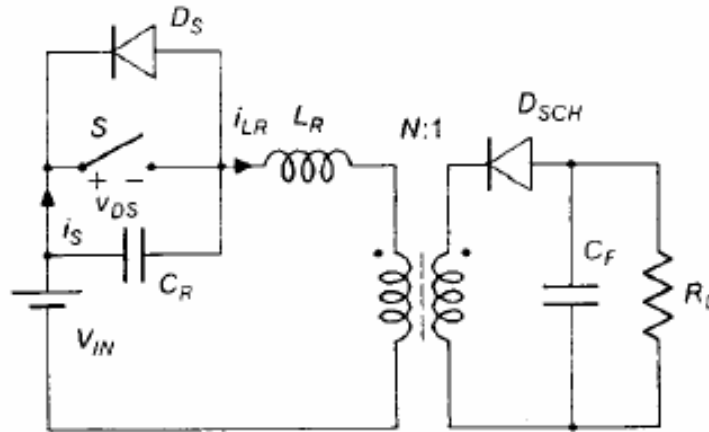


Figura 1.1 - Conversor *flyback*

Segundo Pomílio (2000, Eletrônica de Potência, cap. 8, p. 1), a fim de eliminar ou minimizar as perdas que:

“ocorrem nos chaveamentos dos semicondutores, as quais, para freqüências elevadas limitam a aplicação dos semicondutores, têm sido criados circuitos que, nas transições de estado das chaves, produzem uma situação de tensão e/ou corrente nulas, minimizando, conseqüentemente, a potência dissipada nestes momentos. Estes processos são denominados de comutação suave (*soft-commutation*). Quando a comutação se dá com a tensão nula nos terminais do interruptor, ela é denominada de ZVS (do inglês “*Zero Voltage Switching*”). Quando a comutação acontece com corrente nula, é chamado de ZCS (do inglês “*Zero Current Switching*”).”

Nas formas de onda apresentadas na Figura 1.2, relativas ao circuito da Figura 1.1, observa-se que no instante em que ocorre a comutação da chave S, tanto para desligar, em t_0 e em t_5 , como para ligar, em t_2 e em t_7 . A tensão V_{DS} é nula, caracterizando um circuito tipo ZVS.

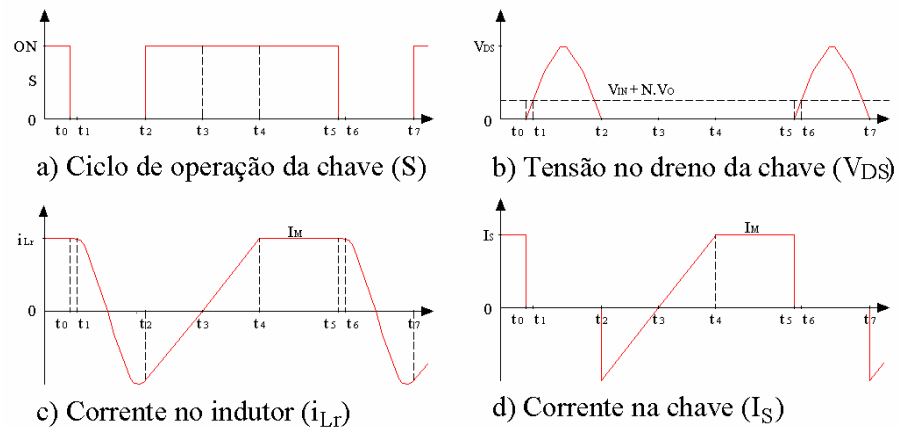


Figura 1.2 - Formas de onda do conversor *flyback* quase-ressonante

1.2 Problema

Nas topologias em que as chaves semicondutoras comutam a carga total a cada ciclo, estas ficam sujeitas a picos de potência que colaboram para a fadiga do componente, reduzindo sua vida útil (POMILIO, 2000).

Quando se trabalha com frequências de chaveamento abaixo de 20kHz, a emissão de ruídos acústicos é inevitável. O uso de comutação forçada (do inglês *hard-comutation*) era a única opção até um passado recente, utilizando frequências não acima de 15kHz.

Através do aumento da frequência de chaveamento, é possível obter maiores transferências de energia à carga, bem como uma melhor resposta a eventuais variações, entretanto este aumento acarreta uma maior perda na chave, devido aos valores de capacitância de saída (C_{oss}) (TIMERSKI;VORPERIAN; LEE, 1989).

Pretende-se desenvolver no presente trabalho um carregador que apresente um controle melhor da corrente de saída. Aplicando um conversor com chaveamento em alta frequência que possibilita a redução dos componentes.

Os carregadores compactos disponíveis no mercado apresentam baixa corrente de saída, e maior dissipação de energia na chave, ocasionando diminuição de sua vida útil. De outro modo, os carregadores rápidos são pesados, volumosos e dificultam o uso.

1.3 Justificativa

O homem em sua constante busca do conhecimento, procura desenvolver teorias gerais, estudos sistemáticos sobre técnicas, processos, métodos e instrumentos de um ou mais ofícios, a fim de aprimorar as atividades humanas.

A Engenharia, por exemplo, faz uso da aplicação de métodos científicos e empíricos à utilização dos recursos da natureza, inclusive a humana, em benefício do próprio ser humano. Da concepção, passando pelo planejamento, e até a responsabilidade pela construção e controle dos equipamentos compõe a função de um engenheiro.

Preocupar-se com tal máxima constitui sua natureza, em busca da perfeição. Dominar uma atividade humana, viabilizar o surgimento de novos equipamentos, ou ainda aprimorar os já existentes.

Não é diferente quando se propõe o desenvolvimento de um conversor *flyback* quase-ressonante, pois desse modo, procura-se compreender através deste estudo a constante busca do aprimoramento.

Ressalta-se que o entendimento e projeto deste, por se tratar de uma técnica não comumente encontrada nessa topologia, tem nível de complexidade compatível com um projeto de graduação, o que justifica a pesquisa para o aperfeiçoamento de um equipamento já existente, como é o caso do conversor.

1.4 Objetivos

Pretende-se desenvolver um carregador de bateria baseado na topologia do conversor *flyback*, utilizando a técnica de comutação quase-ressonante. Com as proteções necessárias a este tipo de equipamento, como sobrecarga, curto circuito e inversão de polaridade. A topologia a ser implementada fica melhor ilustrada com a Figura 1.3.

O equipamento será projetado para operar com tensão de entrada de 90 a 250Vca. A saída para a carga será entre 13,8Vcc e 14,5Vcc com corrente de 8A, que permite a carga de uma

bateria automotiva. Um enrolamento auxiliar com saída de tensão de 20Vcc e corrente de 4mA, será utilizado para alimentação do circuito de controle da chave.

Para garantir o funcionamento do equipamento com tensões entre 90Vca e 250Vca, o controle da chave utilizará modulação por largura de pulso (MLP ou PWM do inglês “*Pulse Width Modulation*”). Esta técnica de modulação permite que a frequência de chaveamento seja constante, alterando a largura do pulso devido a um controle da tensão de saída em malha fechada.

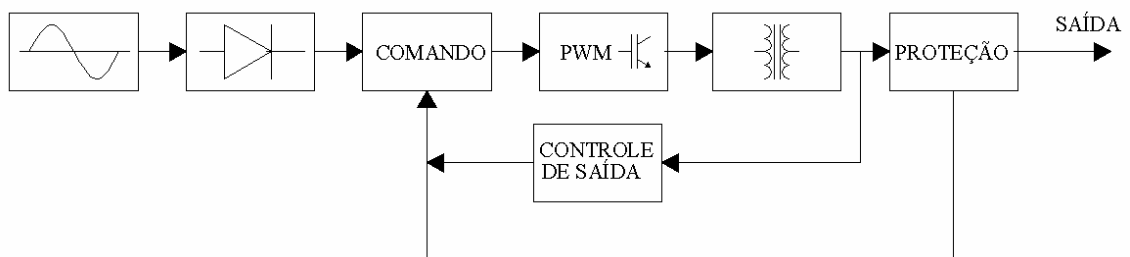


Figura 1.3 - Diagrama de blocos do circuito a implementar

1.4.1 Objetivos gerais

Desenvolver um carregador compacto para carga em bateria automotiva utilizando um conversor *flyback* quase-ressonante.

1.4.2 Objetivos específicos

- Revisar teoria sobre conversor *flyback*;
- Projetar carregador de bateria baseado na topologia do conversor *flyback*;
- Rever conceitos sobre baterias e seu comportamento em carga;
- Elaborar proteção para curto circuito das garras;
- Elaborar proteção para inversão de polaridade;
- Elaborar proteção contra sobrecarga;
- Confeccionar circuito impresso;
- Montar protótipo;
- Realizar ensaio para confirmar características do projeto.

1.5 Método de pesquisa

O método de pesquisa será de caráter exploratório experimental, visando levantar as teorias necessárias para projetar o conversor a que se propõe, utilizando para tal: livros, revistas, artigos, internet, entre outros.

Através da construção de um protótipo realizar-se-ão ensaios em laboratório para melhor análise do desempenho do conversor, ajustes e refinamento do projeto, e obtenção de resultados.

1.6 Estrutura do trabalho

O trabalho será constituído de quatro capítulos. O primeiro capítulo apresentará a proposta do projeto como introdução geral, e descreverá o problema que se pretende resolver, a justificativa, os objetivos que se pretende alcançar com o trabalho e o método de pesquisa.

O segundo capítulo se destina à revisão bibliográfica que fornecerá todo o embasamento teórico necessário ao desenvolvimento do projeto proposto. Entre os assuntos: topologia de conversores, baterias, tipos de carga e como funciona um conversor quase-ressonante.

O terceiro capítulo será o desenvolvimento do projeto com resultados obtidos através de ensaios em protótipo até os resultados experimentais.

No último capítulo serão apresentadas as conclusões gerais, baseadas em toda a pesquisa realizada e experiência adquirida ao longo do desenvolvimento do projeto.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Conversor *flyback*

O funcionamento do conversor *flyback*, é baseado na transferência da energia acumulada no indutor para a carga. Tendo o transformador a função de isolar galvanicamente o circuito, essa transferência nunca ocorre diretamente entre fonte e carga. Além de proporcionar isolamento elétrica, o transformador fornece a indutância necessária para as etapas de funcionamento.

Etapas de funcionamento do conversor *flyback*:

1ª etapa: Acumulação de energia (magnetização)

A chave S conduz, permitindo o fornecimento de energia da fonte para o indutor (enrolamento primário), no qual ocorre um acréscimo da corrente (acumulação de energia). Nesse instante, o diodo D encontra-se inversamente polarizado, de acordo com a Figura 2.1.

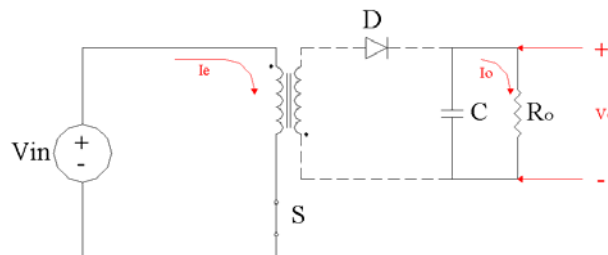


Figura 2.1 - Acumulação de energia

2ª etapa: Transferência de energia (desmagnetização)

No instante em que a chave S é bloqueada, ocorre a inversão no sentido da corrente no enrolamento secundário, para dessa forma, manter nula a tensão média no indutor. Essa inversão, proporciona a polarização e conseqüentemente a condução do diodo D, que passa a transmitir a energia armazenada no transformador para a saída, conforme Figura 2.2.

Enquanto a corrente no indutor for maior que a corrente de carga, a corrente que circula pelo diodo é entregue à carga, no momento em que elas se igualam, a corrente passa a ser entregue ao capacitor, possibilitando o carregamento do mesmo.

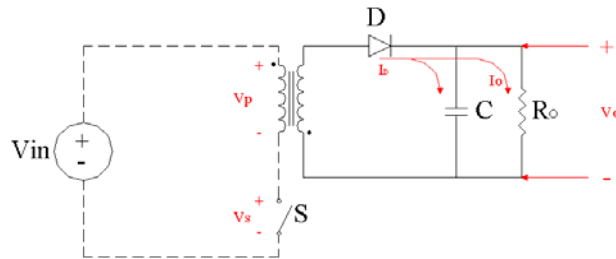


Figura 2.2 - Transferência de energia

Sendo a tensão de saída (V_o) refletida no primário:

$$V_p = \frac{N_p}{N_s} \cdot V_o \quad (2.1)$$

3ª etapa: Fim da desmagnetização

Com o bloqueio da chave S e do diodo D, o capacitor fornece energia à carga, conforme a Figura 2.3.

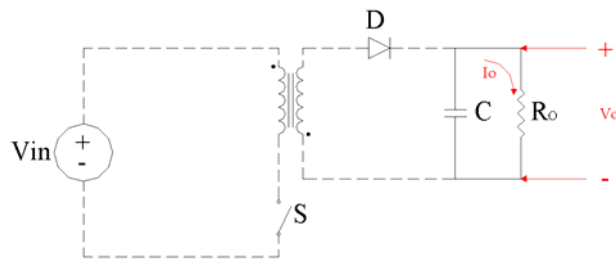


Figura 2.3 - Desmagnetização

$$V_o = V_c \quad (2.2)$$

- As formas de onda do conversor *flyback* são mostradas na Figura 2.4.

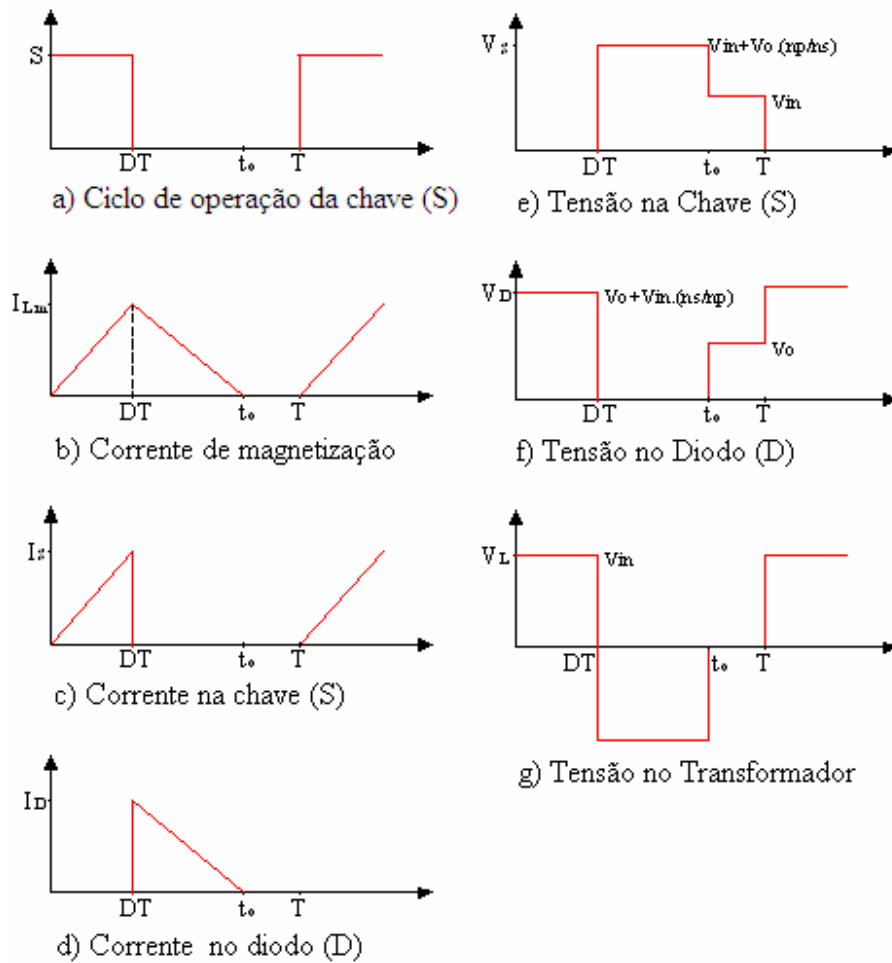


Figura 2.4 - Formas de onda do conversor *flyback*

2.2 Comutação ressonante

Nas topologias em que as chaves semicondutoras comutam a carga total a cada ciclo, estas ficam sujeitas a picos de potência que colaboram para a fadiga do componente, reduzindo sua vida útil (POMILIO, 2000).

Com o objetivo de diminuir estes efeitos, foram desenvolvidos circuitos em que a comutação da chave ocorre quando a tensão ou a corrente sobre ela é nula, ou seja, sem dissipação de potência. A este tipo de comutação dá-se o nome de comutação suave (do inglês

soft-commutation), podendo ser definida como ZVS (do inglês *Zero Voltage Switching*) ou ZCS (do inglês *Zero Current Switching*), de acordo com o tipo do circuito (POMILIO, 2000).

Estes circuitos possuem um filtro LC, que através do controle da chave, faz a tensão ou a corrente passarem periodicamente por zero, permitindo que a comutação ocorra sem dissipação de potência.

As desvantagens deste tipo de comutação são:

- A tensão máxima sobre os interruptores apresenta picos com dobro do valor da tensão CC.
- Como a comutação deve ocorrer quando a tensão é nula, não é possível o uso de PWM.

2.3 Comutação quase-ressonante

A principal limitação dos conversores precedentes é a não possibilidade de uso de PWM no acionamento da carga. Além disso, a presença de indutor em série com a alimentação, considerando níveis relativamente elevados da corrente, produz perdas significativas (que crescem com o quadrado da corrente), exigindo esforços para sua refrigeração e reduzindo a eficiência do conversor (POMILIO, 2000).

Os conversores quase-ressonantes associam às chaves semicondutoras um circuito ressonante (composto por um indutor e um capacitor) de modo que as mudanças de estado das chaves ocorram sempre sem dissipação de potência, seja pela anulação da corrente (ZCS), seja pela anulação da tensão (ZVS).

A Figura 2.5 mostra as configurações possíveis para produzir ressonâncias de tensão e corrente e obter uma comutação suave.

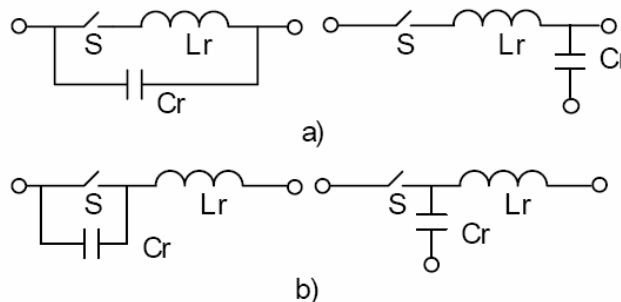


Figura 2.5 - Configurações possíveis: a) ZCS ; b)ZVS

Quando o conversor utiliza ZCS, a corrente produzida em uma malha ressonante flui através da chave, fazendo-a entrar e sair de condução sob corrente nula. A chave simples é substituída por uma outra que é associada ao capacitor C_r e ao indutor L_r . O indutor de filtro é suficientemente grande para considerar a corrente constante.

Quando o conversor utiliza ZVS, a tensão zero é obtida pela adição de um capacitor em paralelo com a chave, nesta configuração a capacitância interna da chave é somada a capacitância externa e utilizada para auxiliar a etapa de ressonância. O capacitor ressonante permanece em curto, enquanto a chave está conduzindo, a etapa de ressonância inicia quando a chave é aberta (TIMERSKI; VORPERIAN; LEE, 1989).

Devido à presença do capacitor ressonante em paralelo com chave, surge a possibilidade de desligamento da chave a qualquer momento sob tensão nula, ou seja, é possível fixar a frequência e utilizar PWM para controle da chave.

2.3.1 Princípio de operação do *flyback* quase-ressonante

O conversor CC-CC do tipo *flyback* é de relevante funcionalidade, uma vez que permite atuação em uma larga faixa de tensão de entrada e isolamento entre fonte e carga. Com um reduzido número de componentes e apenas uma chave de controle é possível desenvolver este conversor.

Um circuito básico foi apresentado na Figura 1.1, no qual a relação de transformação é dada por $N:1$. A indutância L_r e a capacitância C_r , formam o circuito ressonante, no qual a indutância do transformador esta incluída em L_r e, a capacitância de saída da chave esta incluída em C_r .

A indutância de magnetização do transformador é usada para armazenar energia, e esta é considerada de valor grande o suficiente para manter constante a corrente I_M .

As formas de onda de operação deste circuito são apresentadas nas figuras a seguir, antes de um instante t_0 , a chave S esta conduzindo e V_{in} é aplicado no enrolamento primário do transformador. O diodo D_{SCH} está inversamente polarizado, e a corrente I_M circula através de S , de acordo com a Figura 2.6.

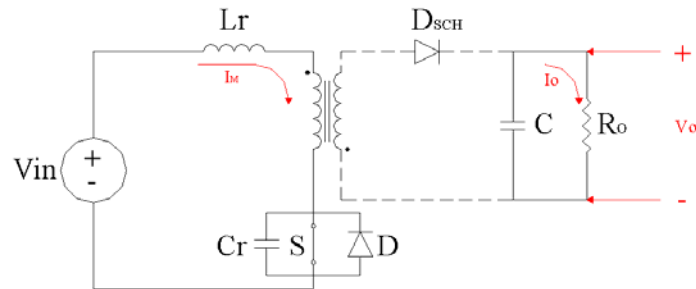


Figura 2.6 - Corrente de magnetização

No instante t_0 a chave S é desligada e a corrente I_M faz com que a tensão v_{ds} aumente linearmente, em t_1 v_{ds} é igual a $V_{in} + NV_o$, e D_{SCH} é diretamente polarizado. Neste momento Lr e Cr iniciam a etapa de ressonância. Durante esta etapa a tensão na chave atinge o valor de pico, conforme a Figura 2.7.

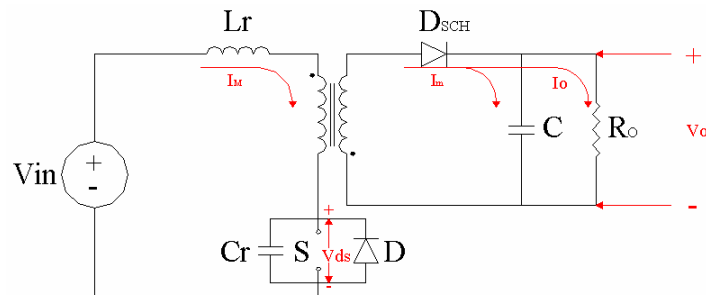


Figura 2.7 - Ressonância entre Lr e Cr

A ressonância entre Cr e Lr faz com que a tensão diminua até zero em t_2 , neste instante a chave é ligada, e a tensão $V_{in} - NV_o$ é aplicada no indutor Lr, fazendo a corrente aumentar linearmente. Quando a corrente i_{Lr} que circula pelo indutor for igual a I_M , o diodo D_{SCH} é inversamente polarizado, conforme a Figura 2.8.

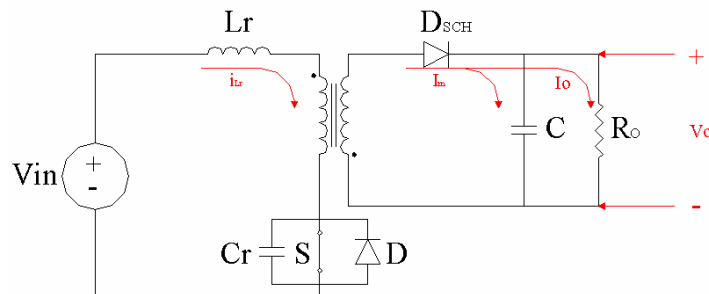


Figura 2.8 - Corrente no indutor Lr

As formas de onda são apresentadas na Figura 2.9. Nos intervalos t_4 e t_5 , a chave S conduz a corrente de magnetização, para garantir a comutação com tensão zero, a chave S deve ser ligada quando D_{SCH} está conduzindo, ou seja, nos intervalos t_2 e t_3 .

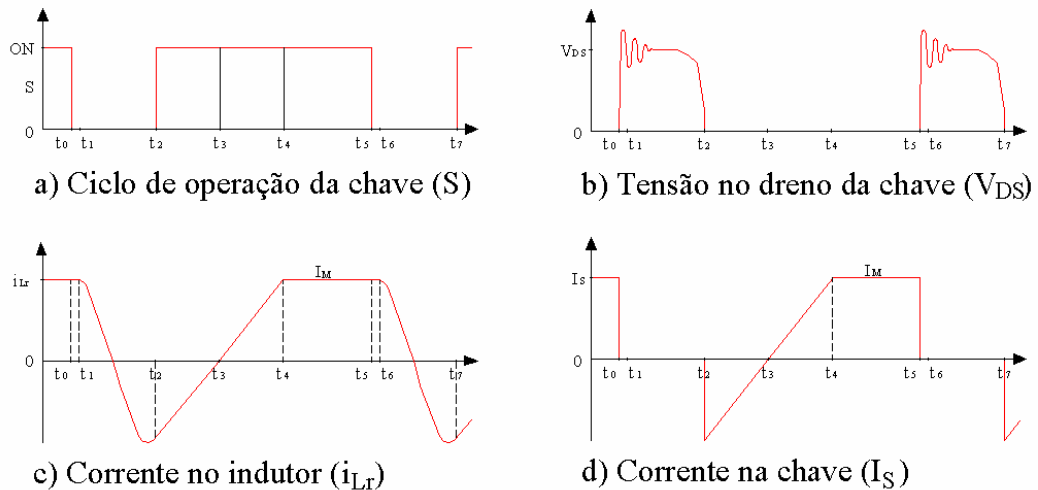


Figura 2.9 - Etapas de operação do conversor *flyback*

2.4 Baterias

2.4.1 Conceito

Da necessidade de armazenamento de energia, já datada de alguns séculos, mas também da fácil utilização e disponibilidade desta em casos emergenciais, se fez necessário o desenvolvimento de um dispositivo apto a realizar determinada função.

Tal equipamento denominado bateria, ou acumulador, originou-se tendo como principal característica, a capacidade de conversão de energia química para a elétrica e vice-versa, como também o seu armazenamento (KARASINSKI; DIAS, 2003).

2.4.2 Tipos de baterias

No universo das baterias, constata-se a existência de uma grande variedade de modelos. Quanto ao quesito construtivo, elas podem ser do tipo seladas, ou não-seladas, estas também conhecidas por baterias reguladas por válvulas. Para fins de escolha dentre essas opções, a diferença está na emissão, ou não, de gases ao meio ambiente e na quantidade de manutenções necessárias (STA, 2004).

Por outro lado, levando-se em conta a composição química, podem-se ressaltar alguns dos modelos de baterias mais utilizadas atualmente. São elas: bateria de níquel cádmio (NiCd), bateria de níquel metal hidreto (NiMh), bateria chumbo-ácido, bateria de Lítio-Íon e a de Lítio-Íon Polímero.

Com o intuito de ilustrar, algumas das suas diferenças, quanto às especificações técnicas, tem-se a Tabela 2.1.

2.5 Bateria chumbo-ácido

De acordo com a Tabela 2.1, faz-se importante destacar a bateria de chumbo-ácido, tendo em vista que esta compõe o desenvolvimento do projeto.

As baterias do tipo chumbo-ácido foram os primeiros modelos para uso comercial. Essas baterias têm uma ampla aplicabilidade, já que são primordialmente encontradas em carros e outros tipos de veículos, mas também em sistemas de luz de emergência, no-breaks, equipamentos hospitalares (STA, 2004).

Conforme já mencionado, esses acumuladores podem ser encontrados em dois modelos: selados, ou não-selados (STA, 2004).

Tabela 2.1 - Especificações técnicas (STA, 2006)

	NiCd	NiMh	Li-Ion	Li-Íon Polímero	Chumbo-Ácido
Densidade de Energia (Wh/kg)	45-80	60-120	110-160	100-130	30-50
Resistência Interna (miliOhm)	100-200 Pack 6V	200-300 Pack 6V	150-250 Pack 7,2V	200-300 Pack 7,2V	<100 Pack 12 V
Ciclo de Vida (80% da capacidade inicial)	1500	500-1000	500-1000	300-500	200-300
Tempo para Carga Rápida	1 hora	2 a 4 hs	2 a 4 hs	2 a 4 hs	8 a 16 hs
Tolerância para Sobrecarga	Moderada	Baixa	Muito Baixa	Baixa	Alta
Auto-Descarga Mensal (na temperatura ambiente)	20%	30%	10%	10%	5%
Tensão da Célula	1,25V	1,25V	3,6V	3,6V	2V
Corrente de Carga -Pico - Melhor Resultado	20C 1C	5C 0,5C	>2C 1C	>2C 1C	5C 0.2C
Temperatura de operação (somente descarga)	-40 a 60°C	-20 a 60°C	-20 a 60°C	0 a 60°C	-20 a 60°C
Manutenção	30 a 60 dias	60 a 90 dias	Não é necessário	Não é necessário	3 a 6 meses
Comparação de Custo Pack 7,2V – U.S.A.	\$ 50	\$60	\$100	\$100	\$25
Custo por ciclos	\$0,04	\$0,12	\$0,14	\$0,29	\$0,10
Usada comercialmente desde	1950	1990	1991	1999	1970

Destacam-se, relativamente, quando comparadas aos demais, uma vez que apresentam a maior economia, uma alta durabilidade, o que se evidencia pela resistência a um grande número de ciclos de recargas, porém apresentam certa limitação, do ponto de vista construtivo, pois em determinadas situações podem apresentar um peso elevado (MORIMOTO, 2006).

2.5.1 Estruturação

Tais acumuladores são compostos pelos principais elementos, quais sejam: a placa positiva (material ativo), placa negativa, que no caso das baterias de chumbo-ácido, são placas formadas por chumbo e óxido de chumbo, e ácido sulfúrico atuando como eletrólito, sendo estes destinados a geração de corrente elétrica (BROSSET; BODEREAU, 2004).

Tais estruturas podem ser ilustradas, de acordo com a Figura 2.10:

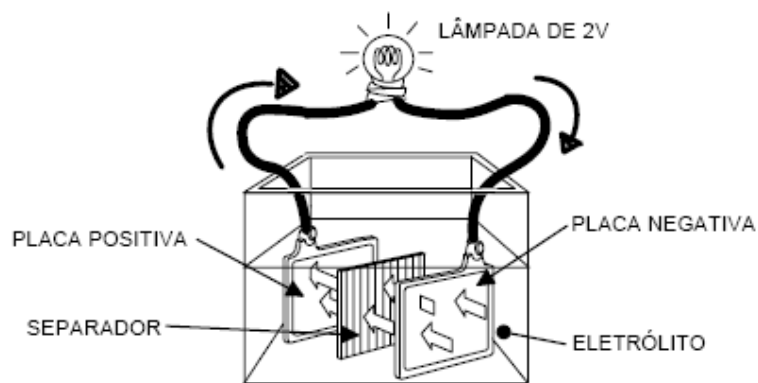


Figura 2.10 - Esquemático básico de uma bateria (MBT, 2004)

2.5.2 Princípio de funcionamento

Importante mencionarmos o funcionamento da bateria de chumbo-ácido, que dentro de seus processos padrões realizam-se as etapas de carga e a descarga.

Na chamada etapa de carga, também denominada de fase de armazenamento de energia, o acumulador passa por processos químicos envolvendo seus componentes básicos, nos quais a

corrente flui do terminal negativo para o positivo, caracterizando de tal modo a transformação da energia elétrica em energia química (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Já na etapa de descarga, esse fluxo apresenta um sentido inverso, do terminal positivo para o negativo, evidenciando-se uma transformação da energia química para elétrica, suprindo-se da melhor maneira a solicitação por parte de qualquer dispositivo (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Tais processos ficam bem elucidados, de acordo com a Figura 2.11:

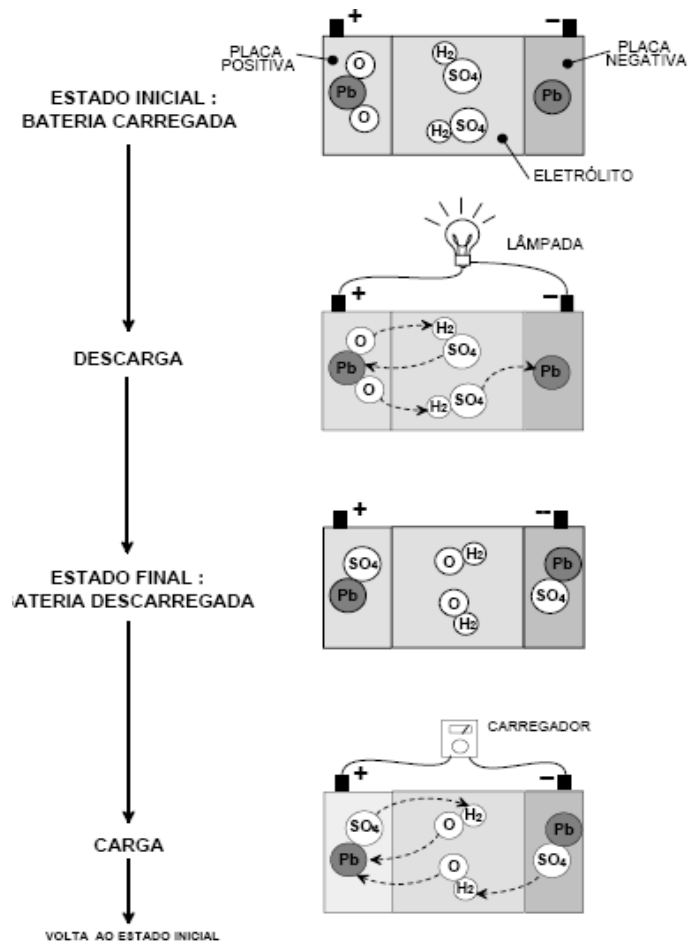


Figura 2.11 - Representação do processo de carga e descarga (MBT, 2004)

2.5.3 Tensão, corrente e capacidade de descarga

A fim de um melhor entendimento a respeito das baterias e de seu funcionamento em si, deve-se ter conhecimento de duas importantes grandezas: tensão nominal e corrente nominal.

Quanto à tensão nominal de um acumulador, toma-se nota de que esta, nunca será igual ao valor da célula quando carregada. Isso ocorre em virtude do valor nominal de uma bateria que é determinado pelo produto do número de células, que estão conectadas em série, pela devida tensão nominal dessas células (SCHUCH, 2001).

Quando da utilização de uma bateria de chumbo-ácido o valor nominal dessas células é de aproximadamente 2,0V (SCHUCH, 2001).

Quanto ao funcionamento, salienta-se uma característica relevante, a relação existente entre a tensão nominal desses elementos que compõem a bateria, versus o estado de carga, correspondente a energia armazenada (ROCHA, 2002).

A partir deste panorama, determina-se uma relação quase linear, que mostra uma diminuição da tensão nesses componentes em função do consumo de energia (ROCHA, 2002).

A respeito da corrente nominal, esta se apresenta, inclusive, grande participação na atividade padrão de uma bateria. Pode-se observar uma importante relação entre a corrente de descarga (I_n) com a capacidade nominal da bateria (C_n), conforme equação abaixo (SCHUCH, 2001):

$$I_n = \frac{C_n}{t_n} \quad (2.3)$$

Nota-se que a capacidade e a corrente são valores inversamente proporcionais, por isso, uma menor corrente de descarga acarretará numa maior capacidade de carga, evidenciando-se um bom rendimento do equipamento (ROCHA, 2002).

O que não ocorre na situação inversa, ou seja, na presença de alto valor de corrente durante o tempo de descarga, acaba por ocasionar numa capacidade de carga pequena e conseqüentemente, num rendimento debilitado (ROCHA, 2002).

No mais, deve-se observar que, para a averiguação desses dados, principalmente a capacidade, devem ser atendidas algumas exigências definidas universalmente, na qual o

acumulador deve operar a uma corrente constante, numa temperatura comum (25°C), e uma tensão final típica no valor de 1,75V por elemento (ROCHA, 2002).

2.5.4 Temperatura e seus efeitos

A temperatura tem papel primordial na vida útil e no funcionamento da bateria, ainda mais por se tratar de um dispositivo eletroquímico, pois ele fica subordinado às alterações deste fator. Uma bateria, independentemente do seu modelo, apresenta um valor nominal de 25°C, sendo que a mesma suporta até 45°C (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Todavia, o controle da temperatura apresenta benefícios e desvantagens, por exemplo: do aumento da temperatura, tem-se a redução da resistência interna, por isso, há um aumento da capacidade da bateria (SCHUCH, 2001).

Por outro lado, esse aumento provoca o acréscimo na velocidade das reações químicas gerando uma maior corrosão das placas.

Além disso, acaba por ocasionar um crescimento nas auto-descargas o que prejudica ainda mais o rendimento da bateria (SCHUCH, 2001).

É possível evidenciar a influência da temperatura em uma bateria por meio da Figura 2.12:

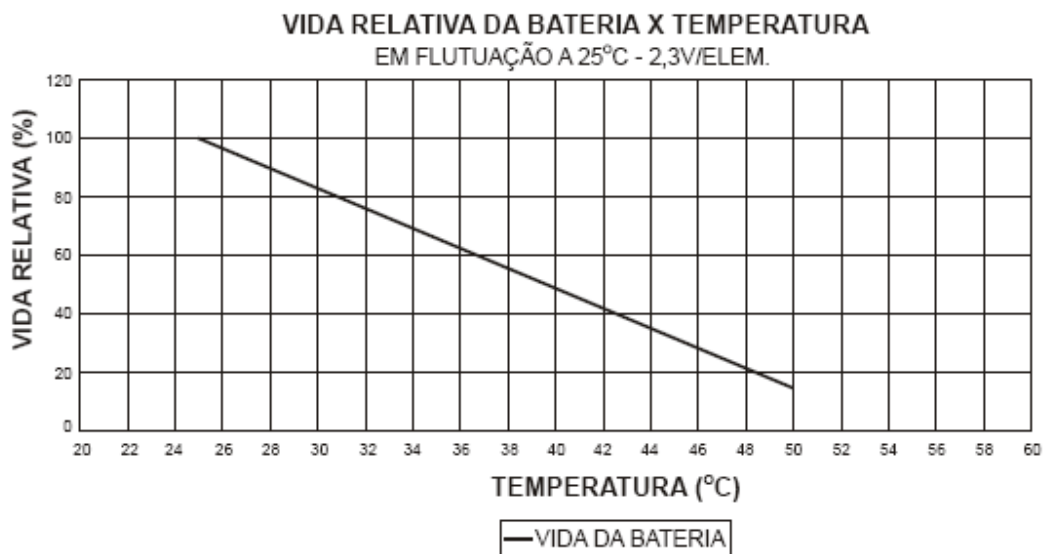


Figura 2.12 - Influência da temperatura na vida útil de uma bateria (UNICOBA, 2000)

2.5.5 Auto-descarga

A bateria, naturalmente, envolve processos químicos, que participam de forma efetiva das etapas de transformação de energia. Dentre os processos, existe um em particular, chamado de auto-descarga (KARASINSKI; DIAS, 2003).

A auto-descarga decorre de transformações naturais e constantes nas placas positiva e negativa do acumulador, estando a bateria conectada à carga ou não (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Com efeito, o acumulador acaba tendo uma queda de sua carga total. Para tal situação é possível se utilizar de dois processos: um processo de recarga periódica, ou por método de flutuação (ROCHA, 2002).

2.5.6 Regime de descarga

Da análise do processo de descarga da bateria, é importante averiguar como essas descargas ocorrem, uma vez que, elas influenciam significativamente na vida útil e no rendimento dos acumuladores.

Verificando as baterias que utilizam válvulas surge a identificação da seguinte problemática: durante o período de flutuação a bateria pode ser danificada ainda mais, caso haja uma solicitação antes de se alcançar a carga total (ROCHA, 2002).

Isso ocorre por que elas não podem sofrer múltiplas e sucessivas descargas, já que para restabelecer a energia a níveis normais, necessita-se que haja trabalho em torno da tensão de flutuação, o que acaba por tomar um demasiado tempo.

Em relação aos acumuladores do tipo estático, quando solicitados por parte de algum equipamento, existe a necessidade da bateria estar com a capacidade para qual foi desenvolvida (ROCHA, 2002).

Além disso, o acompanhamento nessas solicitações é fundamental, de modo a impedir que no decorrer da descarga, não sejam alcançados valores abaixo daqueles pré-estabelecidos, efeito esse denominado de descarga profunda, o qual pode ocasionar danos irreversíveis, e por sua vez, reduzir a sua vida útil.

2.6 Tipos de carga

Na esfera dos acumuladores podem-se constatar diversos modos de carga, como: carga de equalização, carga a corrente constante, carga com tensão constante, carga em dois estágios, carga com agitação de eletrólito, carga profunda e carga de flutuação (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Todavia, todas essas citadas ficam sujeitas ao estudo das principais características da bateria, tais como: o tipo do acumulador, e o modo de funcionamento (KARASINSKI; DIAS, 2003).

2.6.1 Carga de equalização

Esta modalidade de carga surge da necessidade de correção de valores de densidade do fluido que compõe a bateria e da sua tensão, quando essa realmente existir, tendo como meta a verificação e alcance de seus parâmetros nominais (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Entretanto, esse processo deve ser realizado com muita atenção e mediante acompanhamento técnico, pois o consumo de água excessivo prejudica a sua vida útil e a capacidade nominal (KARASINSKI; DIAS, 2003).

O tipo de carga acima mencionado pode ser utilizado para se alcançar os valores de fábrica, ou, quando se tem uma grande urgência para se obter uma recarga rápida, ou ainda, quando se constatar que os valores de tensão de flutuação para os elementos estão abaixo dos níveis normais (ROCHA, 2002).

Enfim, para fins de utilização recomenda-se, independentemente de qualquer motivo, que a sua utilização seja aplicada no mais curto espaço de tempo e na supervisão da temperatura (KARASINSKI; DIAS, 2003).

2.6.2 Carga a corrente constante

Esta modalidade tem como função promover um carregamento rápido, porém também exige o acompanhamento de um operador (SCHUCH, 2001).

Isso ocorre devido ao grande aumento de temperatura decorrente da circulação de uma corrente acima do valor nominal (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Em virtude disso, para se evitar qualquer tipo de dano à bateria por essa elevação de temperatura (valores acima de 45°C), deve ocorrer o monitoramento e a manutenção dos valores, de modo que eles sempre fiquem abaixo do limite (KARASINSKI; DIAS, 2003).

2.6.3 Carga com tensão constante

Nesta aplicação, não há a necessidade de um operador, uma vez que os controles de corrente e tensão são desempenhados pelo carregador em valores previamente ajustados (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Este processo apresenta uma maior confiabilidade, pois tendo sido finalizada a carga, mantém-se a corrente em valores mínimos, de tal modo que não ocorram muitas gaseificações e a manutenção da temperatura (SCHUCH, 2001).

Num instante inicial, calibra-se o carregador em valores determinados de tensão final, ao mesmo tempo em que se aplica uma corrente inicial em valores também já definidos (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Da comparação entre as tensões do carregador com a da bateria, percebe-se que conforme aquela vai tornando-se menor, a corrente tende a alcançar o seu valor final, mantendo-se de tal modo, e conservando o estado do acumulador (KARASINSKI; DIAS, 2003).

2.6.4 Carga em duas etapas

O emprego desse método dá-se num primeiro instante com a aplicação de uma corrente com 20% do valor da capacidade em regime de 8h (C8), mas ao mesmo tempo limita-se a tensão ao valor máximo de 2,37Vcc por elemento (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Tendo sido alcançado esse valor, tem-se início o segundo momento, no qual o carregador faz um controle da corrente utilizada remanejando-a para aproximadamente 4% de C8, enquanto que a tensão ficará limitada a 2,60Vcc por elemento (SCHUCH, 2001).

A utilização dessa carga, bem como a sua eficiência, fica sujeita ao estado em que se encontra a capacidade da bateria, quando esta for conectada ao carregador (KARASINSKI; DIAS, 2003).

2.6.5 Carga profunda

Esta metodologia tem como a premissa a utilização de corrente constante, todavia sem bloqueio para valores de tensão (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Costuma-se utilizar essa carga para baterias que se encontram com a vida útil já debilitada, e preferencialmente como última escolha, pois esta acaba por exigir muito do acumulador (SCHUCH, 2001).

Tal procedimento ocorre por meio de dois processos, sendo que primeiro ajusta-se a corrente inicial para valores de 10 a 20A para cada 100A.h da capacidade nominal, então, mantém-se a mesma constante, até se alcançar a gaseificação (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Na continuidade chega-se ao valor de 2,4Vcc por elemento de tensão de gaseificação, quando a corrente deve sofrer uma redução para em torno de 3 a 5A, e assim, sustenta-se esse valor até que se obtenham os valores desejados (KARASINSKI; DIAS, 2003).

2.6.6 Carga de flutuação

A carga de flutuação resume-se como um estado de manutenção da carga da bateria, no qual se busca manter o nível de tensão dentro da plena carga, já que esse patamar pode ser alterado devido às auto-descargas, ou por demandas solicitadas por equipamentos (SCHUCH, 2001).

Para que se realize, é fundamental que a bateria encontre-se no estado de carregamento total, ao mesmo tempo em que se aconselham valores entre 2,15 a 2,2Vcc por elemento, entretanto, essa precisão fica a mercê da funcionalidade entre o carregador e a bateria, bem como demais fatores externos, como faltas de energia e outros (KARASINSKI; DIAS, 2003).

2.7 Processo de carregamento

A carga de uma bateria, assim como a sua descarga, são os procedimentos primordiais para a manutenção e preservação de sua vida útil (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Quando ocorre uma carga, há a transformação da energia elétrica, da qual se supre o acumulador, para a energia química. E, no caso da descarga, ou seja, quando da solicitação de energia por parte de uma carga conectada ao circuito externo da bateria, tem-se a inversão dos processos, de energia química para elétrica caracterizada pela diminuição da concentração do eletrólito (KARASINSKI; DIAS, 2003).

Entretanto, para que uma bateria seja considerada em estado de plena carga deve-se verificar se todas as conversões nas formas de energias acima mencionadas ocorreram (ROCHA, 2002).

Para isso, é necessário que se ateste a não alteração da tensão da célula, assim como o valor da densidade do eletrólito por um período de duas horas, configurando que todo o material ativo (placas) foi utilizado (ROCHA, 2002).

O procedimento padrão do carregamento de bateria apresenta certa complexidade, tendo em vista que certos cuidados devem ser tomados para que sejam evitados danos.

Numa fase inicial, e considerando que a bateria encontra-se quase totalmente descarregada, utiliza-se um carregador que a alimente fornecendo uma corrente de carga constante, sendo esta dependente das características do carregador, a qual pode assumir grandes valores (BROSSET; BODEREAU, 2004).

Ao mesmo tempo percebe-se um aumento gradativo de tensão, que depende das condições em que se encontra a bateria, totalmente descarregada ou não (BROSSET; BODEREAU, 2004).

Com o intuito de que haja uma continuidade no armazenamento de energia, é fundamental que seja realizado um controle da corrente de carga, caso contrário, essa corrente sofrerá um decréscimo brusco podendo alcançar o valor nulo o que ocasionaria a interrupção do carregamento.

Tendo sido feito esse controle, durante 1 a 3 horas, chega-se a um nível de carregamento de 75 a 80% da capacidade nominal, também nesse momento a tensão alcança um determinado

valor, e o eletrólito da bateria começa a borbulhar, o que demonstra a não aceitação de mais carga por parte da mesma (BROSSET; BODEREAU, 2004).

Visando sanar tal dificuldade, e assim se evitando qualquer tipo de malefício aos elementos do acumulador, faz-se uma pequena redução no valor de tensão alcançado, quando se tem início uma segunda etapa, presenciada pela tensão constante.

Nesse período, com duração em torno de 8 a 10 horas, a tensão é mantida constante, enquanto a corrente decresce gradativamente até alcançar aproximadamente 1% da capacidade nominal, ao mesmo tempo em que a bateria recebe o restante da energia correspondente, em torno de 20% (BROSSET; BODEREAU, 2004).

Cessada a segunda fase, tem início a importante tarefa de manutenção dos valores da tensão, a fim de se evitar a mínima eletrólise possível. Por esse motivo, encontra-se um valor chamado de tensão de flutuação (BROSSET; BODEREAU, 2004).

A tensão de flutuação tem como objetivo sustentar qualquer bateria em sua carga plena por um tempo indeterminado, caso ela não esteja sendo utilizada, enquanto que, a corrente gerada é suficientemente pequena, porém capaz de balancear as perdas por fenômenos naturais nos acumuladores (auto-descarga).

Essas fases acima descritas ficam mais bem elucidadas conforme Figura 2.13:

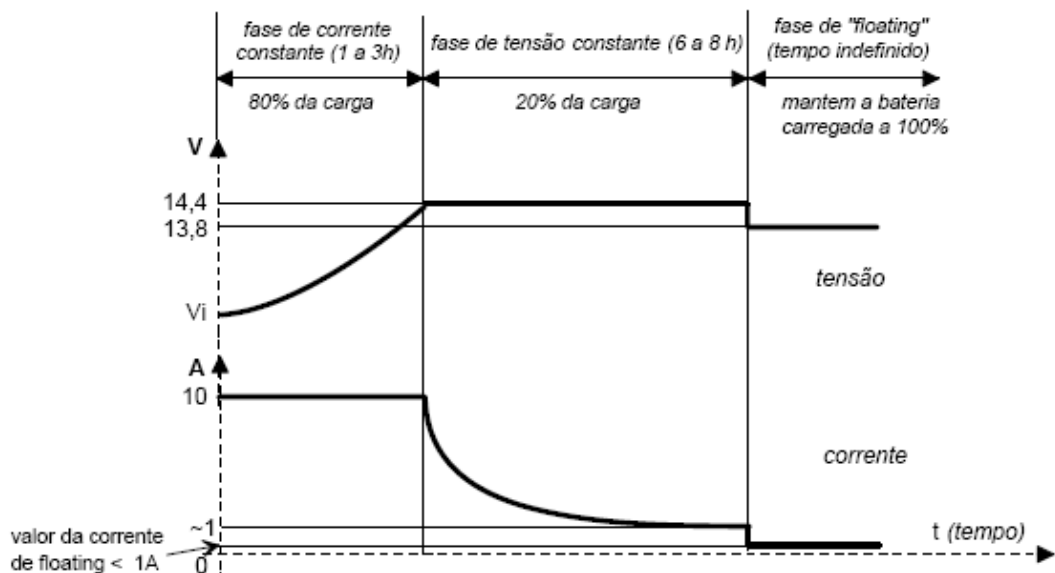


Figura 2.13 - Curvas do processo de carregamento (MBT, 2004)

2.8 Projeto do conversor

2.8.1 Procedimento para cálculo do conversor

Este é um procedimento proposto pela Fairchild, para projeto de um conversor quase-ressonante utilizando a chave da serie FSCQ.

1) Definindo parâmetros do conversor

-Tensão de linha mínima (V_{Lmin});

-Tensão de linha máxima (V_{Lmax});

-Frequência de linha (f_L);

-Potência de saída máxima (P_O);

-Rendimento estimado (E_f): O rendimento de conversão de potência deve ser estimado para calcular a máxima potência de entrada.

Com o rendimento estimado, a máxima potência de entrada é dada por:

$$P_{in} = \frac{P_O}{E_f} \quad (2.4)$$

O fator de ocupação da carga para múltiplas saídas, é definida para cada uma delas como:

$$K_{L(n)} = \frac{P_{O(n)}}{P_O} \quad (2.5)$$

$P_{O(n)}$ é a máxima potência de saída para o enésimo enrolamento de saída. Para saídas simples $K_{L(1)}=1$. Isto é, define que V_O é a saída de referência regulada pelo controle de realimentação no modo de operação normal.

2) Definir o capacitor de entrada (C_{DC}) e a variação da tensão.

O capacitor de entrada é selecionado como 2-3 μ F por Watt da potência de entrada para variação de entrada universal (85-265Vca). Com o capacitor de entrada selecionado, a mínima tensão é obtida:

$$V_{DC_{\min}} = \sqrt{2 \cdot (V_{L_{\min}})^2 - \frac{P_{in} \cdot (1 - D_{ch})}{C_{DC} \cdot f_L}} \quad (2.6)$$

C_{DC} : capacitor de entrada,

D_{ch} : é a razão cíclica proporcional para C_{DC} ser carregado como definido na Figura 2.14 que mostra a oscilação da tensão de entrada, e é normalmente 0,2.

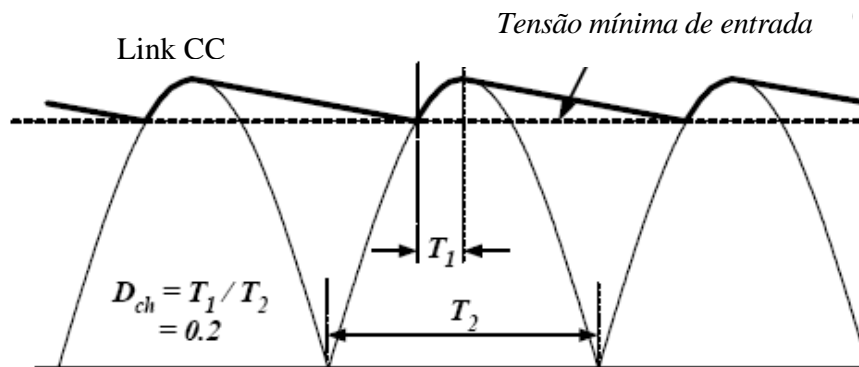


Figura 2.14 - Tensão de entrada (Fairchild, 2005)

A máxima tensão do link CC é dada por:

$$V_{DC_{\max}} = \sqrt{2} \cdot V_{L_{\max}} \quad (2.7)$$

3) Determinar a tensão de saída refletida (V_{RO})

A Figura 2.15 mostra as formas de onda da tensão de dreno do conversor *flyback* quase-ressonante. Quando o MOSFET deixa de conduzir, a tensão de entrada contínua (V_{DC}), junto com a tensão de saída refletida para o primário (V_{RO}) são impostas ao MOSFET e a máxima tensão nominal no MOSFET é:

$$V_{ds_{\text{nom}}} = V_{DC_{\max}} + V_{RO} \quad (2.8)$$

O valor de V_{DCmax} é especificado na equação (2.7). Aumentando V_{RO} , as perdas capacitivas de chaveamento e as perdas por condução são reduzidas. Mas, esse aumento de tensão causa fadiga no MOSFET como mostrado na Figura 2.15. Assim, V_{RO} deve ser determinado por uma comparação entre a margem de tensão do MOSFET e a eficiência. Considera-se V_{RO} entre 120 e 180Vcc tal que $V_{ds(norm)}$ seja de 490 a 550Vcc (75 a 85% do limite da chave).

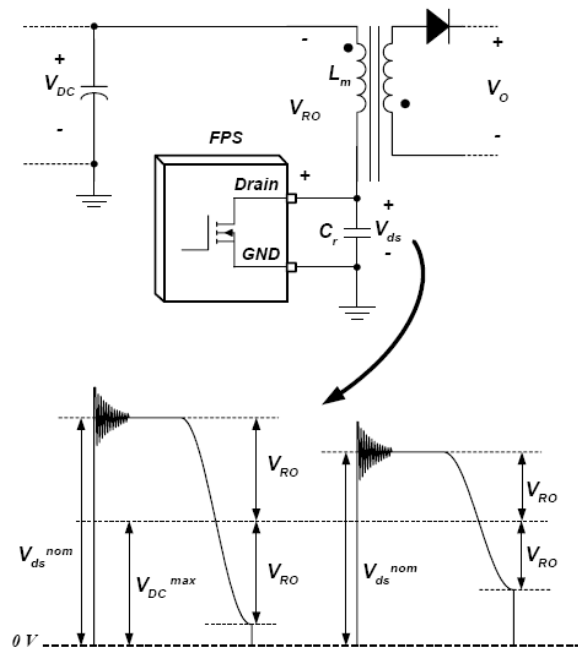


Figura 2.15 - Tensão refletida na chave (Fairchild, 2005)

4) Determinar a indutância (L_m) do lado primário do transformador.

A Figura 2.16 mostra as formas de onda, da corrente de dreno do MOSFET, da corrente do diodo do secundário e a tensão de dreno de um conversor quase-ressonante. Durante T_{OFF} , a corrente flui através do diodo retificador do lado secundário e a tensão de dreno do MOSFET é grampeada em $(V_{DC} + V_{RO})$. Quando a corrente do secundário reduz a zero, a tensão de dreno decresce devido à ressonância entre o capacitor efetivo de saída do MOSFET e a indutância (L_m) do primário. Para reduzir as perdas no chaveamento, o circuito é projetado para ligar o MOSFET quando a tensão de dreno atingir a tensão mínima ($V_{DC} - V_{RO}$).

Para determinar a indutância (L_m) do lado primário, devem ser determinadas as seguintes variáveis.

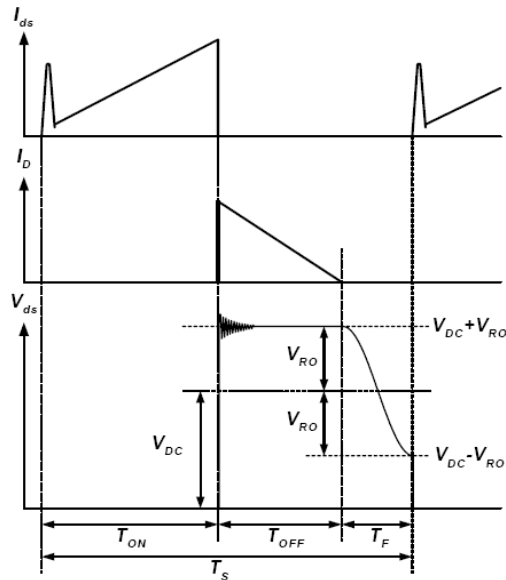


Figura 2.16 - Formas de onda na chave (Fairchild, 2005)

Frequência mínima de chaveamento (f_{Smin}): a frequência mínima de chaveamento ocorre nas condições de tensão de entrada mínima e plena carga, que deve ser maior do que a mínima frequência de chaveamento da chave (20kHz). Aumentando f_{Smin} , o tamanho do transformador pode ser reduzido. Embora, isso resulte no aumento das perdas na chave. Assim determina-se f_{Smin} por uma comparação entre perda no chaveamento e tamanho do transformador. Pode-se considerar f_{Smin} em torno de 25kHz.

Como mostrado na Figura 2.16, o tempo de queda da tensão de dreno do MOSFET é metade do período de ressonância da capacitância efetiva de saída do MOSFET e a indutância do primário. O aumento de T_F causa um aumento do capacitor ressonante (C_r) resultando no aumento de perdas no chaveamento. O valor usual para T_F é 2-2,5 μ s.

Depois de determinados f_{Smin} e T_F , a razão cíclica máxima calculada é:

$$D_{max} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{DCmin}} \cdot (1 - f_{Smin} \cdot T_F) \quad (2.9)$$

O valor de V_{DCmin} é especificado pela equação (2.6). Então, a indutância do primário é obtida por:

$$L_m = \frac{(V_{DCmin} \cdot D_{max})^2}{2 \cdot f_{Smin} \cdot P_{in}} \quad (2.10)$$

Sendo P_{in} , V_{DCmin} e D_{max} especificados nas equações (2.4), (2.6) e (2.9) respectivamente e f_{Smin} é a frequência mínima de chaveamento.

Uma vez determinado L_m , a máxima corrente de pico, e corrente RMS (eficaz) do MOSFET, no modo de operação normal são obtidas:

$$I_{ds\ pico} = \frac{V_{DCmin} \cdot D_{max}}{L_m \cdot f_{Smin}} \quad (2.11)$$

$$I_{ds\ rms} = \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \cdot I_{ds\ pico} \quad (2.12)$$

Os valores de V_{DCmin} , D_{max} e L_m são especificados nas equações (2.6), (2.9) e (2.10) respectivamente e f_{Smin} é a frequência mínima de chaveamento.

5) Escolher a chave FPS apropriada considerando a potência de entrada e a corrente de pico do dreno.

Com o resultado da máxima corrente de pico do dreno, pela equação (2.11), escolher a chave da qual o nível da corrente limite (I_{LIM}) é maior do que I_{dspico} . Desde que a chave tenha $\pm 12\%$ de tolerância de I_{LIM} , deverá haver uma margem para I_{LIM} quando escolhido o dispositivo apropriado.

A escolha da chave se deu por meio da Tabela 2.2:

Tabela 2.2 - Modelos de chave relacionados às potências nominais da saída

Maximum Output Power					
PRODUCT	230VAC ±15%	85-265Vac	I _{LIM} (A)		
			Min	Typ	Max
FSCQ0565RT	70 W	60 W	3.08	3.5	3.92
FSCQ0765RT	100 W	85 W	4.4	5	5.6
FSCQ0965RT	130 W	110 W	5.28	6	7.84
FSCQ1265RT	170 W	140 W	6.16	7	7.84
FSCQ1465RT	190 W	160 W	7.04	8	8.96
FSCQ1565RT	210 W	170 W	7.04	8	8.96
FSCQ1565RP	250 W	210 W	10.12	11.5	12.88

6) Determinar o núcleo apropriado e o número mínimo de voltas para o primário.

Para desenvolver o transformador, considera-se a variação da densidade de fluxo máximo (ΔB) na operação normal, bem como a máxima densidade de fluxo (B_{\max}). A máxima densidade de fluxo na operação normal está relacionada com as perdas por histerese no núcleo enquanto que a máxima densidade de fluxo está relacionada com a saturação do núcleo.

Com o núcleo escolhido, o número mínimo de voltas para o primário a fim de evitar sobre temperatura no mesmo é dado por:

$$N_{P_{\min}} = \frac{L_m \cdot I_{ds_{\text{pico}}}}{\Delta B \cdot Ae} \cdot 10^6 \quad (2.13)$$

Ae é a área da seção transversal do núcleo do transformador em mm^2 e ΔB é a variação máxima de densidade de fluxo, em Tesla. Se não houver referência, usar ΔB entre 0,25 e 0,30 T.

Caso a corrente de dreno do MOSFET exceda $I_{ds_{\text{pico}}}$ e alcance I_{LIM} na transição ou condição de falta, o transformador deve ser projetado para não saturar. Assim, a densidade de fluxo máxima (B_{\max}) quando a corrente de dreno alcança I_{LIM} deve ser também considerada como:

$$N_{P_{\min}} = \frac{L_m \cdot I_{LIM}}{B_{\max} \cdot Ae} \cdot 10^6 \quad (2.14)$$

O número de voltas para o primário deve ser menor que o valor de $N_{P_{\min}}$ obtido das equações (2.13) e (2.14).

7) Determinar o número de voltas para cada saída e para o circuito auxiliar V_{cc} .

- Calcular a relação de transformação (n) entre o enrolamento primário e o enrolamento de referência de saída (V_O)

$$n = \frac{V_{RO}}{V_O + V_{FI}} \quad (2.15)$$

Tendo V_O como referência de saída, que é regulada pelo controle de realimentação na operação normal. E V_{FI} é a queda de tensão no diodo D_{R1} .

Então, determinar um fator apropriado para N_{S1} , de forma que o resultado de N_P seja maior que $N_{P(\min)}$:

$$N_P = n \cdot N_{S1} > N_{P(\min)} \quad (2.16)$$

O valor de N_{S1} será o número de voltas do enrolamento de saída de referência.

Para determinar o número de voltas para outras saídas, quando há saídas múltiplas:

$$N_{S(n)} = \frac{V_{O(n)} + V_{F(n)}}{V_{O1} + V_{F1}} \cdot N_{S1} \quad (2.17)$$

O valor de $V_{O(n)}$ será o da n ésima saída e $V_{F(n)}$ é a queda de tensão no diodo $D_{R(n)}$ na mesma.

- Enrolamento Vcc

Para minimizar o consumo do circuito, a chave FSCQ possui uma operação em modo de espera (do inglês *standby*). Nesta situação as tensões nas saídas têm seus valores reduzidos.

$$K_{\text{DROP}} = \frac{V_{\text{O2(stby)}} + V_{\text{F2}}}{V_{\text{O2(normal)}} + V_{\text{F2}}} \quad (2.18)$$

Ilustrando V_{F2} é a queda de tensão no diodo D_{R2} da saída 2, $V_{\text{O2(normal)}}$ é a tensão na saída V_{O2} no modo normal e $V_{\text{O2(stby)}}$ é a tensão de saída 2 no modo de espera.

Como (V_{a}) tensão auxiliar Vcc é produzida com a razão de K_{DROP} , V_{a} no modo normal é obtida:

$$V_{\text{a}} = \frac{V_{\text{a(stby)}} + V_{\text{Fa}}}{K_{\text{DROP}}} - V_{\text{F2}} \quad (2.19)$$

E $V_{\text{a(stby)}}$ é a mínima tensão no modo de espera, que deve ser maior do que a tensão de bloqueio Vcc da chave (em geral 9V).

Nota-se que, a corrente de operação é reduzida no modo de espera, assim como a queda de tensão através de R_{CC} é desprezível. É típico ter uma margem de tensão de 2 a 3V quando se determina $V_{\text{a(stby)}}$.

Depois de determinado V_{a} , o número de voltas para o enrolamento Vcc é obtido:

$$N_{\text{a}} = \frac{V_{\text{a}} + V_{\text{Fa}}}{V_{\text{O1}} + V_{\text{F1}}} \cdot N_{\text{S1}} \quad (2.20)$$

E V_{fa} é a queda de tensão no diodo D_{a} .

-Vcc em modo de espera (R_{CC})

A corrente consumida pela chave FPS no modo de operação normal é dada por:

$$I_{cc} = I_{op} + I_{drv} \quad (2.21)$$

A corrente de operação (I_{op}) é a corrente requerida para operação do CI, é dada pelo fabricante e I_{drv} é a corrente no gatilho do MOSFET dada a seguir:

$$I_{drv} = V_{cc} \cdot C_{iss} \cdot f_s \quad (2.22)$$

Sendo C_{iss} a capacitância de entrada do MOSFET. Quando determinar I_{drv} , é usual considerar que V_{cc} é igual a V_z (18V) e $f_s = 90\text{kHz}$.

A condição para o resistor R_{CC} é dada por:

$$R_{CC} < \frac{V_{CO} - V_z}{I_{CC}} \quad (2.23)$$

A dissipação do R_{CC} no modo normal de operação é dada por:

$$P_a = \frac{(V_{CO} - V_z)^2}{R_{CC}} \quad (2.24)$$

Sendo V_z a tensão de condução do zener, normalmente 18V.

8) Determinar o resistor de partida (R_{str}).

A média da corrente mínima fornecida através do resistor de partida é dada por:

$$I_{SUP(média)} = \left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{Lmin}}{\pi} - \frac{V_{START}}{2} \right) \cdot \frac{1}{R_{str}} \quad (2.25)$$

O valor de V_{START} é a tensão que dá início ao chaveamento, é igual a 15V e R_{str} deve ser escolhido tal que a $I_{SUP(média)}$ seja maior que a máxima corrente de partida ($I_{START(máxima)} = 50\mu A$).

O tempo máximo de partida é determinado:

$$T_{str(max)} = C_e \cdot \frac{V_{START}}{I_{SUP(média)} - I_{START(max)}} \quad (2.26)$$

Sendo C_e o capacitor efetivo V_{CC} ($C_{a1} + C_{a2}$).

Uma vez determinado o resistor R_{str} , a máxima potência de dissipação no mesmo é obtida:

$$P_{str} = \frac{1}{R_{str}} \cdot \left(\frac{(V_{Lmax})^2 + (V_{START})^2}{2} - \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{START} \cdot V_{Lmax}}{\pi} \right) \quad (2.27)$$

9) Determinar o diâmetro do fio para cada enrolamento baseado na corrente eficaz (RMS) de cada saída.

A corrente eficaz do secundário do n ésimo enrolamento:

$$I_{sec(n)RMS} = I_{dsRMS} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{D_{max}}} \cdot \frac{V_{RO} \cdot K_{L(n)}}{V_{O(n)} + V_{F(n)}} \quad (2.28)$$

A densidade de corrente normalmente é $5A/mm^2$ quando o fio for longo ($>1m$). Quando o fio é curto com pequeno número de voltas, a densidade de corrente pode ser de 6 a $10 A/mm^2$.

Evitando usar fio com diâmetro maior que 1mm para evitar perdas de corrente, tão bem como fazer mais fácil o enrolamento. Para altas correntes de saída, é recomendado usar enrolamentos paralelos com múltiplos fios finos para minimizar o efeito pelicular.

Verificar se a área da janela do enrolamento do núcleo, A_w (Figura 2.17) é suficiente para acomodar o número de espiras. A área da janela (A_{wr}) é dada por

$$A_{wr} = \frac{A_c}{K_F} \quad (2.29)$$

Tal que, A_c é a área do condutor e K_F é o fator de preenchimento, tipicamente 0,3. Se a janela requerida (A_{wr}) é maior que a área da janela atual (A_w), voltar para o item 6 e trocar o núcleo para um maior. Às vezes, é impossível trocar o núcleo devido aos custos ou restrições de tamanho. Nesses casos, reduzindo V_{RO} ou aumentando $f_{S(\min)}$, que reduz a indutância (L_m) do lado primário e o número de voltas mínimo para o primário ($N_{P(\min)}$).

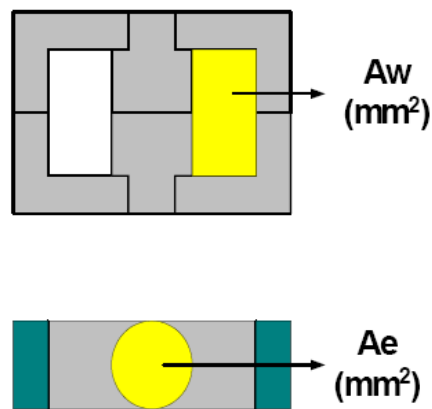


Figura 2.17 - Núcleo do transformador (Fairchild, 2005)

10) Escolher os diodos retificadores apropriados do lado secundário, baseado nos valores de tensão e corrente.

A máxima tensão reversa e corrente eficaz do diodo retificador ($D_{R(n)}$) da n ésima saída é obtido:

$$V_{D(n)} = V_{O(n)} + \frac{V_{DC(\max)} \cdot (V_{O(n)} + V_{F(n)})}{V_{RO}} \quad (2.30)$$

$$I_{D(n)} = I_{ds(RMS)} \sqrt{\frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}} \cdot \frac{V_{RO} \cdot K_{L(n)}}{(V_{O(n)} + V_{F(n)})}} \quad (2.31)$$

As margens de tensão e corrente típicas para os diodos retificadores são as seguintes:

$$V_{RRM} > 1,3 \cdot V_{D(n)} \quad (2.32)$$

Sendo V_{RRM} a máxima tensão reversa que o diodo deve suportar.

$$I_F > 1,5 \cdot I_{D(n)} \quad (2.33)$$

E I_F é a corrente média do diodo.

11) Determinar os capacitores de saída considerando os picos de corrente e tensão

A corrente de *ripple* para capacitor da enésima saída é obtida:

$$I_{CAP(n)} = \sqrt{(I_{D(n)})^2 - I_{O(n)}^2} \quad (2.34)$$

Sendo que $I_{O(n)}$ é a corrente de carga da enésima saída. A corrente de *ripple* deve ser menor que a máxima corrente especificada pelo capacitor. A tensão de *ripple* da enésima saída é dada por:

$$\Delta V_{O(n)} = \frac{I_{O(n)} \cdot D_{MÁX}}{C_{O(n)} \cdot f_{S(min)}} + \frac{I_{dspico} \cdot V_{RO} \cdot R_{C(n)} \cdot K_{L(n)}}{(V_{O(n)} + V_{F(n)})} \quad (2.35)$$

De modo que $C_{O(n)}$ é a capacitância da saída e $R_{C(n)}$ a resistência série efetiva (ESR) do capacitor de saída.

12) Circuito de sincronização

O valor de pico do sinal no pino *sync*, e definido pelo divisor de tensão R_{SY1} e R_{SY2} .

$$V_{\text{sync}} = \frac{R_{\text{SY}2}}{R_{\text{SY}2} + R_{\text{SY}1}} \cdot V_a \quad (2.36)$$

Sendo V_a a tensão do enrolamento auxiliar em modo normal de operação. O divisor de tensão deve ser definido tal que, o valor da tensão de pico no pino de sincronização seja menor que a tensão de proteção por sobretensão (OVP), para evitar a atuação da proteção quando em operação normal. Para sincronizar o V_{sync} com a tensão de dreno do MOSFET, o capacitor de *sync* (C_{SY}) deve ser escolhido tal que T_F é o mesmo que T_Q como mostrado na Figura 2.18.

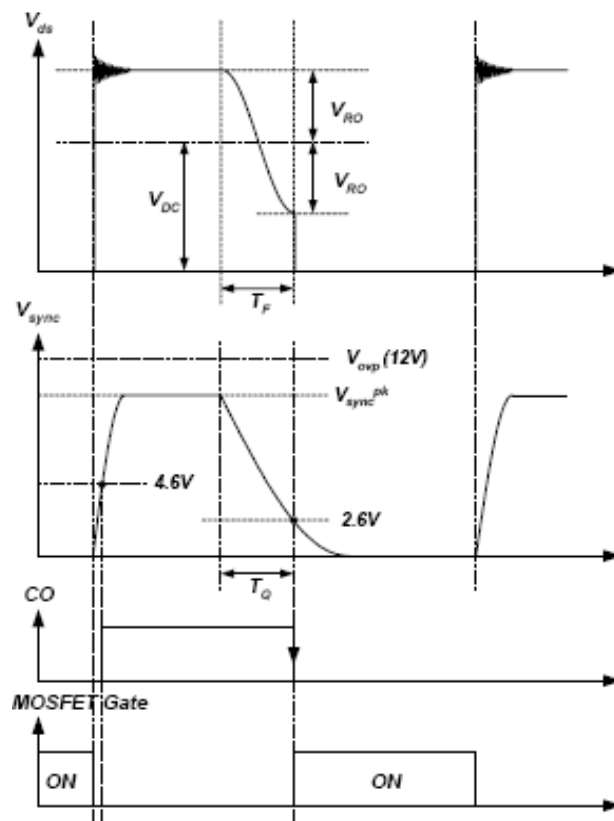


Figura 2.18 - Ondas no pino *sync* (Fairchild, 2005)

Os tempos são definidos por:

$$T_F = \pi \cdot \sqrt{L_m \cdot C_{eo}} \quad (2.37)$$

$$T_Q = R_{SY2} \cdot C_{SY} \cdot \ln \left(\frac{V_a}{2,6} \cdot \frac{R_{SY2}}{R_{SY2} + R_{SY1}} \right) \quad (2.38)$$

Considerando que C_{eo} é a associação do capacitor de saída efetivo do MOSFET e do capacitor de ressonância ($C_{oss} + C_r$).

13) Operação em modo de controle de saída

Para minimizar o consumo de potência no modo de espera, a chave FSCQ emprega um modo de operação com controle da saída, uma vez que FPS entra neste modo, a tensão de saída e a frequência de chaveamento são reduzidas. A Figura 2.19 abaixo mostra um exemplo de circuito de controle para regular a queda de tensão na saída.

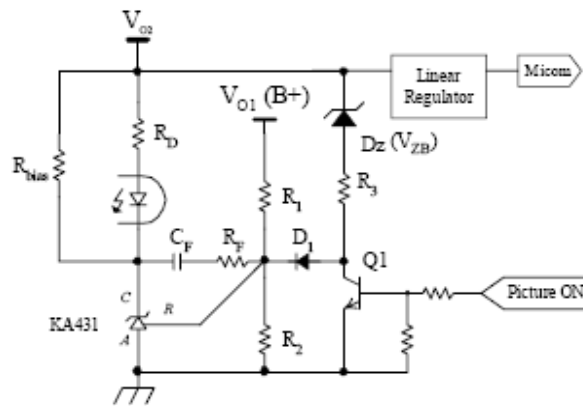


Figura 2.19 - Circuito de realimentação (Fairchild, 2005)

O sinal aplicado em *picture on* aciona o transistor Q_1 , que isola R_3 , Dz e D_1 do circuito de realimentação. Assim, somente V_{O1} é regulado pelo circuito de realimentação, em modo normal de operação e é determinado por:

$$V_{O1} = 2,5 \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (2.39)$$

A Figura 2.20 mostra as formas de onda no modo de espera, nessa condição o sinal no transistor Q_1 é retirado, com R_3 , Dz , e D_1 atuando no pino de referencia do KA431. Se R_3 é muito menor que R_1 , V_{O2} é dominante na realimentação. Antes de V_{O2} cair para V_{O2stby} , a tensão

no pino de referência do KA431 é maior que $2,5V_{cc}$, que faz aumentar a corrente através do opto-acoplador. Nesse instante a tensão de realimentação (V_{fb}) da chave faz parar o chaveamento, uma vez parado o chaveamento V_{O2} decresce, e por sua vez alcança V_{O2stby} , a corrente que atravessa o opto-acoplador decresce, permitindo a elevação da tensão de realimentação. Quando a tensão de realimentação alcança $0,4V_{cc}$, a chave retoma o funcionamento com um pico de corrente pré-determinado no dreno. Considerando que a queda de tensão no diodo D_1 é $0,5V_{cc}$, o valor de V_{O2stby} será dado por:

$$V_{O2(stby)} = V_{ZB} + 0,5 + 2,5 \quad (2.40)$$

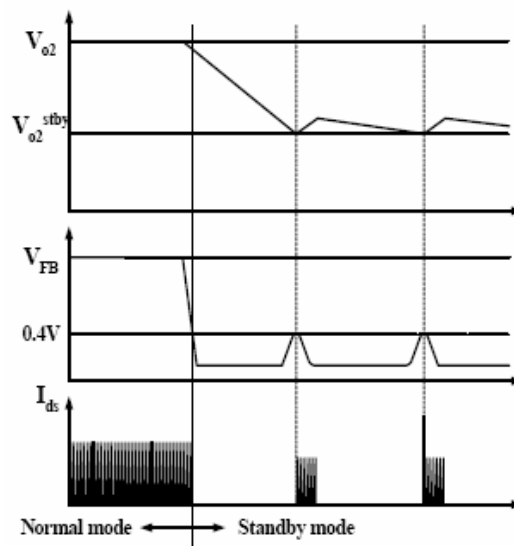


Figura 2.20 - Operação em modo de espera (Fairchild, 2005)

14) Circuito do controle da realimentação

Quando a chave entra em modo de corrente controlada, como mostrada na Figura 2.21, o ciclo de realimentação pode ser facilmente implementado através de um pólo e um zero como circuito de compensação, o fator de controle da corrente (K) da chave é definido como:

$$K = \frac{I_{pico}}{V_{fb}} = \frac{I_{LIM}}{V_{fb sat}} \quad (2.41)$$

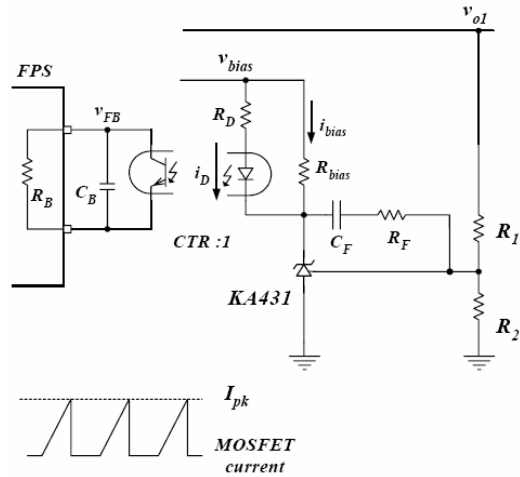


Figura 2.21 - Circuito de controle (Fairchild, 2005)

Para que a menor variação da tensão seja percebida pelo circuito de realimentação são introduzidos V_{fb} e V_O . Para o conversor *flyback* quase-ressonante, a função de transferência para o controle da saída usando modo de corrente controlada é dado por:

$$G = \frac{V_O'}{V_{fb}'} = \frac{K \cdot R_L \cdot V_{DC} \cdot (N_P/N_{S1}) \cdot (1 + s/W_z)(1 - s/W_{rz})}{2 \cdot (2 \cdot V_{RO} + V_{DC}) \cdot (1 + s/W_p)} \quad (2.42)$$

Sendo R_L a resistência efetiva total da carga de saída controlada, definida como V_{O1}^2/P_O .

Os pólos e zeros da equação (2.42), são definidos como:

$$W_z = \frac{1}{R_{C1} \cdot C_{O1}}$$

$$W_{rz} = \frac{R_L \cdot (1 - D)^2}{D \cdot L_m \cdot (N_{S1}/N_P)^2}$$

$$W_p = \frac{(1 + D)}{R_L \cdot C_{O1}}$$

Sendo R_{C1} a resistência série efetiva de C_{O1} (capacitor da saída V_{O1}).

Quando o conversor tem mais de uma saída, a baixa frequência da função de transferência de controle é proporcional à combinação em paralelo de todas as resistências de carga, ajustada pelo quadrado da relação de transformação. Portanto, a resistência de carga efetiva é usada na equação (2.42), em vez da carga atual da resistência de V_{O1} . Notar que há um zero (W_{rz}) no plano direito (do inglês, *right half plane* RHP) na função de transferência para controle de saída da equação (2.42). Porque o zero no plano direito reduz a fase em 90 graus, a frequência de cruzamento deve ser colocada abaixo do zero RHP.

A Figura 2.22 mostra o comportamento da função de transferência para diferentes tensões de entrada, mostra o sistema de pólos e zeros juntos com o ganho DC. O ganho é maior na condição de tensão de entrada elevada e o zero de RHP é menor na condição de baixa tensão de entrada.

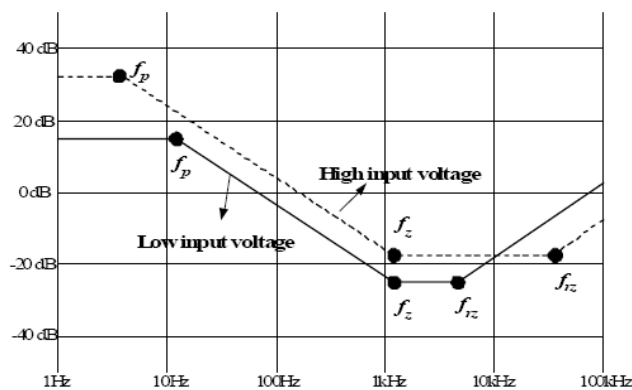


Figura 2.22 - Ganho em função da tensão de entrada (Fairchild, 2005)

A Figura 2.23 mostra a resposta da função de transferência para diferentes cargas, mostra que o ganho entre f_p e f_z não muda para cargas diferentes e o zero de RHP é menor na condição de plena carga.

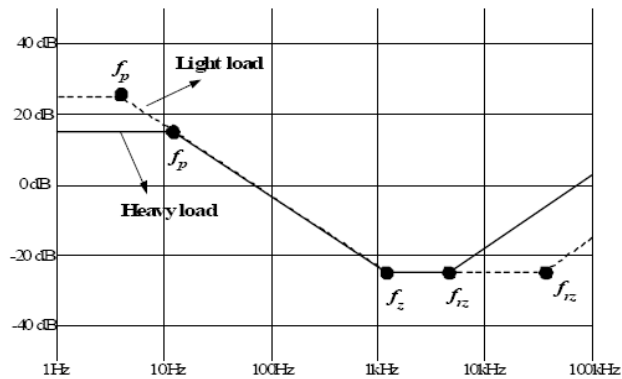


Figura 2.23 - Comportamento da saída em função da carga (Fairchild, 2005)

A função de transferência da rede de compensação da Figura 2.21 é obtida:

$$\frac{V_{fb}'}{V_{Ol}'} = -\frac{W_i}{s} \cdot \frac{(1 + s/W_{zc})}{1 + s/W_{pc}} \quad (2.43)$$

Sendo:

$$W_i = \frac{R_B \cdot CTR}{R_1 \cdot R_D \cdot C_F}$$

$$W_{zc} = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$$

$$W_{pc} = \frac{1}{R_B \cdot C_B}$$

Sendo R_B o resistor interno de realimentação da chave FPS, que é tipicamente $2,8k\Omega$, e CTR é a corrente de transferência proporcional para o opto-acoplador.

Quando a tensão de entrada e a corrente de carga apresentam uma grande oscilação, determinando o pior caso, é difícil o desenvolvimento da realimentação. O ganho, junto com pólos e zeros, varia de acordo com as condições de operação.

Uma solução simples para esse problema, é o desenvolvimento de realimentação para baixa tensão de entrada e condição de plena carga, com fase e margem de ganho suficiente. O zero RHP é menor em baixa tensão de entrada e condição de plena carga. O ganho aumenta somente em 6dB, quando a condição de operação é alterada de baixa tensão de entrada para condições de alta tensão de entrada, dentro das condições universais de entrada.

Os procedimentos para o desenvolvimento da realimentação são os seguintes:

- a) Estabelecer a frequência de cruzamento (f_c) abaixo de 1/3 do zero RHP, para minimizar os efeitos do mesmo. Estabelecer a frequência cruzamento abaixo da metade da mínima frequência de chaveamento.
- b) Determinar o ganho DC do compensador (W_i/W_{zc}) para cancelar o ganho do controle da saída em f_c .
- c) Colocar o zero do compensador (f_{zc}) em torno de $f_c/3$.
- d) Colocar o pólo do compensador (f_{pc}) em torno de $3f_c$.

Quando determinado o componente de circuito de realimentação, existem algumas restrições:

- a) Desenvolver o divisor de tensão da malha de R_1 e R_2 para garantir 2,5V para o pino de referência de KA431. A relação entre R_1 e R_2 é dada por:

$$R_2 = \frac{2,5 \cdot R_1}{V_{O1} - 2,5} \quad (2.44)$$

- b) O capacitor (C_B) conectado no pino de realimentação é relacionado para o tempo de desligamento em atraso na condição de sobrecarga por:

$$T_{\text{delay}} = \frac{(V_{SD} - 2,5) \cdot C_B}{I_{\text{delay}}} \quad (2.45)$$

E V_{SD} é a tensão de realimentação no desligamento e I_{delay} é a corrente de desligamento em atraso, e seus valores típicos são $V_{SD}=7,5V$ e $I_{delay}=5\mu A$.

Em geral, o atraso típico para a maioria das aplicações é de 20ms a 30ms aproximadamente. Pelo fato de C_B também determinar os pólos de alta frequência (W_{pc}) do compensador da função de transferência como mostrado na equação (2.43), um capacitor C_B muito grande pode limitar um controle de banda por colocar o pólo W_{pc} em frequências muito baixas. Típicos valores para C_B são 10nF à 50nF.

- c) Os resistores R_{bias} e R_D utilizados juntos com o opto-acoplador H11A817A e o regulador *shunt* KA431 devem ser destinados para fornecer corrente de operação apropriada para o KA431, e para garantir a oscilação completa da tensão de realimentação para o dispositivo FPS escolhido. No geral, a mínima tensão de cátodo e corrente para o KA431 são 2,5V e 1mA, respectivamente. Assim, R_{bias} e R_D devem ser determinados para satisfazer as seguintes condições:

$$\frac{V_{bias} - V_{OP} - 2,5}{R_D} > I_{FB} \quad (2.46)$$

$$\frac{V_{OP}}{R_{bias}} > 1mA \quad (2.47)$$

Sendo V_{bias} a tensão em KA431 e V_{OP} é a queda de tensão do opto-acoplador, tipicamente 1V. I_{fb} é a corrente de realimentação da chave FPS, que é usualmente 1mA.

2.9 Conclusão

A comutação da carga em tensão nominal é crítica quando se refere à perdas na chave de potência. Além de expor a chave a um nível de tensão alto nos instantes de comutação. Em geral os circuitos que apresentam maior nível de potência de saída e frequências de chaveamento não acima de 20kHz. Neste trabalho mostrou-se que a técnica de comutação quase-ressonante, permite que a chave utilize PWM para controle da tensão de saída. Associado esta técnica à topologia do conversor *flyback*, surge à possibilidade de uma larga faixa de tensão de entrada, que é um requisito importante em fontes chaveadas. A utilização da chave da série FSCQ, permite que o circuito seja compacto e trabalhe com um número reduzido de componentes. Esta série de componentes apresentam algumas funções de proteção integrada, e o controle de PWM.

CAPÍTULO 3

DESENVOLVIMENTO

O processo de desenvolvimento do conversor *flyback* quase-ressonante associado à utilização da chave FSCQ1565RT constituiu-se dos seguintes circuitos: entrada, controle, proteção e saída, conforme diagrama de blocos representado no item 1.2.

3.1 Chave FSCQ1565RT

A chave utilizada para desenvolvimento do circuito, apresenta uma série de características que permitem a sua implementação. Projetada para garantir o chaveamento com mínima tensão no dreno utilizando a técnica de comutação quase-ressonante.

Desenvolvida para aplicações sensíveis a ruídos, esta série de chaves apresenta o controle de PWM integrado a chave de potência. Com uma frequência mínima de chaveamento de 20kHz podendo chegar a 90kHz. Além de proteções que podem ser implementadas com uma quantidade reduzida de componentes.

A Figura 3.1 apresenta o modelo da chave e a pinagem da mesma. Sendo:

1. Pino de potência do MOSFET, conectado ao primário do circuito;
2. Pino para referência de tensão zero;
3. Alimentação da chave tanto na partida como em funcionamento normal;
4. Responsável pela realimentação da chave, para controle da tensão de saída e desligamento da chave em caso de sobrecarga.
5. Realiza a sincronização da chave, para que se obtenha a comutação quase-ressonante.

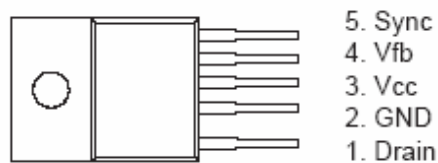


Figura 3.1 - Série de Chaves FSCQ

Após o desenvolvimento do circuito é possível optar pelo modelo que atenda as especificações de corrente, potência, etc. Com valores entre 60W e 250W, para tensão de entrada universal.

3.2 Circuito de entrada

A malha de entrada é composta por um retificador onda completa, o circuito de partida e o enrolamento auxiliar do transformador. Inicialmente, aplica-se uma tensão (V_{in}) nos terminais de entrada, que terá valores variando entre 90 a 250Vca.

Antes da chave FSCQ1565RT iniciar o seu processo de chaveamento, a corrente proveniente da entrada (CA), alimenta o capacitor externo (C13), o qual está conectado ao pino Vcc, como mostra a Figura 3.2. Ao mesmo tempo, a entrada também fornece uma corrente de $25\mu A$, que atende a um instante pré chaveamento.

Quando C13 alcança o valor de $V_{START} = 15V$ (tensão mínima para partida), o circuito FSCQ inicia o seu funcionamento normal, consumindo uma corrente de 4mA.

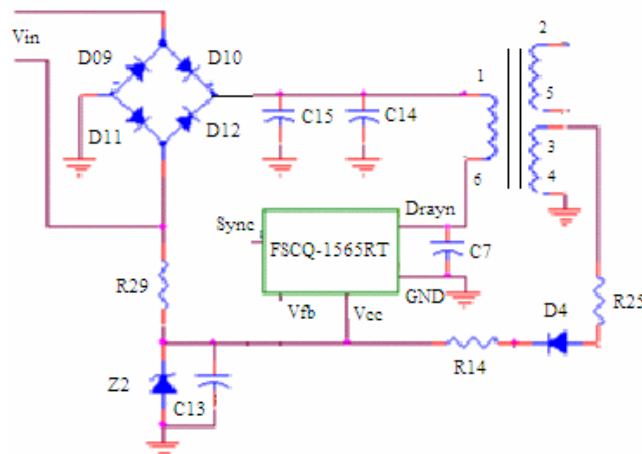


Figura 3.2 - Circuito de partida

Após a partida da chave, os diodos D9, D10, D11 e D12 retificam a tensão de entrada, que promove o carregamento dos capacitores C15 e C14. Por conseguinte, a operação normal da chave será mantida pelo enrolamento auxiliar do transformador.

Todavia, caso a tensão V_{cc} sofra uma queda abaixo da tensão de parada ($V_{STOP}=9V$), ocasionará o bloqueio do pino V_{cc} , garantindo então a operação estável do circuito integrado de controle (Figura 3.3).

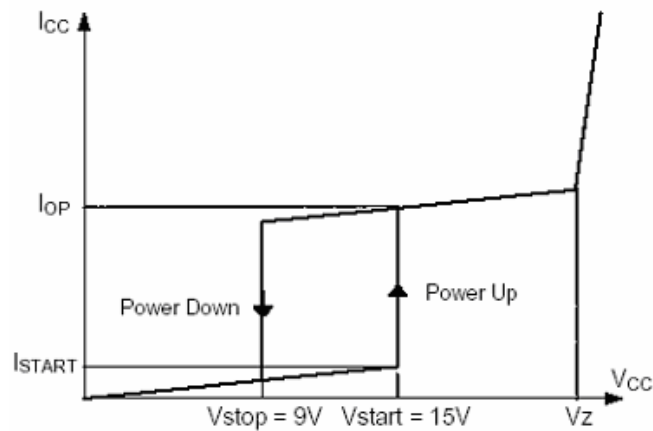


Figura 3.3 - Relação entre corrente consumida e tensão V_{cc} (Fairchild, 2005)

3.3 Circuito de controle

A parte referente ao controle do conversor é formada pelos seguintes circuitos: a sincronização e o de realimentação.

3.3.1 Circuito de sincronização

No que diz respeito à malha responsável pela sincronização, sabe-se que a chave utilizada (FSCQ1565RT), implementa uma tecnologia de chaveamento quase-ressonante, visando minimizar perdas na comutação. Para isso é utilizado um capacitor ($C7$) entre o dreno e *source* da chave, de acordo com a Figura 3.4.

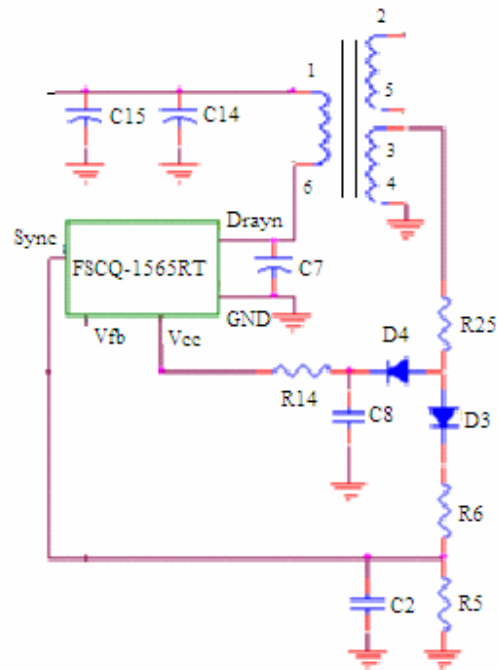


Figura 3.4 - Circuito de sincronização

Em razão do princípio de funcionamento do capacitor, o mesmo não sofrerá uma variação instantânea de tensão, amenizando assim a elevação desta variável no dreno.

Buscando reduzir as perdas pelo acionamento da chave, o MOSFET deve ser ligado quando a tensão no dreno alcançar seu mínimo valor, vide Figura 3.5.

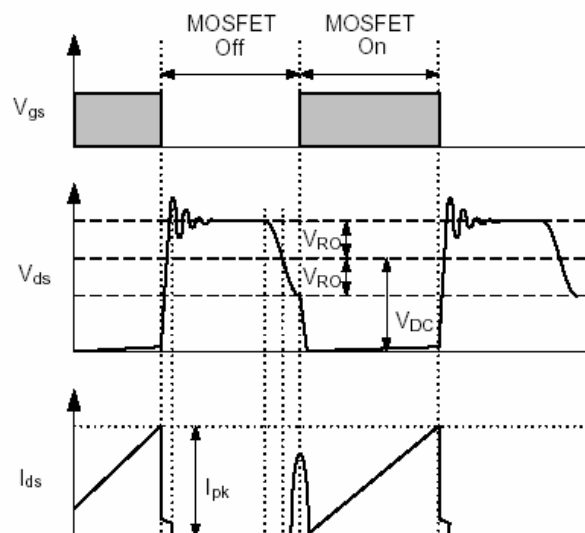


Figura 3.5 - Formas de onda em operação quase-ressonante (Fairchild, 2005)

Devido ao monitoramento da tensão no enrolamento auxiliar e do conhecimento das relações de transformação, a mínima tensão presente no dreno é indiretamente detectada.

De modo geral, o conversor quase-ressonante apresenta uma limitação na aplicação de uma ampla faixa de carga. Isso ocorre porque numa situação de baixa carga, tem-se uma alta frequência de operação, o que por sua vez repercute numa elevada perda durante as comutações.

Em contrapartida, para contornar esta limitação, a chave emprega um modo de comutação quase-ressonante estendido. Este modo entra em operação, apenas quando a frequência de chaveamento alcança o valor de 90kHz, ao mesmo tempo em que ocorre uma diminuição da carga, segundo a Figura 3.6.

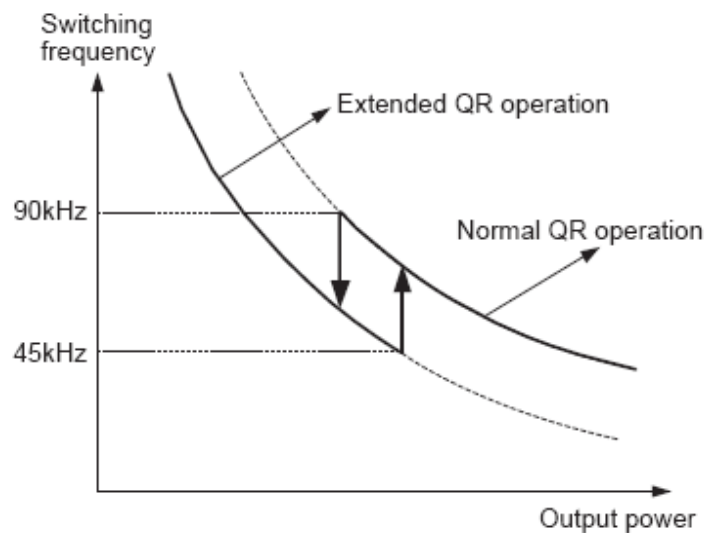


Figura 3.6 - Operação quase-ressonante estendida X quase-ressonante (Fairchild, 2005)

A atuação do MOSFET, na função estendida, ocorre quando se alcança o segundo nível mínimo de tensão no pino de dreno, ocasionado uma redução na frequência de chaveamento.

Uma vez que, a chave esteja operando no modo estendido, a própria ignora o primeiro sinal *sync*, em seguida os níveis limites são alterados de 4,6V e 2,6V (modo de operação normal) para 3V e 1,8V respectivamente, e então, o tempo de atuação é sincronizado com o segundo sinal, o que se nota na Figura 3.7.

Neste instante tendo a FSCQ1565RT alcançado 45kHz, a mesma começa a operar no modo normal.

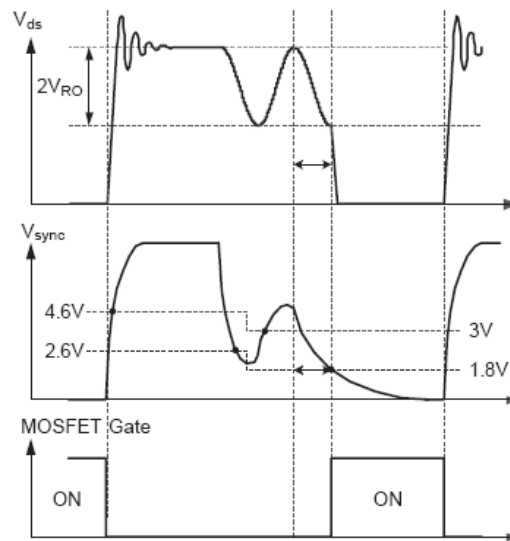


Figura 3.7 - Formas de onda da operação quase-ressonante estendida (Fairchild, 2005)

3.3.2 Controle de realimentação

No que diz respeito à malha de realimentação, emprega-se um opto-acoplador (U2), e um regulador *shunt* (Q1), que tornam possível o controle da razão cíclica de chaveamento.

Isso ocorre por meio da comparação entre a tensão de realimentação, e a tensão presente no sensor de corrente, intrínseco a chave, adicionada a uma variação de tensão.

Tendo a tensão no pino de referência Q1, excedido o valor de 2,5V correspondente à tensão interna, ocorrerá um incremento da corrente que percorre o opto-acoplador, resultando numa diminuição da tensão de realimentação e conseqüente redução da razão cíclica.

Tal domínio da realimentação decorre em virtude de uma modificação na tensão de entrada, de modo à sempre buscar uma constância no valor da saída. Isto fica mais bem evidenciado com a Figura 3.8, na qual U2 e Q1 são equivalentes a H11A817A e KA431.

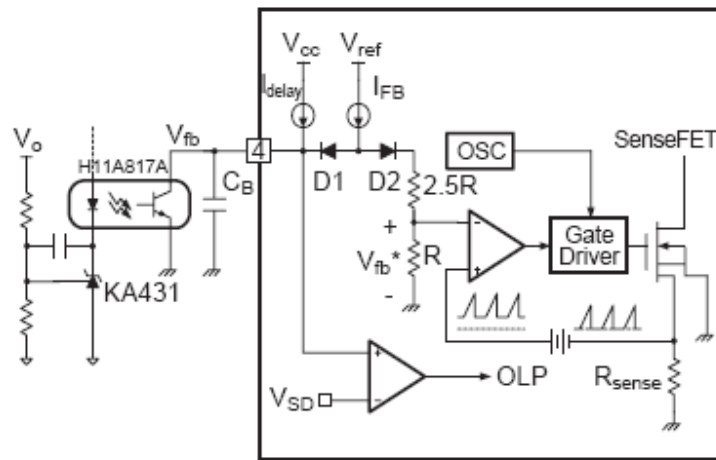


Figura 3.8 - Circuito de modulação de largura de pulso (Fairchild, 2005)

3.4 Circuitos de proteção

Com relação aos dispositivos de proteção, utilizados no desenvolvimento do circuito, tais como: proteção contra sobre carga (OLP), proteção versus sobrecorrente anormal (AOCP), proteção de sobre tensão (OVP) e desligamento térmico (TSD).

Dentre essas funcionalidades, OLP e OVP são modalidades de proteção auto-reinicializáveis, em contrapartida TSD e AOCP são do tipo de bloqueio.

3.4.1 Proteção contra sobrecarga (OLP) e curto circuito das garras

A função de proteção de sobrecarga ocorre quando a corrente de carga excede o seu valor máximo durante a carga inicial.

Nessa situação, o circuito de proteção deve ser acionado objetivando a proteção da chave. Todavia, o disparo dessa proteção pode ocorrer precipitadamente no modo de operação normal, em transições de carga.

A fim de evitar essa operação indesejada, o circuito é ativado dentro de um tempo especificado, o que por sua vez acaba determinando se existe uma situação transitória, ou uma sobrecarga.

Quando a queda de tensão sobre o resistor equivalente formado pelos resistores R2, R9 e R10 for igual ou superior a 0,7V, o transistor Q2 entra em condução. Isto acaba aumentando a corrente através do opto-acoplador (U2), o qual envia um sinal ao pino V_{fb} da chave. Provocando a interrupção do chaveamento. A Figura 3.9 mostra o circuito de proteção.

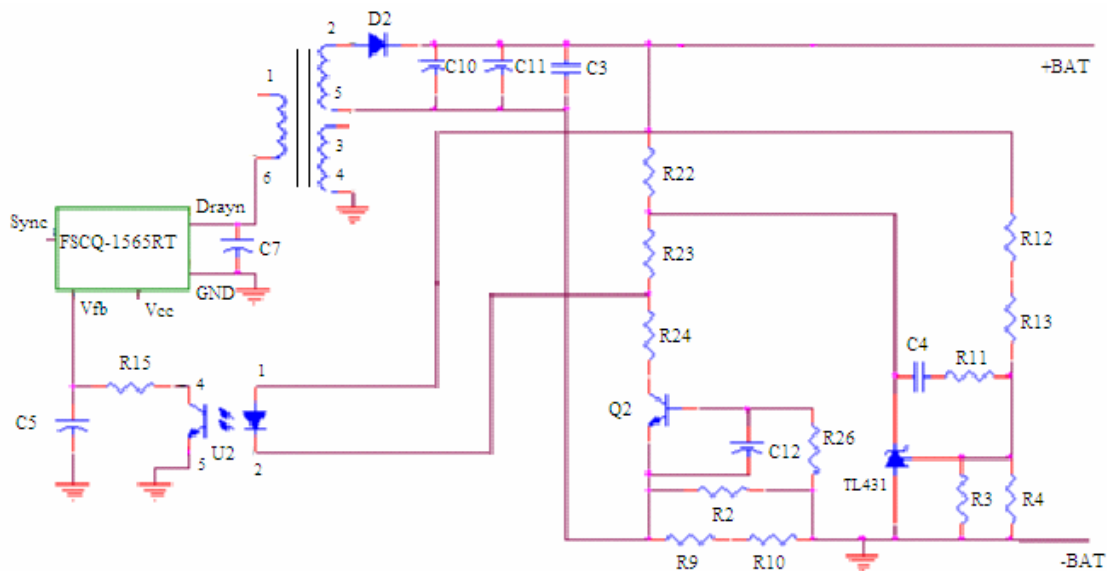


Figura 3.9 - Circuito de proteção contra sobrecarga e curto circuito

Em virtude desse comportamento, presencia-se uma queda na tensão V_{cc} até se alcançar um valor abaixo da tensão de bloqueio pré-definida (UVLO) de 9V. Nesta situação, a proteção é reinicializada e a chave volta a consumir somente a corrente de pré-partida ($25\mu\text{A}$).

Em seguida, dá-se início o processo de carregamento do capacitor V_{cc} , respeitando-se a condição de uma corrente no resistor de partida maior do que a consumida pela chave. Tendo sido alcançado a tensão V_{cc} de 15V pelo capacitor (C13), a chave reinicia o seu processo de funcionamento normal, conforme já explicado no item 3.2.

Todavia, caso aquela falta que foi detectada não tenha sido removida por completo, ou seja constatada uma outra de mesma característica, o sensor FET (TL431) permanecerá em seu estado desligado e o processo se repetirá.

Desse modo, a proteção pode alternar constantemente entre o estado de ativo, ou não, do chaveamento de potência do sensor FET, enquanto os problemas relacionados às faltas não forem devidamente solucionados. Essa conduta fica melhor elucidada, conforme a figura Figura 3.10.

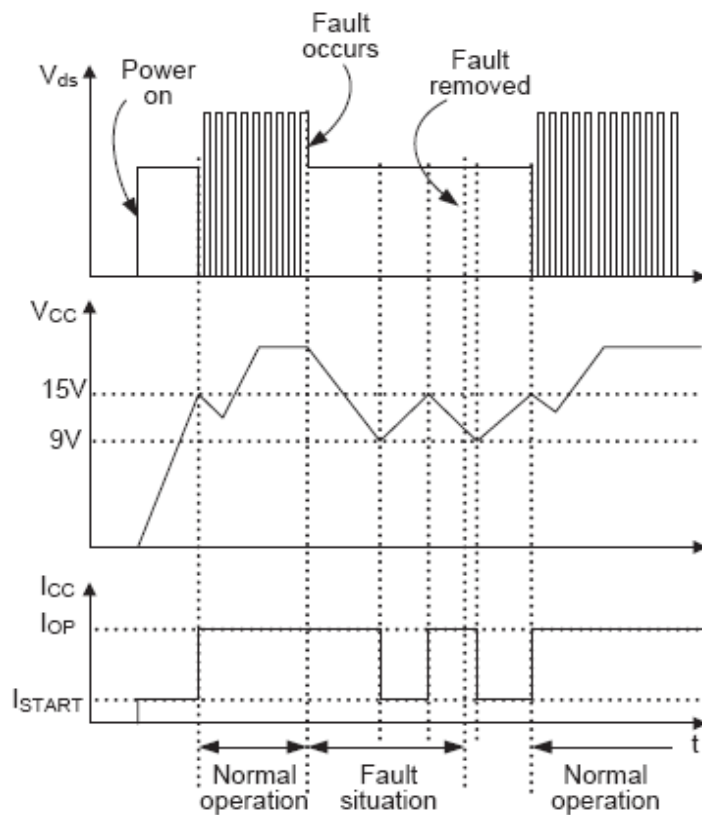


Figura 3.10 - Modo de proteção auto-reinicializável (Fairchild, 2005)

3.4.2 Proteção contra inversão de polaridade

No funcionamento normal do circuito, o LED (LD1) estará aceso indicando que a saída está energizada. Nesta condição, o resistor R16 estará acionando o FET1, que dá condição de fechar o circuito com a carga.

Caso as garras sejam invertidas, o circuito de proteção será ativado. Como a tensão no pino +BAT será negativa, não haverá corrente através de R16 para atuar FET1, logo este permanece bloqueado até a polaridade da garra seja corrigida. Então LD1 permanecerá apagado, e com a polarização direta de D6. Circulará corrente pelo opto-acoplador U3, que sinalizará pelo LED (LD2), que a saída está invertida.

Durante a partida FET1 permanece bloqueado, enquanto o capacitor C1 é carregado pelo resistor R16. Uma vez acionado FET1, este permanece acionado enquanto o conversor estiver

ativo, e a saída em sua condição normal de operação. O diodo zener Z1, ira limitar a tensão máxima no gate de FET1, a Figura 3.11 ilustra o circuito desenvolvido.

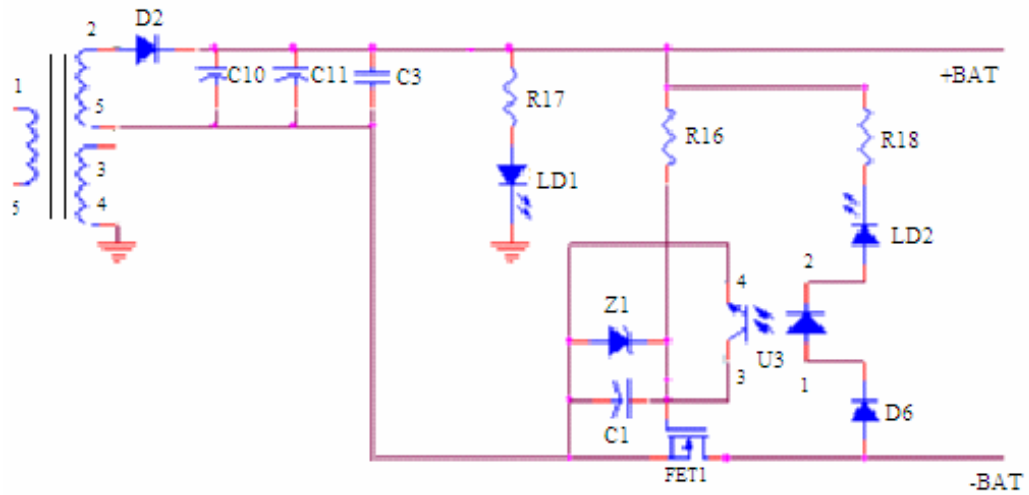


Figura 3.11 - Circuito de proteção contra inversão de polaridade

3.4.3 Circuito a ser implementado

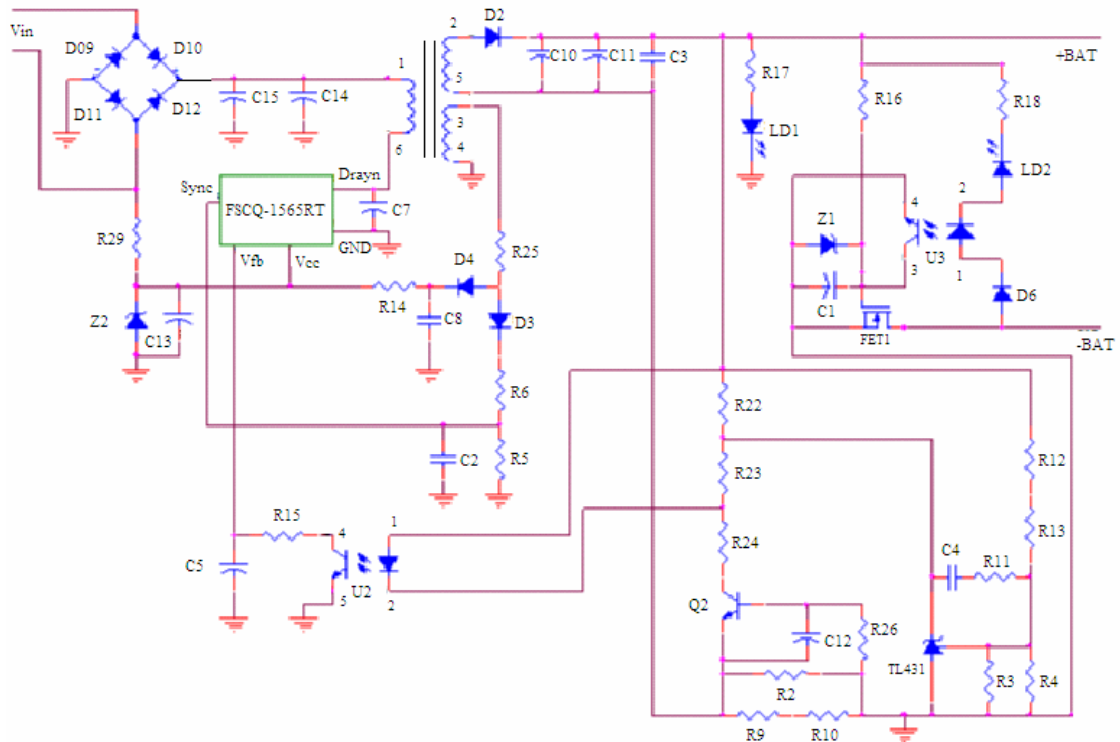


Figura 3.12 – Circuito a ser implementado

3.5 Simulação

A simulação do conversor *flyback* quase-ressonante decorreu-se por meio do software *Pspice Schematics* (Versão 9.2), no qual conseguiu-se levantar algumas curvas essenciais ao seu funcionamento.

Em seguida, essas serão comparadas com àquelas encontradas durante a fase experimental. Como o programa não possui um modelo para chave utilizada no projeto (FSCQ1565RT), não é possível obter os sinais nos pinos de sincronização e de realimentação.

O circuito utilizado no simulador está na Figura 3.13. Na qual pode-se identificar os seguintes elementos:

- Fonte: com valores ajustáveis dentro da faixa de trabalho do conversor;
- Pulso: gerador de onda em forma de pulso para simular PWM;

- Chave: modelo simplificado do mosfet interno a chave;

Os demais elementos representam componentes do circuito possíveis de serem simulados como C2, capacitor de ressonância e elementos da saída principal. Os capacitores de saída C1 e C3, além do diodo na saída principal (Dsec). O transformador possui relação de transformação igual ao calculado, o diodo D19 complementa o modelo da chave.

Como um circuito simulado, deve-se salientar que é possível verificar algumas das ondas, porém funções implementadas pela chave não serão observadas aqui.

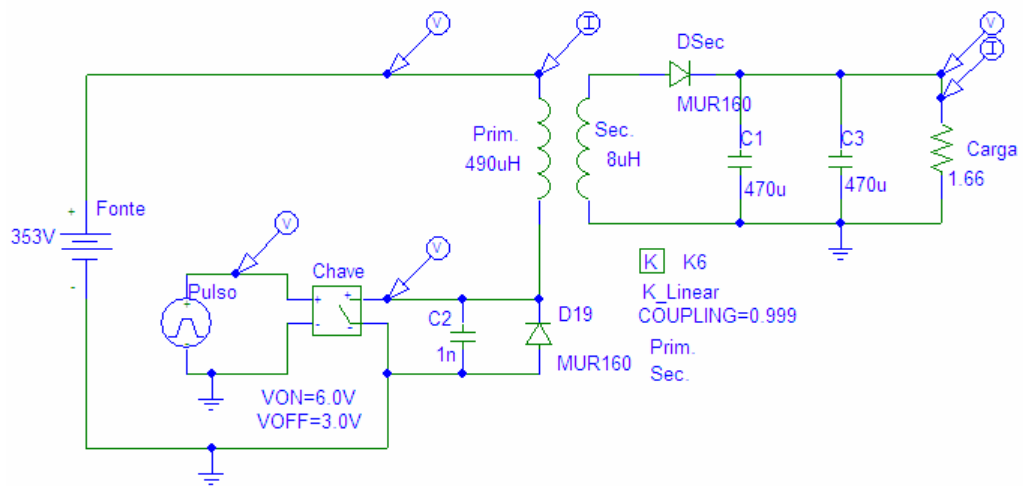


Figura 3.13 -Circuito utilizado no simulador

As ondas obtidas durante a simulação, levaram em consideração as piores situações quanto a operação.

Na Figura 3.14 é possível observar que com a mínima tensão de entrada (90Vca), e a máxima carga (115W). Os parâmetros de tensão de saída e corrente permanecem constantes, $V(\text{Carga}:2)$ e $-I(\text{Carga})$ respectivamente. Bem como o nível de tensão na chave chegou a 300Vcc, $V(\text{Chave}:3)$. Nesta situação ocorre a máxima razão cíclica (0,56), e é possível observar a etapa de ressonância na chave, a medida que a tensão decresce na mesma antes do próximo ciclo, indicado por $V(\text{Pulso}:+)$.

A forma de onda da corrente no primário, em $I(\text{Prim.})$, mostra o ciclo de carregamento do transformador. E a tensão de entrada vista em $V(\text{Fonte}:+)$, que é constante.

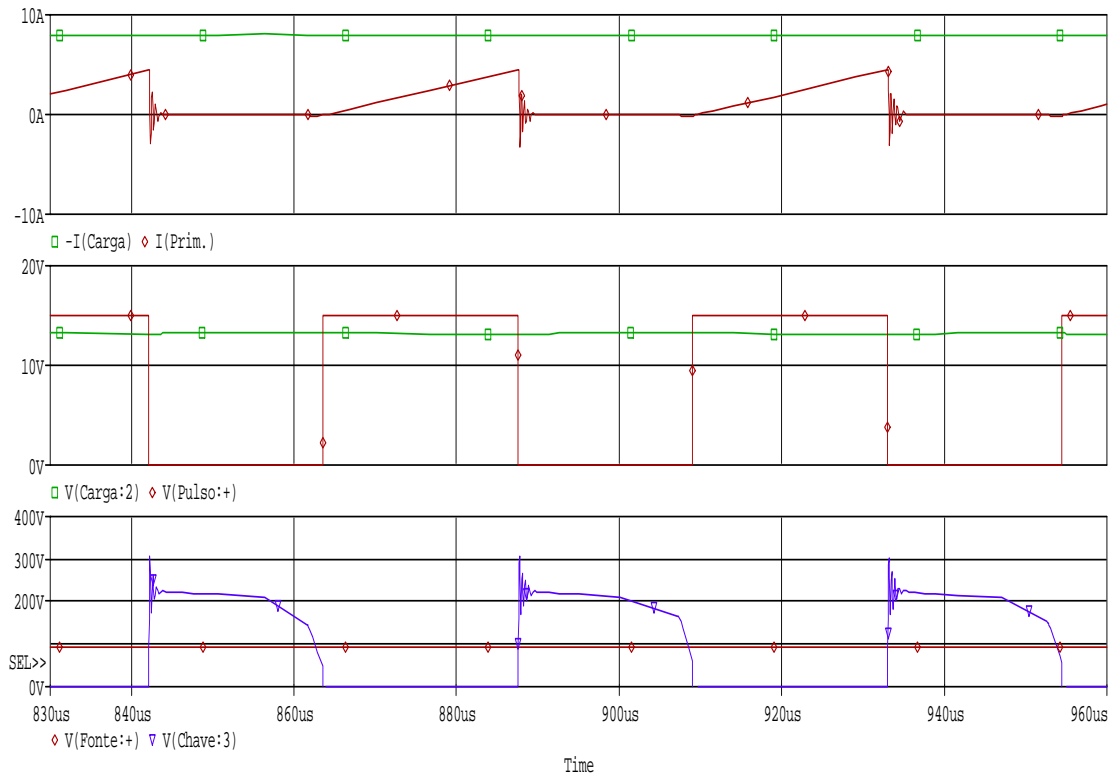


Figura 3.14 - Formas de onda com tensão mínima e carga máxima

Quando o circuito trabalha com a máxima tensão de entrada e máxima carga, conforme Figura 3.15, ocorre a mínima razão cíclica e máxima tensão sobre a chave quando a mesma é desligada.

Nesta condição a tensão sobre a chave mostrou um pico de aproximadamente $600V_{cc}$, a tensão de saída e corrente da carga permanecem constantes.

Como não é possível reproduzir o funcionamento da chave, onde será a função da sincronização, determinar o instante de ligar a chave. É possível observar a chave sendo ligada com a tensão da fonte.

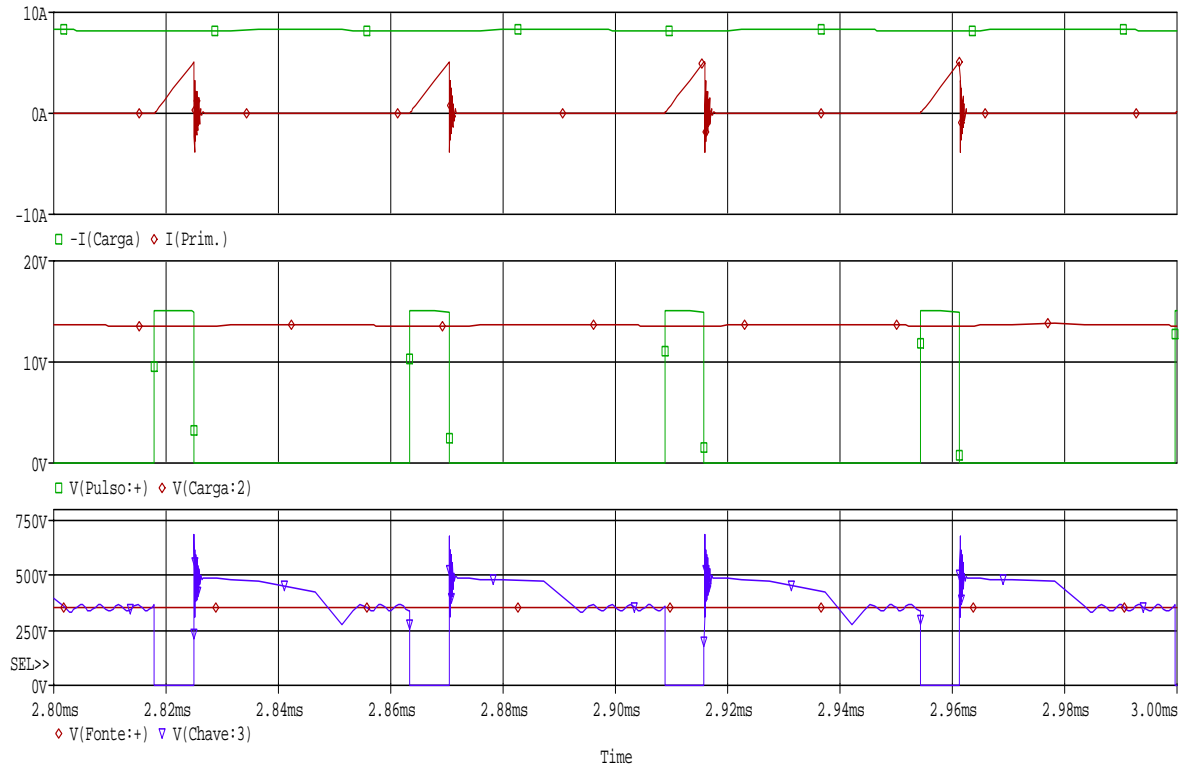


Figura 3.15 - Formas de onda com tensão máxima e carga máxima

3.6 Ensaio com protótipo

O ensaio do protótipo leva em consideração, além das curvas de operação de um conversor quase-ressonante, as curvas de operação da chave, sinal de sincronização e de realimentação, conforme ilustrado no CAPÍTULO 2

Neste ensaio o objetivo é verificar as formas de onda básicas para operação do conversor *flyback* quase-ressonante.

3.6.1 Condições normais de funcionamento

Na Figura 3.16 é possível observar a tensão mínima de entrada no barramento CC (Ch1), e a tensão do pino Vcc da chave (Ch2). Onde mesmo com um *ripple* na tensão de entrada, o nível no pino Vcc é constante e igual a $20V_{cc}$.

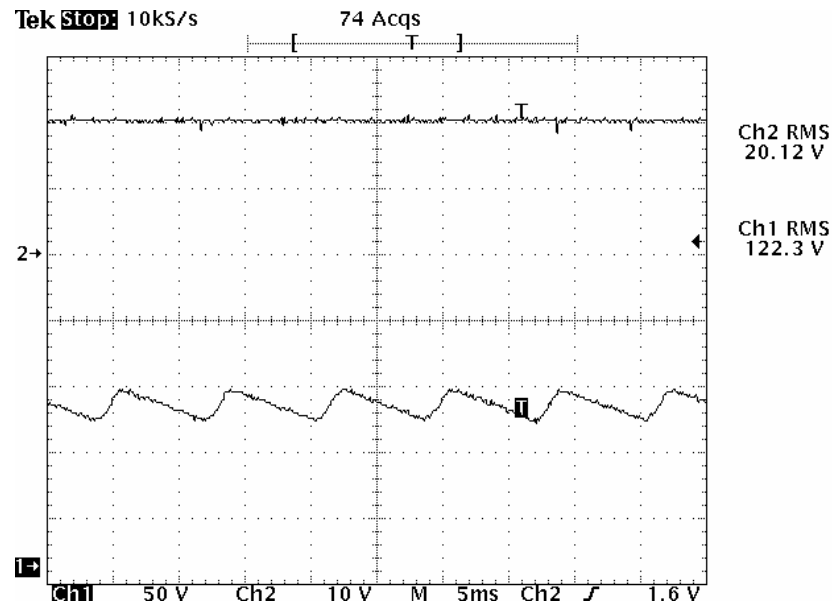


Figura 3.16 - Barramento CC (Ch1) e pino Vcc (Ch2), mínima tensão de entrada

Comparando a Figura 3.16 com a Figura 3.17 observa-se que, mesmo variando a tensão de entrada para o valor máximo (250Vca), a tensão de alimentação da chave (pino Vcc) mantém-se constante. Verificando assim, o ajuste de PWM realizado pelo circuito de realimentação.

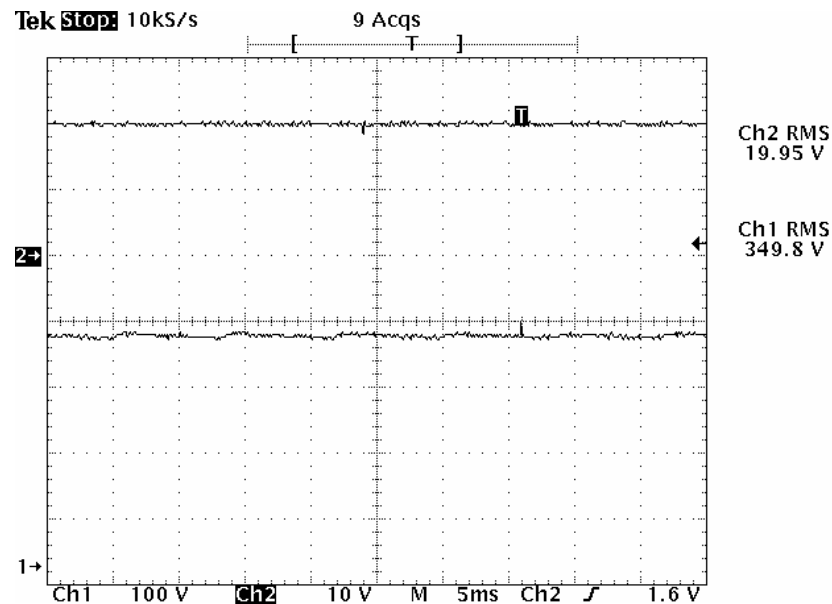


Figura 3.17 - Barramento CC (Ch1) e pino Vcc (Ch2), máxima tensão de entrada

A Tabela 3.1 mostra os dados obtidos com diferentes níveis de tensão de entrada com a carga nominal na saída.

Tabela 3.1 - Ensaio com variação de tensão

V _{in} (V _{ca})	f (kHz)	V _{out} (V _{cc})	I _{out} (A)	P _{out} (W)
91,4	20,1	13,79	8,5	117,2
120	20,7	13,81	8,5	117,4
151	24,9	13,8	8,5	117,3
180	28,5	13,83	8,5	117,6
208,9	31	13,84	8,5	117,6
250	33	13,84	8,5	117,6

As formas de onda da Figura 3.18, mostram como o pino de sincronização (Ch2), detecta indiretamente a tensão sobre a chave (Ch1), com o objetivo de ligar a mesma quando o nível de tensão for mínimo.

A máxima tensão no instante de abertura da chave é de 432V_{cc}, e a tensão reversa sobre ela é de aproximadamente 250V_{cc}. A etapa de ressonância, entre o indutor e o capacitor C7, é percebida na redução do nível de tensão em aproximadamente 2,5µs. Proporcionalmente a tensão no pino de sincronismo reduz, em função do divisor resistivo formado pelos resistores R5 e R6 ilustrados na Figura 3.4.

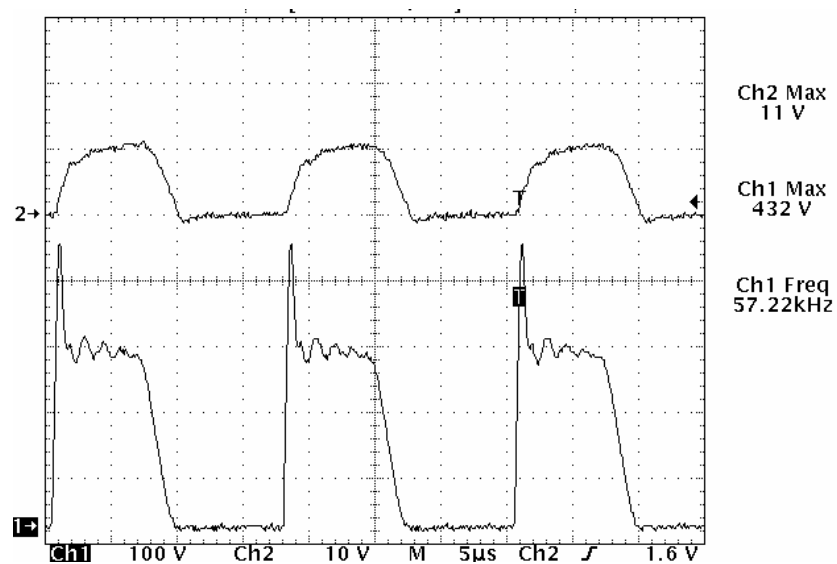


Figura 3.18 - Tensão de dreno (Ch1) e pino de sincronização (Ch2)

Com o propósito de evitar o bloqueio da chave no instante de abertura, o capacitor C2 absorve o pico de tensão refletido neste ponto.

Como demonstrado na Figura 3.6, a frequência de chaveamento pode variar em função da carga aplicada. Com o objetivo de diminuir as perdas, quanto menor a carga maior a frequência, e caso haja um incremento da mesma a frequência será reduzida.

Este comportamento pode ser verificado pela Figura 3.18, que foi obtida com a mínima tensão de entrada, na qual a frequência de chaveamento é de aproximadamente 57kHz. Quando comparada com a Figura 3.19 onde a frequência é de 22kHz, ainda com mínima tensão de entrada e máxima carga, caracterizando nesta a pior situação para o conversor.

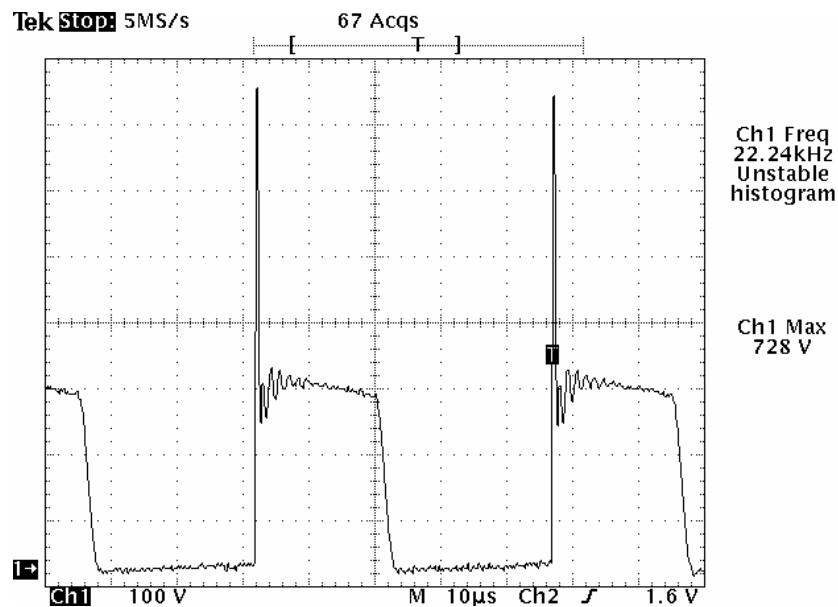


Figura 3.19 - Tensão de dreno (Ch1) com carga máxima e mínima tensão de entrada

A máxima tensão reversa no dreno é observada quando se aplica a máxima tensão na entrada, e a tensão constante na carga é garantida pelo ajuste da razão cíclica, bem como o ajuste da frequência. Na Figura 3.20 é possível observar o nível de tensão no dreno com carga máxima.

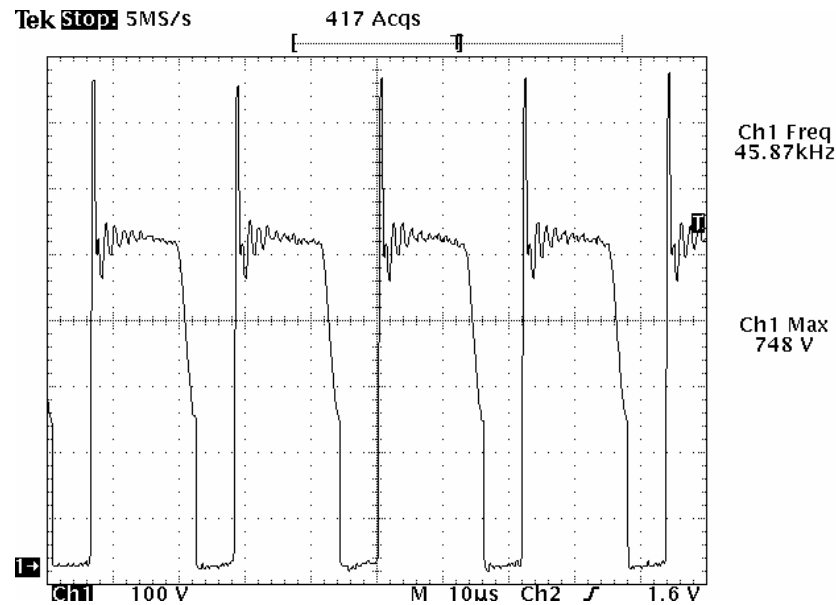


Figura 3.20 - Máxima tensão reversa no dreno

3.6.2 Funcionamento dos circuitos de proteção

Numa situação de curto-circuito das garras ou de sobre carga, ter-se-á a circulação de uma corrente de elevada magnitude. Dada tal situação, percebe-se por meio da Figura 3.21 que há a presença de uma tensão acima de 7,5V no pino de realimentação (Ch1), sendo essa a tensão para desligamento da chave em situações de falta.

Já na análise do Ch2 (pino Vcc) da Figura 3.21 observa-se que, devido à permanência da falta, não ocorre a partida quando é alcançada a tensão de 15Vcc. No instante em que a tensão fica abaixo de 9Vcc, haverá um novo processo de partida da chave, que não ocorrerá até que a falta seja removida.

Quando conectada corretamente ao circuito de saída, a bateria se comporta como uma carga, consumindo corrente. Nesta situação o FET1 estará acionado, dando condição para que haja circulação de corrente entre o conversor e a bateria (Figura 3.11).

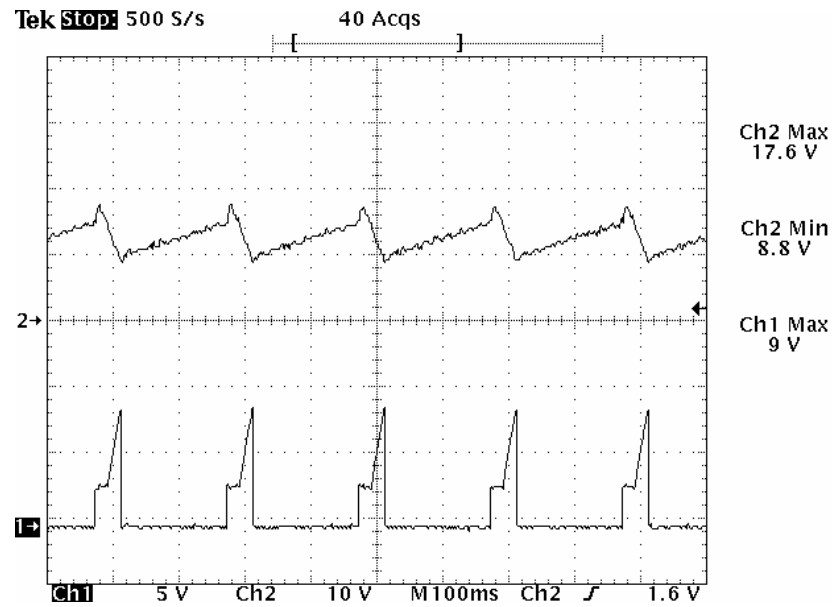


Figura 3.21 - Proteção contra sobrecarga

De forma que a tensão da saída principal é constante e igual a aproximadamente $14V_{cc}$ como mostrado na Figura 3.22, o Ch1 está conectado a saída principal (+BAT) com a bateria corretamente ligada ao circuito. O Ch2 está conectado ao pino -BAT.

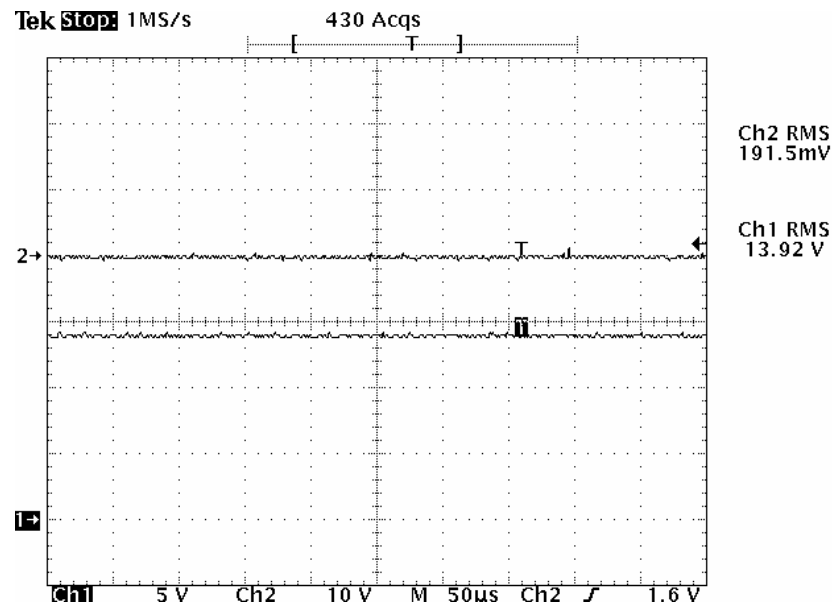


Figura 3.22 - Tensão de saída em operação normal

Quando conectado com a polaridade invertida, o conversor identifica uma sobrecarga, e bloqueia em um primeiro instante a saída. Neste instante a bateria polariza diretamente o diodo D6 (Figura 3.11), e sinaliza pelo LED2 que a saída está invertida. Neste caso o circuito de partida irá realizar uma nova tentativa de energização.

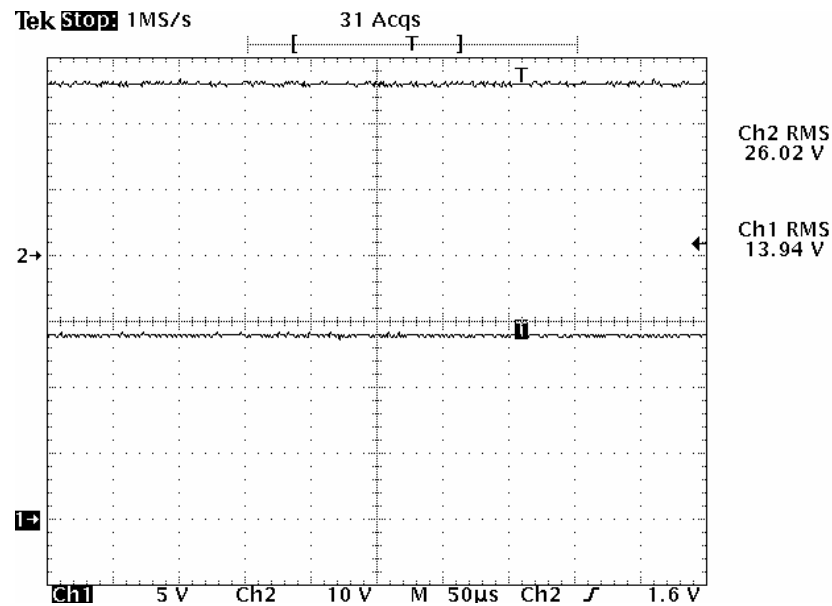


Figura 3.23 - Bateria conectada com a polaridade invertida

Como a condição para que o circuito seja fechado é que FET1 esteja acionado, na tentativa seguinte o mesmo estará aberto e com tensão igual a soma da saída do conversor e a tensão da bateria. Conforme mostrado na Figura 3.23 o conversor permanece energizado (Ch1), e a tensão no -BAT (Ch2) é igual a do Ch1 somada à da bateria.

3.7 Conclusão

Desenvolveu-se um protótipo para realização dos ensaios, após simulação e cálculo do conversor, e dentro das características do projeto, foi possível observar que o mesmo atendeu às especificações.

Por meio de ensaios realizados, comprovou-se que, variando a tensão de entrada de 90 a 250Vca, a tensão na carga manteve-se constante em aproximadamente 14Vcc na saída principal e 20Vcc na saída auxiliar, embora com tensões acima de 220Vca observou-se uma oscilação na frequência de chaveamento.

Em todos os níveis de tensão de entrada foi possível observar a ressonância, o que demonstra a interação entre os elementos de potência e controle do conversor.

Embora no projeto tenha sido definida uma frequência mínima de 24kHz, quando ensaiado com baixa carga o chaveamento chegou a 57kHz, característica esta da chave que tem como objetivo ajustar a frequência em função do nível de carga.

Quando operado em sobrecarga, ficou evidente o comportamento dos circuitos de proteção. Causando o bloqueio da chave e garantindo a integridade do conversor, o mesmo permaneceu bloqueado enquanto a falta persistia. Bem como no ensaio com a polaridade invertida.

CAPÍTULO 4

CONCLUSÕES GERAIS

Após a revisão bibliográfica sobre conversores *flyback* e da técnica de comutação quase-ressonante. Foi possível determinar os parâmetros de operação bem como características específicas para a aplicação escolhida, no caso um carregador de baterias.

Então, realizou-se um levantamento de características específicas de proteção que o equipamento deve possuir, bem como potência nominal de saída. A chave utilizada FSCQ1565RT, mostrou-se completa e com todos os requisitos necessários para elaboração do projeto. A quantidade de informações fornecidas pelo fabricante no *data sheet* foi de suma importância nesta etapa.

Finalizado a pesquisa sobre o conversor e a técnica de comutação adotada (quase-ressonante), partiu-se para o dimensionamento do protótipo. A partir de uma sugestão de aplicação do fabricante da chave, o conversor foi dividido em blocos que permitissem uma melhor compreensão e dimensionamento do mesmo.

Com o dimensionamento em mãos, foi feita a simulação do circuito no *software Pspice Schematics* (Versão 9.2). Com intuito de verificar o comportamento dos componentes, bem como compreender como cada elemento (indutor, capacitor e carga) poderia modificar a resposta do circuito.

Nos testes do circuito foi utilizado como carga uma associação de lâmpadas halógenas, observou-se que o circuito mantinha a tensão de saída constante mesmo em tensões de entrada inferiores a mínima especificada, quando elevada a tensão de entrada o mesmo compensava com o ajuste da razão cíclica.

O desempenho do protótipo demonstrou que ele pode ser utilizado conforme as especificações, e que para correntes menores basta substituir a associação de resistores do circuito de sobrecarga.

Como sugestão para trabalhos futuros, poderia ser a feita a implementação da técnica de comutação quase-ressonante, em outras topologias de conversor. A fim de aumentar o conhecimento geral sobre esta técnica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Edição do autor, 2001. Florianópolis.
- [2]. BARBI, Ivo; Souza, Fabiana Pöttker. **Conversores CC-CC Isolados de Alta Freqüência com Comutação Suave**. Edição dos autores, 1999. Florianópolis.
- [3]. BROSSET, Michel G. E.; BODEREAU, Ghislaine C. **Conhecendo as baterias**. 2004. Disponível em: <http://www.mbtenergia.com.br/pdf/Conhecendo%20as%20baterias.pdf>. Acessado em: Setembro de 2006.
- [4]. CEMPRE. **Fichas Técnicas – Baterias de Chumbo-Ácido**. Disponível em: http://www.cempre.org.br/fichas_tecnicas_baterias.php. Acessado em: Setembro de 2006.
- [5]. FAIRCHILD. FSCQ1265RT. **Data sheet**. Disponível em: <http://www.fairchildsemi.com/ds/FS%2FFSCQ1265RT.pdf> . Acessado em: Setembro de 2006.
- [6]. FAIRCHILD. 43030-AN-4146. **Application Note**. Disponível em: <http://www.fairchildsemi.com>. Acessado em: Setembro de 2006.
POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas**. Apostila Didática. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/%7Eantenor/apostila.html>. Acessado em: Setembro de 2006.
- [7]. KARASINSKI, Carlos Alberto; DIAS, Edson da Silva. **Guia para aplicação e manutenção de banco de bateria**. 2003. (Trabalho de conclusão de curso) – Curso de Engenharia Industrial Elétrica com Ênfase em Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2003.
- [8]. MORIMOTO, Carlos E. Guia do Hardware. **Sobre Baterias**. Disponível em: <http://infomediav.terra.com.br/infomediav/?section=11&article=13>. Acessado em : Setembro de 2006.

- [9]. POMILIO, José Antenor. **Eletrônica de Potência**. Apostila Didática. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/%7Eantenor/apostila.html>. Acessado em: Setembro de 2006.
- [10]. ROCHA, Joaquim E. **Sistema de energia em corrente contínua, apontamentos de aula**. 2002.
- [11]. SCHUCH, Luciano. **Sistema CA/CC com um conversor PWM bidirecional para interface entre o barramento CC e o banco de bateria**. 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001. Disponível em: http://www.ufsm.br/gepoc/pfc/Dissertacao_Schuch.pdf . Acessado em: Setembro de 2006.
- [12]. STA – SISTEMAS E TECNOLOGIA APLICADA. **Manual Técnico**. Disponível em: <http://www.sta-eletronica.com.br/manual.htm>. Acessado em: Setembro de 2006.
- [13]. TELECO – INFORMAÇÃO EM TELECOMUNICAÇÕES. **Tutoriais Infraestrutura**. Disponível em: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialbateria/default.asp>. Acessado em: Setembro de 2006.
- [14]. TIMERSKI, R.; VORPERIAN, V; LEE, F.C.Y. Power Electronics, IEEE transactions on. **DC-to-AC inversion using quasi-resonant techniques**. Vol. 4 de 1989. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=63>. Acessado em: Setembro de 2006.
- [15]. UNICOBA. **Manual Técnico**. Disponível em: <http://www.guerraderobos.com.br/upload/ManualTecnicoBateriaUnipower.pdf>. Acessado em: Setembro de 2006.

ANEXOS

Memorial de cálculo

O memorial de cálculo procedeu-se, integralmente, com base no seqüencial e formulário elucidado no ítem 2.8. Os valores encontrados para os componentes integrantes do projeto do conversor, para cada umas das etapas, seguem descritos nas tabelas abaixo.

Desenvolvimento do circuito

Especificações do conversor:

Tensão mínima de entrada :	90 Vca
Tensão máxima de entrada:	250 Vca
Frequência da linha:	60 Hz
Potência de saída máxima	115 W
Eficiência estimada:	82 %

1)Cálculo dos parâmetros

Máxima potência de entrada:	140,24 W
Tensão de saída:	13,8 Vcc
Tensão de saída auxiliar:	20 Vcc
Corrente de saída:	8,33 A
Frequência mínima de chaveamento:	24 kHz

2)Barramento CC de entrada

Capacitor de entrada:	300 μ F
Tensão CC mínima:	99,83 Vcc
Tensão CC máxima:	353,55 Vcc

3)Tensão de saída refletida

Tensão refletida do secundário:	140 Vcc
Máxima tensão reversa:	493,55 Vcc

4) Indutância do transformador

Tempo para redução da tensão de dreno:	2,30 μs
Máxima razão cíclica:	0,55
Indutância do transformador:	450 μH
Corrente de pico na chave:	5,09 A
Corrente eficaz na chave:	2,18 A

5) Escolha da chave da potência.

A chave a ser utilizada é uma FSCQ1565RT. Dados da chave:

Corrente limite da chave:	8 A
Tensão de alimentação:	20 V _{cc}
Corrente de operação:	6 mA
Corrente de partida:	25 μA
Corrente máxima de partida:	50 μA

6) Núcleo do transformador

Núcleo utilizado é E42-20.

Área da secção transversal:	240 mm ²
Área da janela do núcleo:	157 mm ²
Variação máxima da intensidade de fluxo:	0,23 T
Máxima densidade de fluxo:	0,35 T
Mínimo de voltas para sobre temperatura:	41,6 Voltas
Mínimo de voltas para saturação:	42,9 Voltas

7) Número de voltas para cada saída

Queda de tensão no diodo de saída:	1,2 V _{cc}
Relação de transformação:	9,33
Número de voltas na saída principal:	4,6 Voltas
Tensão em modo de espera:	4,6 V _{cc}
Razão da queda de tensão em espera:	0,39
Tensão da saída auxiliar em espera:	12 V _{cc}
Tensão da saída auxiliar em operação:	32,94 V _{cc}

Número de voltas da saída auxiliar:	10,5 Voltas
Tensão auxiliar para gatilho:	18 Vcc
Capacitância de entrada da chave:	3,05 nF
Frequência de chaveamento para gatilho:	90 kHz
Corrente de gatilho:	4,94 mA
Corrente consumida pela chave:	10,94 mA
Resistor de limitação da saída auxiliar:	1,4 kOhms
Potência do resistor de limitação:	0,16 W

8)Resistor de partida

Tensão de partida:	15 Vcc
Resistor de partida:	300 kOhms
Média da corrente mínima:	0,11 mA
Capacitor efetivo:	10 μ F
Tempo máximo de partida:	2,50 s
Potência do resistor de partida:	0,09 W

9)Diâmetro do fio dos enrolamentos do transformador

Sendo para esta aplicação KI igual a	1
Máxima corrente eficaz no secundário:	18,38 A
Densidade máxima de corrente:	5 A/mm ²
Fio a utilizar no primário:	1,15 mm(17)
Fio a utilizar no secundário:	1,15 mm(17)
Fio a utilizar no auxiliar:	0,407 mm(21)
Total de condutores no primário:	1
Total de condutores no secundário:	4
Total de condutores no auxiliar:	1
Área total do primário:	43,17 mm ²
Área total do secundário:	19,09 mm ²
Área total do auxiliar:	1,36 mm ²
Área total ocupada pelos condutores:	63,62 mm ²
Janela necessária para montagem:	155,18 mm ²

10)Definindo diodos para usar nos secundários

Máxima tensão reversa na saída principal:	51,68 Vcc
Máxima corrente eficaz na saída principal:	18,38 A
Tensão máxima para o diodo:	67,18 Vcc

Corrente máxima para o diodo:	27,58 A
Máxima tensão reversa na saída auxiliar:	73,54 Vcc
Máxima corrente eficaz na saída auxiliar:	0,01 A
Tensão máxima para o diodo:	95,60 Vcc
Corrente máxima para o diodo:	0,02 A

11) Capacitores de saída

Características dos capacitores de saída.

ESR do capacitor da saída principal:	0,1 Ohms
Capacitância da saída principal:	0,94 mF
Corrente de ripple na saída principal:	16,39 A
Tensão de ripple na saída principal:	4,96 Vcc
ESR do capacitor da saída auxiliar:	0,1 Ohms
Capacitância da saída auxiliar:	10 μ F
Corrente de ripple na saída auxiliar:	0,01 A
Tensão de ripple na saída auxiliar:	3,38 Vcc

12) Circuito de sincronismo

Tensão no pino de sincronismo:	9 Vcc
Resistor 1 de sincronização:	1,5 kOhms
Resistor 2 de sincronização:	0,56 kOhms
Capacitor efetivo de saída do MOSFET:	220 pF
Capacitor de ressonância:	0,97 nF
Tempo para mínima tensão na chave:	2,30 μ s
Capacitor de sincronismo:	3,3 nF
Tempo queda de tensão no pino Vsync:	2,30 μ s

13) Operação em modo de controle de saída

Tensão de referência:	2,5 Vcc
Tensão da saída sob controle:	13,8 Vcc
Resistor R1 de referência:	2,26 kOhms
Resistor R2 de referência:	0,50 kOhms
Tensão de quebra Vz _b :	1,6 Vcc

14) Circuito de realimentação

Corrente limite da chave:	8 A
Tensão de saturação realimentação:	2,5 V
Fator para controle de corrente:	3,2
Resistência equivalente da carga:	1,66 Ohms
Tensão mínima de barramento:	99,83 Vcc
Número de voltas no primário:	42,9 Voltas
Relação de transformação:	9,33
Tensão refletida do secundário:	140 Vcc
ESR do capacitor de saída:	0,05 Ohms
Capacitor de saída:	9,40E-04 F
Máxima razão cíclica:	0,55
Zero da função de transferência: Zero no plano direito:	21276,60 rad/s
Pólo da função de transferência:	28320,41 rad/s
Indutância do transformador	996,71 rad/s
Resistor interno de realimentação:	4,50E-04 H
Capacitor de realimentação:	2800 Ohms
Resistor R1:	1,20E-08 F
Resistor limitador do opto (U2):	2260 Ohms
Resistor do compensador (R11):	10000 Ohms
Capacitor do compensador (C4):	3,30E+03 Ohms
Corrente proporcional de transferência:	1,00E-07 F
Ganho da realimentação:	1
Compensador para o zero:	1238,94 rad/s
Compensador para o pólo:	3030,30 rad/s
Frequência de cruzamento:	29761,90 rad/s
Posição para o zero do compensador:	9440,14
Posição para o pólo do compensador:	3146,71
Corrente mínima para realimentação:	28320,41
Corrente mínima para regulador shunt:	1,030E-03 A > 1mA
Resistor do regulador shunt:	1,00E-03 A > 1mA
	1000 Ohms

Lista de componentes

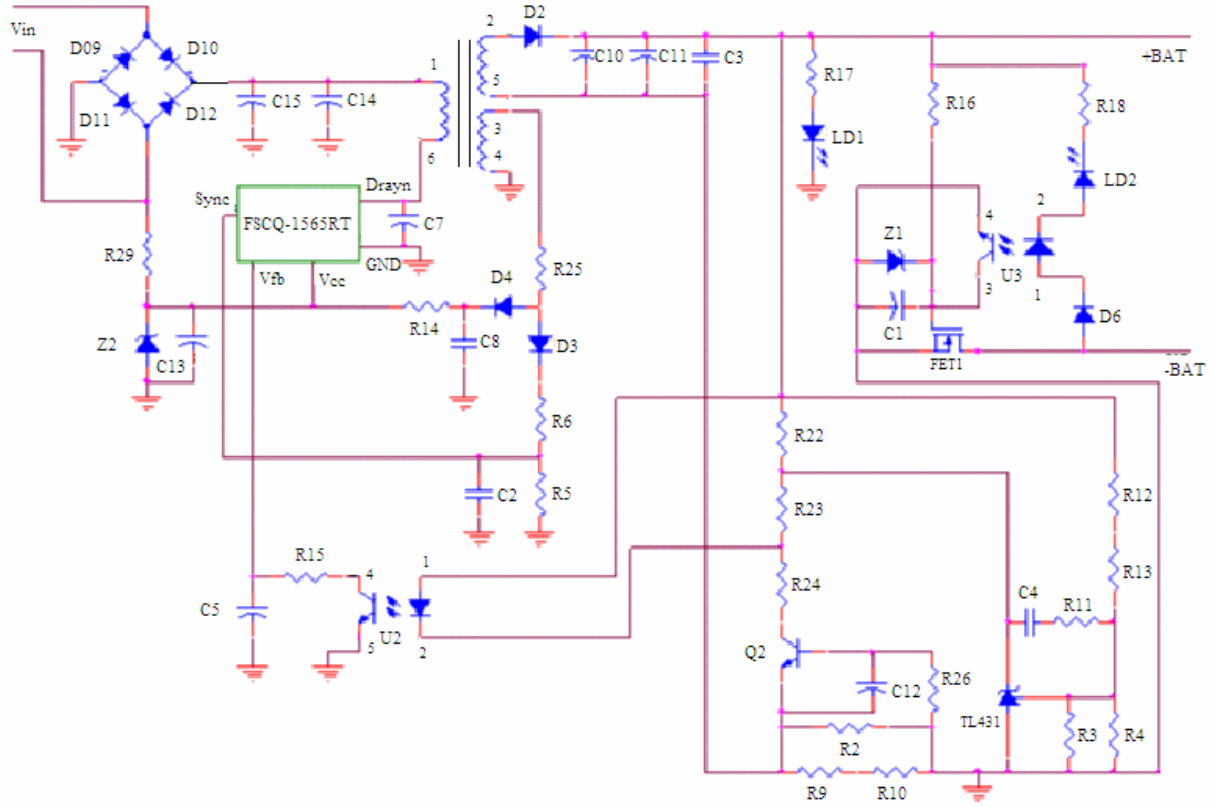
Componente	Especificação	Unidade	Observação
R2	0,1	Ohms	5W
R3	1	kOhms	0,33W
R4	1	kOhms	0,33W
R5	0,56	kOhms	0,16W
R6	1,5	kOhms	0,16W
R9	0,33	Ohms	2W
R10	0,33	Ohms	2W
R11	3,3	kOhms	0,16W
R12	1,2	kOhms	0,33W
R13	1,2	kOhms	0,33W
R14	1,2	kOhms	0,16W
R16	100	kOhms	0,16W
R17	1,2	kOhms	0,16W
R18	1	kOhms	0,16W
R22	1	kOhms	0,16W
R23	10	kOhms	0,16W
R24	470	Ohms	0,16W
R25	5,1	Ohms	1W
R26	22	Ohms	0,16W
R29	300	kOhms	0,16 W
C1	1	μ F	100V
C2	3,3	nF	50V
C3	100	nF	100V
C4	100	nF	100V
C5	47	nF	50V
C7	1	nF	1 kV
C8	5	μ F	50V
C10	500	μ F	50V
C11	500	μ F	50V
C12	10	μ F	50V
C13	5	μ F	50V
C14	140	μ F	400V
C15	140	μ F	400V

Componente	Especificação	Unidade	Observação
D2	MUR1520		Diodo
D3	UF4007		Diodo
D4	UF4007		Diodo
D6	1N4148		Diodo
D9	1N5408		Diodo
D10	1N5408		Diodo
D11	1N5408		Diodo
D12	1N5408		Diodo
Z1	1W/15V		Diodo Zener
Z2	1W/18V		Diodo Zener
LD1	Verde		LED
LD2	Vermelho		LED
U2	PC817		Opto
U3	PC817		Opto
FET1	IRF3205		FET
Q1	TL431		Regulador Shunt
Q2	BC337		Transistor

Foto do protótipo



Esquema de montagem



Data Sheet Chave FSCQ