

**UNIVERSIDADE DE CAXIAS DO SUL – UCS
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA – CCET
CIDADE UNIVERSITÁRIA
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

FÁBIO DAL BÓ

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO
DE EMERGÊNCIA MICROCONTROLADO**

**CAXIAS DO SUL
2015**

FÁBIO DAL BÓ

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO
DE EMERGÊNCIA MICROCONTROLADO**

Trabalho de conclusão de curso de graduação, apresentado ao Centro de Ciências Exatas da Natureza e de Tecnologia da Universidade de Caxias do Sul, como requisito para a obtenção do grau de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Me. Anderson Soares dos Santos

CAXIAS DO SUL

2015

FÁBIO DAL BÓ

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE ILUMINAÇÃO
DE EMERGÊNCIA MICROCONTROLADO**

Trabalho de conclusão de curso de graduação, apresentado ao Centro de Ciências Exatas da Natureza e de Tecnologia da Universidade de Caxias do Sul, como requisito para a obtenção do grau de Engenheiro de Controle e Automação.

Aprovado em 10 de julho de 2015.
Conceito Final: 8.8

Banca Examinadora

Professor Me. Anderson Soares dos Santos
Universidade de Caxias do Sul – UCS

Professor Me. Ricardo Costi
Universidade de Caxias do Sul – UCS

Professor Dr. Stanislav Tairov
Universidade de Caxias do Sul - UCS

AGRADECIMENTOS

A Deus.

Aos meus pais, Guerino e Justina, pelo apoio e incentivo.

Ao Professor e Orientador Anderson dos Santos Soares, pela atenção e dedicação para garantir o sucesso deste trabalho.

A Intral S.A, pela disponibilidade dos recursos fundamentais para a execução deste trabalho.

Aos meus amigos e colegas de trabalho.

RESUMO

Trabalho de conclusão de curso, no qual foi implementado um sistema de iluminação de emergência microcontrolado utilizando o *LED* como fonte luminosa. Em modo normal, ou seja, quando houver energia da rede elétrica, o *driver* que acompanha a luminária será responsável pela alimentação dos *LEDs*, porém, em caso de falta de energia, o microcontrolador irá detectar este evento, comutando, para o sistema de emergência, que passará a alimentar a fonte luminosa e desconectando o *driver*, através de 2 relés. O sistema é composto de um conversor *Flyback PSR* com tensão de alimentação de 100VCA a 242VCA operando em modo descontínuo de condução (MDC), que será responsável por carregar com corrente constante de 1,5Ah uma bateria Ni-Cd ou Ni-Mh de tensão de 6V e capacidade de 3000mAh. Após atingir a carga completa, o microcontrolador enviará um sinal para o carregador reduzir a corrente para 90mA (modo *trickle*). Para controlar a corrente nos *LEDs*, foi utilizado um conversor *Push-Pull*, que atende luminárias de *LED* com tensão de 20V a 140V. A potência máxima de saída deste conversor será de 12W, porém como será alimentado por uma bateria, a autonomia mínima será de 1 hora, sendo que ao final deste período a potência deverá ser superior a 10W que garante a conformidade com a norma NBR: 10898 para aplicações de iluminação de emergência.

Palavras-chave: Iluminação de emergência, conversor *Flyback PSR*, conversor *Push-Pull*, microcontrolador, *LED*.

ABSTRACT

Completion of course work, which was implemented a microcontroller emergency lighting system using LED as light source. In normal mode, when it has utility power, the driver accompanying the fixture will be responsible for feeding the LEDs, but in case of power failure, the microcontroller will detect this event, switching to the emergency system which will feed the light source and disconnecting the driver via two relays. The system consists of a PSR Flyback converter with has supply voltage 100VAC to 242VCA operating in discontinuous conduction mode (DCM), which will be responsible for charge with constant current a 1,5Ah Ni-Cd battery or Ni-Mh Voltage 6V and capacity of 3000mAh. After full charge, the microcontroller will send a signal to the charger to reduce the current to 90mA (trickle mode). To control the current in LEDs, it was used a Push-Pull converter, which attend LED luminaires with minimum 20V to maximum 140V. The maximum output power of this converter is 12W, but as it will be fed by a battery, the minimum autonomy will be one hour, and at the end of this period the power should be more than 10W, which guarantees compliance with NBR: 10898 for emergency lighting applications.

Keywords: Emergency lighting, PSR Flyback converter, Push-Pull converter, microcontroller, LED.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Avanço das fontes de iluminação.....	14
Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema de iluminação de emergência proposto utilizando <i>LEDs</i>	21
Figura 2.2: Conversor <i>Flyback</i>	26
Figura 2.3: Conversor <i>Push-Pull</i> alimentado por corrente.....	28
Figura 2.4: Forma de onda da tensão x corrente de coletor x corrente de base da chave.....	29
Figura 2.5: Circuito responsável pela carga da bateria.	31
Figura 2.6: Etapas para desenvolvimento do circuito carregador da bateria.....	32
Figura 2.7: Gráfico da representação da função ωRC versus V_{cmin}/V_{pk}	34
Figura 2.8: Principais formas de onda do <i>Flyback</i> PSR utilizando o CI FL7733.	36
Figura 2.9: Método de regulação da corrente de saída PSR.	37
Figura 2.10: Modelo do <i>MOSFET</i> para dimensionamento do resistor de <i>gate</i> R_G	38
Figura 2.11: Tensão V_{GS} x tempo de injeção de corrente no <i>gate</i>	40
Figura 2.12: Chaveamento x carga (QG) do <i>MOSFET</i>	41
Figura 2.13: Circuito <i>Push-Pull</i>	43
Figura 2.14: Etapas para desenvolvimento do circuito <i>Push-Pull</i>	44
Figura 2.15: Tensão no enrolamento primário do transformador do conversor <i>Push-Pull</i>	45
Figura 2.16: Tensão de entrada do conversor <i>Push-Pull</i>	45
Figura 2.17: Transformador T1.....	56
Figura 2.18: Fluxograma do funcionamento do sistema de iluminação de emergência microcontrolado.....	57
Figura 2.19: Circuito responsável pela Alimentação dos <i>LEDs</i>	58
Figura 2.20: Método de identificação do ponto de inflexão da tensão bateria.....	60

Figura 2.21: Comportamento da bateria Ni-Cd/Ni-Mh durante o processo de carga.	59
Figura 3.1: Carregador da bateria.	62
Figura 3.2: Corrente de saída utilizando bateria de Ni-Cd	65
Figura 3.3: Corrente de saída utilizando bateria de Ni-Mh.	65
Figura 3.4: Tensão aplicada entre <i>drain</i> e <i>source</i> do <i>MOSFET</i> Q (CH1) X corrente de <i>drain</i> (CH2).	66
Figura 3.5: Tensão (CH1) X corrente (CH2) aplicadas no diodo de saída DOUT.	67
Figura 3.6: Circuito responsável pela alimentação dos <i>LEDs</i> .	68
Figura 3.7: Tensão aplicada no <i>gate</i> dos <i>MOSFETs</i> Q4 (CH1) e Q5 (CH3) (f=50Khz).	69
Figura 3.8: Tensão aplicada no <i>gate</i> dos <i>MOSFETs</i> Q4 (CH1) e Q5 (CH3) (f=30Khz).	70
Figura 3.9: Tensão entre <i>drain</i> e <i>source</i> (CH1) X corrente de <i>drain</i> do <i>MOSFET</i> Q4 (CH2) (f=50Khz).	70
Figura 3.10: Corrente (CH2), tensão (CH1) e potência de saída (f1) com o jumper, tensão saída 20V	71
Figura 3.11: Corrente (CH2), tensão (CH1) e potência de saída (f1) com o jumper, tensão saída 50V.	71
Figura 3.12: Corrente (CH2), tensão (CH1) e potência de saída (f1) sem o jumper, tensão saída 50V.	72
Figura 3.13: Corrente (CH2), tensão (CH1) e potência de saída (f1) sem o jumper, tensão saída 140V.	72

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Resumo dos Conversores CC-CC.....	25
Tabela 2.2: Características necessários no microcontrolador.....	61
Tabela 2.3: Características básicas do microcontrolador SM8S003F3P6.....	61
Tabela 3.1: Rendimento do sistema implementado.	73
Tabela 3.2: Custo para a produção de uma peça do sistema proposto.	74
Tabela 3.3: Componentes do controlador dos <i>LEDs</i>	75

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PCI	Placa de circuito impresso
PSR	<i>Primary side regulation</i>
Ni-Cd	Níquel Cádmio
Ni-Mh	Níquel Metal Hidreto

GLOSSÁRIO

Flyback – Conversor CC-CC Isolado Rebaixador-Elevador

Buck-Boost – Conversor CC-CC Rebaixador-Elevador

Buck – Conversor CC-CC Rebaixador

Boost – Conversor CC-CC Elevador

Push-Pull – Conversor CC-CC Isolado Elevador

Forward – Conversor CC-CC Isolado Rebaixador

Trickle – Método de carga da bateria com corrente baixa ($C/20\text{mAh}$), onde C é a capacidade total da bateria

Drive – Circuito eletrônico utilizado para alimentação de luminárias de *LED*

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	13
CAPÍTULO 1	
1 INTRODUÇÃO	14
1.1 Justificativa do trabalho	16
1.2 Objetivo	17
1.2.1 Objetivo geral	17
1.2.2 Objetivos específicos.....	17
1.3 Ambiente do trabalho	18
1.4 Escopo e restrições	19
2 SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA	20
2.1 Iluminação de emergência com o uso de <i>LED</i>	20
2.2 Sistema de iluminação de emergência proposto.....	21
2.2.1 Retificador.....	21
2.2.2 Carregador da Bateria.....	21
2.2.3 Bateria.....	21
2.2.4 Conversor Elevador.....	22
2.2.5 Microcontrolador.....	22
2.3 Requisitos técnicos normativos	22
2.4 Circuitos para cargas da bateria e acionamento de <i>LEDs</i>	23
2.4.1 Conversores chaveados CC-CC	23
2.4.1.1 Resumo dos conversores CC-CC.....	25
2.4.1.2 Conversor isolado rebaixador elevador - <i>Flyback</i>	26
2.4.1.3 Conversor <i>Push-Pull</i>	27

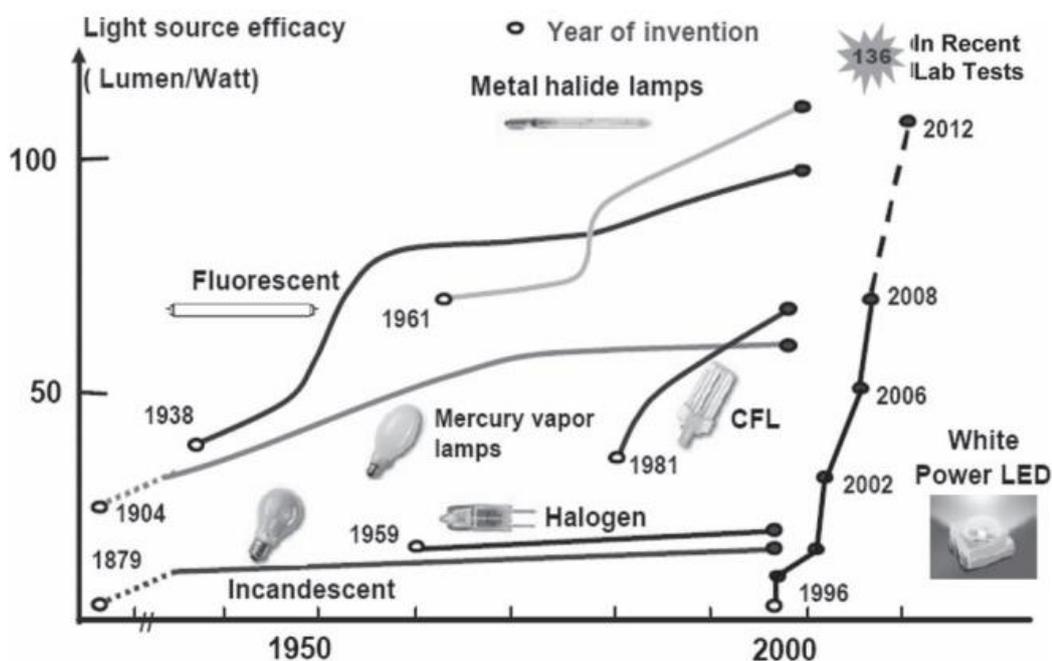
2.5 Carregador proposto para bateria	30
2.5.1 Dimensionamento do circuito responsável pela carga da bateria	32
2.5.1.1 Retificador e filtro de entrada	33
2.5.1.2 Circuito de controle	35
2.6 Circuito proposto para alimentar os <i>LEDs</i>	42
2.7 Microcontrolador	56
2.7.1 Requisitos mínimos do microcontrolador.....	60
3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	62
3.1 Implementação do carregador da bateria	62
3.2 Implementação do circuito responsável pela alimentação dos <i>LEDs</i>	67
3.3 Rendimento do sistema	73
3.4 Análise da viabilidade econômica.....	73
4 CONCLUSÃO	76
4.1 Proposta de trabalhos futuros.....	77
5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	78
APÊNDICE A – Circuito magnético	82
APÊNDICE B – Tabelas de condutores de cobre e núcleos de ferrite.....	90
APÊNDICE C – Tabelas de condutores de cobre e núcleos de ferrite.....	95
APÊNDICE D – Código de programação do microcontrolador.....	96
APÊNDICE E – Circuito do sistema de iluminação de emergência.....	102

1 INTRODUÇÃO

A iluminação é responsável por cerca de 17 % do total da eletricidade utilizada no país, sendo que, cerca de 40 % a 45 % da eletricidade consumida por um prédio comercial, é utilizada para a obtenção de energia luminosa. Diante deste fato, é visível a necessidade de investimentos para garantir um melhor aproveitamento da energia utilizada com a geração de luz. Conservar energia é preservar o meio ambiente (COSTA, 2006).

A primeira fonte de luz elétrica foi a lâmpada incandescente, que começou a ser comercializada pela primeira vez no final dos anos 1800. Porém, a lâmpada incandescente mudou muito pouco ao longo dos próximos cem anos, em termos de eficiência, dando abertura para que novas fontes de luz com maior eficiência luminosa fossem introduzidas (COLE, 2015). Conforme Figura 1.1 pode-se avaliar o desenvolvimento das novas fontes de iluminação.

Figura 1.1: Avanço das fontes de iluminação.



Fonte: COLE, (2015).

Diodos emissores de luz (*LEDs*) têm características favoráveis de tamanho menor, uma vida mais longa, menor necessidade de manutenção, maior resistência contra a quebra, e estar livre de mercúrio e, portanto, menos prejudicial ao meio ambiente do que as tradicionais fontes de iluminação. São utilizados amplamente para iluminação de interiores e aplicações de iluminação ao ar livre, tais como iluminação de tráfego, displays, iluminação pública e assim por diante (CHENG, 2015).

A interrupção de luz de forma instantânea pode provocar danos materiais e até acidentes dentro de um local de trabalho. Por isso, os sistemas de iluminação de emergência tornaram-se elementos importantes (PRADO, 2010). Os modelos tradicionais de sistemas de iluminação de emergência utilizam lâmpadas fluorescentes que exigem baterias com alta capacidade de energia que geralmente apresentam peso e tamanho considerável. Quando fontes de luz com elevada eficácia luminosa e baixo nível de tensão são aplicadas nesses equipamentos, a bateria usada pode ser reduzida e o sistema torna-se compacto (PRADO, 2010).

Analisando a perspectiva crescente de uso dos *LEDs* na produção de luz, surge a necessidade de sistemas de emergências para iluminação com esta nova tecnologia, sendo que conforme pesquisas de PINTO (2008), o *LED* apresenta características que se tornam vantajosas quando deseja-se alimentá-lo com uma bateria.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de iluminação de emergência microcontrolado, que utiliza como fonte luminosa o *LED*. Em situação normal, os *LEDs* serão alimentados por um driver¹ conectado à rede elétrica. Porém quando ocorrer a falta de energia, o sistema irá comutar automaticamente, deixando o acumulador responsável pela alimentação da fonte luminosa e o conversor pelo controle da corrente nos *LEDs*. Poderão ser utilizados dois tipos de fontes de alimentação, no modo de emergência, sendo baterias de Ni-Cd ou Ni-Mh.

Para o controle da corrente nos *LEDs* e carga do acumulador, serão utilizadas as topologias de fonte chaveada que apresentarem as condições mais favoráveis para a aplicação proposta. Com a necessidade cada vez maior de se produzir

¹ Conforme PINTO (2008) *driver* é o circuito utilizado para controlar os sinais de tensão e corrente de operação dos *LEDs*.

equipamentos compactos e de baixo consumo, as fontes chaveadas começaram a ser empregadas em maior escala. São largamente empregadas como fonte de alimentação auxiliar, para os circuitos de comando de conversores de maior potência (BARBI, 2007).

1.1 Justificativa do trabalho

Para garantir a segurança de pessoas em lugares confinados, caso ocorra a falta ou falha na iluminação normal instalada, devem existir dispositivos para iluminação de emergência (ABNT, 2013). Os requisitos técnicos normativos expressos na NBR: 10898, determinam autonomia mínima e fluxo luminoso mínimo do sistema de iluminação de emergência, então a utilização do *LED* como fonte luminosa torna-se um atrativo devido à sua alta eficácia luminosa, o qual permite a utilização de baterias pequenas e/ou uma maior autonomia (CHENG, 2015).

Para facilitar o controle do conversor responsável pela alimentação dos *LEDs* e também adicionar recursos importantes no sistema de iluminação de emergência, será utilizado um microcontrolador. Atualmente com a larga utilização de microcontroladores na indústria eletrônica, a viabilidade econômica para sua utilização já é um grande atrativo (ST, 2015).

A utilização da mesma luminária para iluminação quando há energia da rede e quando ocorrer a interrupção no fornecimento é uma das principais justificativas para realização deste trabalho, sendo que em modo normal (havendo energia da rede), o *driver* existente na luminária será responsável pelo acionamento dos *LEDs*, porém, em caso de falta de energia, o *driver* será desconectado, através de uma comunicação feita com o sistema de iluminação de emergência, permitindo que a fonte luminosa seja alimentada pela bateria. A desconexão do *driver*, bem como o acionamento do modo de emergência são feitos de maneira autônoma. A bateria responsável pela alimentação dos *LEDs* no modo emergência será carregada através de um conversor CA-CC, alimentado diretamente na rede elétrica.

A pesquisa de mercado realizada apontou que as soluções oferecidas atualmente para sistemas de iluminação de emergência, somente suportam um tipo

de bateria, tornando a sua aplicação mais restrita que o estudo proposto, onde serão utilizadas até duas fontes de alimentação (PHILIPS, 2015).

O sistema proposto busca uma aplicação abrangente das luminárias de *LED* disponíveis no mercado, fornecendo uma faixa de tensão na saída que pode ser selecionada para melhor atender a autonomia do sistema.

1.2 Objetivo

Abaixo seguem o objetivo geral e os objetivos específicos, propostos para o presente trabalho, a fim de se obter os resultados esperados.

1.2.1 Objetivo geral

Estudo e implementação de um sistema para iluminação de emergência microcontrolado.

1.2.2 Objetivos específicos

- Avaliar tecnologias disponíveis no mercado de produtos similares;
- Verificar os requisitos técnicos normativos para a aplicação do sistema de iluminação de emergência;
- Determinar o método de controle de carga e descarga das baterias para maximizar a vida útil;
 - Definir e dimensionar o conversor para a carga e descarga das baterias;
 - Avaliar e dimensionar o conversor para o controle dos *LEDs*;
 - Avaliar as necessidades, bem como funções adicionais que podem ser executadas pelo microcontrolador e empregá-lo no conversor para controle dos *LEDs*;
- Implementar um protótipo do sistema de iluminação de emergência;
- Analisar a viabilidade econômica do sistema de iluminação de emergência;

- Comparar o sistema de iluminação de emergência com base lâmpadas fluorescentes de *LEDs*.

1.3 Ambiente do trabalho

O trabalho foi realizado na empresa Intral S.A. Indústria de Materiais Elétricos junto ao Departamento de Engenharia de Produto. Fundada em 21 de janeiro de 1950 com o nome de Sociedade Eléctro Luz Ltda. e mais tarde, no ano de 1967 foi transformada na atual, INTRAL S.A. Indústria de Materiais Elétricos. Ao longo dos 61 anos de existência a empresa demonstrou a preservação e o compromisso com a qualidade dos produtos que desenvolve. Sempre buscando soluções objetivas, desde seu início quando a produção estava voltada para a fabricação de Reguladores de Tensão para uso em eletrodomésticos. Atualmente a Intral possui em torno de 800 funcionários distribuídos em duas fábricas: fábrica 1 reatores e fábrica 2 luminárias, tendo ainda dois CDs (Centro de Distribuição) um localizado em São Paulo e outro em Recife.

A Intral S.A. é uma empresa que há 65 anos atua no mercado de iluminação. A sua linha de produtos inicialmente era formada apenas pela fabricação de reguladores de tensão, de uso em aparelhos domésticos, mas pouco depois a empresa incorporou a produção de transformadores de tensão de pequeno porte. Com o surgimento do uso da iluminação através de lâmpadas fluorescentes, a Intral desenvolveu a produção de reatores para lâmpadas fluorescentes de uso doméstico, industrial e comercial bem como de reatores para lâmpadas a vapor utilizadas em iluminação pública. O reator é um equipamento indispensável para proporcionar o acendimento e a operação de lâmpadas de descarga, sejam elas fluorescentes, vapor de sódio, mercúrio ou multivapor metálico. Complementando o mix de produtos, iniciou-se a fabricação e montagem de luminárias para lâmpadas fluorescentes, também para aplicação doméstica, industrial e comercial.

A Intral é uma empresa que sempre trabalhou com tecnologia própria e puramente nacional e os projetos de todos os seus produtos são estudados e desenvolvidos dentro da própria organização. A Intral quer reforçar definitivamente a assertiva de que é uma empresa cujos produtos economizam energia e não luz.

Os principais produtos fabricados e comercializados pela Intral são:

1. Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes;
2. Reatores Eletromagnéticos para Lâmpadas Fluorescentes;
3. Reatores HID para Iluminação Pública;
4. Relés Foto eletrônicos;
5. Inversores CC
6. *Drivers* para *LEDs*;
7. Luminárias comerciais, industriais e de alta eficiência.

1.4 Escopo e restrições

São aplicadas algumas restrições ao trabalho, com a finalidade de atingir os objetivos:

- a) O trabalho se deteve na parte eletrônica dos conversores, não adentrando nas características mecânicas e fotométricas a luminária.
- b) Toda a sequência lógica e algoritmo foi desenvolvida pelo autor, enquanto que o desenvolvimento do firmware foi terceirizado para uma empresa específica.

2 SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA

Os sistemas de iluminação de emergência foram criados para garantir um nível mínimo de iluminação em determinado local caso ocorram falhas ou interrupções no fornecimento da energia da rede elétrica, ou seja, caso o sistema normal de iluminação artificial falhe, o sistema de emergência será responsável por garantir a iluminação, com autonomia e fluxo luminoso mínimo especificado nas normas técnicas.

Todos os sistemas de iluminação de emergência comercializados no Brasil devem atender aos requisitos especificados nas normas técnicas, onde especificam que, a iluminação de emergência deve clarear as áreas com pessoas presentes, passagens horizontais e verticais para saídas de emergência, áreas técnicas de controle de restabelecimento de serviços essenciais na edificação, na falta ou na falha no fornecimento de energia elétrica (ABNT, 2013).

2.1 Iluminação de emergência com o uso de *LED*

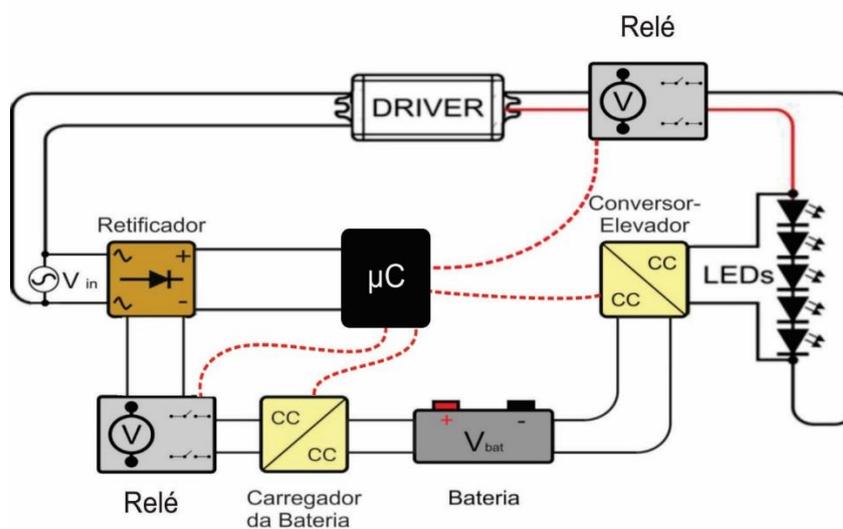
Os primeiros sistemas de iluminação de emergência foram desenvolvidos utilizando lâmpadas fluorescentes como fonte luminosa. Este tipo de fonte luminosa exige uma bateria robusta, visto que para partir a lâmpada fluorescente é necessário um alto pico de tensão (aproximadamente 1000V) e sua eficiência luminosa é aproximadamente 65 lumens/watt, valor inferior se comparado ao LED que é próximo aos 135 lumens/watt (PRADO, 2010), (OSRAM, 2015).

O *LED* tem características favoráveis de tamanho menor, uma vida mais longa, menor necessidade de manutenção, maior resistência contra a quebra se comparado a lâmpadas fluorescentes e estar livre de mercúrio, portanto, menos prejudicial ao meio ambiente do que as fontes de iluminação tradicionais (CHENG, 2015). O uso do *LED* como fonte luminosa em sistemas de iluminação de emergência ganha destaque devido às características já citadas, que refletem em uma autonomia maior com uma fonte de alimentação menor, se comparado aos sistemas que utilizam lâmpadas fluorescentes (PRADO, 2010).

2.2 Sistema de iluminação de emergência proposto

De acordo com o estudo sobre as fontes luminosas, optou-se por utilizar o *LED* no sistema de iluminação proposto, visando maior expectativa de vida, maior autonomia e menor manutenção, conforme diagrama de blocos visto na Figura 2.1.

Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema de iluminação de emergência proposto utilizando *LEDs*.



Fonte: Adaptado de (PINTO, 2008).

Onde:

2.2.1 Retificador

Conversor CA-CC responsável por retificar a tensão de entrada (CA), transformando em CC para alimentar o circuito.

2.2.2 Carregador da Bateria

Através da alimentação fornecida pelo retificador, é o conversor CC-CC responsável pelo controle da carga e tensão da bateria.

2.2.3 Bateria

Uma fonte de alimentação, responsável por fornecer energia para o circuito de controle dos *LEDs* no caso de falta de energia da rede elétrica.

2.2.4 Conversor Elevador

A alimentação deste conversor CC-CC é fornecida pela bateria, sendo que sua função é manter uma potência mínima para atender aos requisitos técnicos normativos, de acordo com a luminária que for utilizado (respeitando o limite de tensão que foi desenvolvido). Para tal, a tensão de entrada é elevada obtendo-se a corrente elétrica desejada.

2.2.5 Microcontrolador

Componente responsável por detectar a falta de energia da rede elétrica e também pela comutação automática do circuito de iluminação principal para o sistema de emergência. É responsável também pela identificação da carga completa da bateria, enviando um sinal para o CI que realiza o controle da corrente na bateria, colocando-a em modo *trickle*².

2.3 Requisitos técnicos normativos

No Brasil a instalação dos sistemas de iluminação de emergência é regida pela norma NBR:10898 (ABNT, 2013), onde os seguintes requisitos importantes são destacados:

- Iluminação de aclaramento: obrigatória para locais que proporcionam saídas para o exterior, ou seja, rotas de saída garantindo um nível mínimo de iluminação no piso (o desenvolvimento do trabalho proposto é classificado nesta categoria, de forma que os dados de entrada, devem garantir as características de saída especificadas na norma);
- Iluminação para sinalização: deve assinalar todas as mudanças de direção, obstáculos, saídas, escadas, etc. e não pode ser obstruída por anteparos ou arranjos decorativos.

São especificados também os tipos de sistemas de iluminação que são:

² *Trickle* em português significa pingar, gotejar. No caso citado acima, significa carregar uma célula de Ni-Cd com uma corrente muito baixa (entre 1/30 CmA a 1/20 CmA), onde C é o valor da capacidade da célula (BYD, 2013).

- Conjunto de blocos autônomos (o desenvolvimento do trabalho proposto é classificado nesta categoria);
- Sistema centralizado com baterias recarregáveis;
- Sistema centralizado com grupo moto gerador com arranque automático;
- Equipamentos de iluminação portáteis, compatíveis com o tempo de funcionamento exigido.

2.4 Circuitos para cargas da bateria e acionamento de *LEDs*

Para realizar a carga das baterias de Ni-Mh e Ni-Cd será utilizado o método de corrente constante com uma determinada tensão de flutuação, sendo que o valor de corrente de carga e tensão será de acordo com as especificações do fabricante da bateria, visando garantir a expectativa da sua vida útil (BYD, 2015).

O *LED* opera com sinais de tensão e corrente diferentes dos fornecidos pela rede elétrica, sendo então necessário um componente que realize seu acionamento e também controle a corrente ou tensão (CUN LI, 2015). Estes componentes podem ser divididos em conversores lineares e conversores chaveados. Os conversores lineares são pouco utilizados para circuitos de iluminação devido a sua baixa eficiência, sua aplicação se dá em grande parte para circuitos de baixa potência de saída, onde as perdas são menores. Desta forma, a seguir serão apresentados alguns conversores chaveados (CC-CC) que servirão de base para a escolha da melhor topologia a ser utilizada no sistema proposto.

2.4.1 Conversores chaveados CC-CC

Apresentam grande aplicação no segmento eletrônico como fonte de alimentação, sendo que os conversores CC-CC são alimentados a partir da saída dos conversores CA-CC controlando a energia e transformando a mesma na tensão requerida CC (KIM; MOON, 2015).

Podendo citar algumas funções dos conversores CC-CC (RASHID, 2011):

- Converter uma tensão CC de entrada V_e em uma tensão CC de saída V_s ;
- Regular a tensão CC de saída contra variações da linha e carga;
- Fornecer isolamento entre a fonte da entrada e a carga;
- Proteger o sistema de alimentação e a fonte de entrada de interferências eletromagnéticas.

O conversor CC-CC *Boost* é uma topologia desenvolvida para elevar a tensão de entrada, obtendo um valor de tensão mais alto na saída, um exemplo de aplicação bastante utilizada é o uso de uma bateria como fonte de alimentação para controle da corrente em *LEDs* (PRADO, 2010).

O conversor *Buck* é utilizado em circuitos para reduzir uma determinada tensão de entrada V_{in} , sendo que a tensão de saída é igual ao produto da razão cíclica pela tensão de entrada (BARBI, 2007).

A estrutura da parte de saída do conversor *Buck-Boost* é similar ao conversor *Boost* sendo que a única diferença é a polaridade reversa na transferência de energia para a carga (RASHID, 2011). A tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada de acordo com a aplicação (BARBI, 2007).

O conversor CC-CC *Forward* é a versão isolada do conversor CC-CC *Buck*. Esta topologia é utilizada para obter uma tensão de saída inferior ao valor da entrada. O projeto do transformador deve contar com um enrolamento específico para a desmagnetização, evitando a saturação do núcleo (RASHID, 2011).

A seguir serão apresentados a comparação das topologias e justificativas para a escolha dos conversores.

2.4.1.1 Resumo dos conversores CC-CC

Tabela 2.1: Resumo dos Conversores CC-CC.

Topologia	Aplicações	Vantagens	Desvantagens
<i>Boost</i>	Fontes de Alimentação CC-CC com tensão de saída superior a de entrada; Retificadores com elevado fator de potência;	A presença do indutor na entrada absorve variações bruscas na tensão de rede; O transistor deve suportar uma tensão igual à tensão de saída e seu acionamento é simples.	Não é possível a isolamento entre a entrada e a saída;
<i>Buck</i>	É indicado para aplicações onde a tensão CC necessária na carga é inferior a tensão CC de alimentação .	Sobre-corrente e curto-circuitos na carga podem ser controlados pelo interruptor; Facilidade de introdução de isolamento entre entrada e saída.	Não compartilha a mesma referência entre o interruptor e a fonte de entrada;
<i>Buck-Boost</i>	É indicado para aplicações onde a tensão CC necessária na carga é inferior ou superior a tensão CC de alimentação.	Permite elevar ou rebaixar a tensão de entrada.	O interruptor deve suportar tensão igual à soma da tensão de entrada e tensão de saída; Conversor sem isolamento entre a entrada e a saída.
<i>Flyback</i>	Apresenta as mesmas aplicações do conversor <i>Buck-Boost</i> porém o diferencial é que também pode ser usado onde necessite isolamento entre a fonte e a carga.	Permite elevar ou rebaixar a tensão de entrada; Apresenta isolamento entre a fonte e a carga	Surgimento de indutância de dispersão; Diminuição da eficiência do conversor.
<i>Forward</i>	Apresenta as mesmas aplicações do conversor <i>Buck</i> porém o diferencial é que também pode ser usado onde necessite isolamento entre a fonte e a carga.	Apresenta isolamento entre a fonte e a carga.	Enrolamento específico para a desmagnetização do circuito; Surgimento de indutância de dispersão; Diminuição da eficiência do conversor.
<i>Push-Pull</i>	Fontes de Alimentação CC-CC com tensão de saída superior a de entrada;	A partir de baixa tensão de entrada é possível se obter altos valores na saída; Apresenta isolamento entre a fonte e a carga.	Surgimento de indutância de dispersão; Diminuição da eficiência do conversor; Picos de tensão nas chaves.

Fonte: O AUTOR, (2015).

A seguir serão apresentadas em detalhes o conversor *Flyback* e *Push-Pull*, mais indicados para a aplicação.

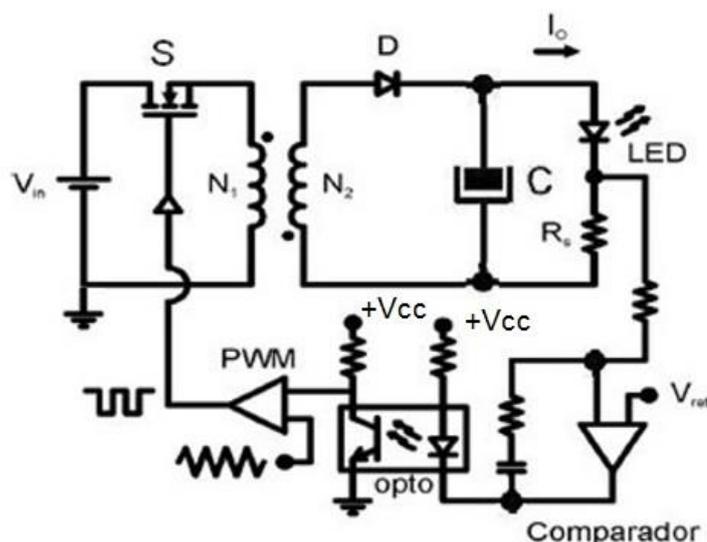
2.4.1.2 Conversor isolado rebaixador elevador - *Flyback*

O conversor *Flyback* é a versão isolada do conversor *Buck-Boost*, devido à utilização de um indutor acoplado para transferência de energia da entrada para a saída (RASHID, 2011). A figura 2.4 apresenta o diagrama elétrico para o conversor do tipo rebaixador elevador. Devido a aplicação de *LED* como carga, uma das formas para realizar o controle da corrente de saída do conversor é através de um resistor em série com a carga (resistor shunt). O circuito de controle monitora a tensão neste resistor e compara com uma referência que por sua vez altera a razão cíclica do conversor para manter a tensão no resistor o mais próximo possível do valor de referência (VAN DER BROECK, 2007).

As principais características fornecidas pelo indutor acoplado são (BARBI, 2007):

- Propiciar a isolação entre a fonte e carga;
- Fazer a acumulação de energia quando o interruptor estiver fechado;
- Adaptar a tensão necessária através da relação de transformação.

Figura 2.2: Conversor *Flyback*.



Fonte: Adaptado de (VAN DER BROECK, 2007).

Inicialmente o interruptor S encontra-se fechado, circulando corrente somente no enrolamento primário (N1), pois, o diodo D encontra-se bloqueado. Após, no momento em que o interruptor S abre, a polaridade do indutor acoplado é invertida, fazendo com que o diodo D entre em condução, transferindo a energia previamente acumulada no campo magnético, ao capacitor C (BARBI, 2007). A saída do conversor é realimentada pelo circuito comparador, que monitora a tensão do resistor R_s com a tensão de referência V_{ref} . Através do opto acoplador o controlador PWM irá garantir a variação necessária na razão cíclica a fim de manter a corrente de saída constante. O conversor *Flyback* não possui a mesma referência entre o resistor R_s e o interruptor S necessitando do uso de um circuito de comando específico para controle do interruptor S, com isolação entre as partes (VAN DER BROECK, 2007).

Devido ao fato de ser um conversor isolado, se faz necessário o uso de um opto acoplador para interligar o sinal do interruptor S que está conectado ao primário, com o sinal do resistor R_s que está conectado ao secundário, com o propósito de manter a isolação (PINTO, 2008). O capacitor C tem como função fornecer uma corrente contínua para a carga.

2.4.1.3 Conversor *Push-Pull*

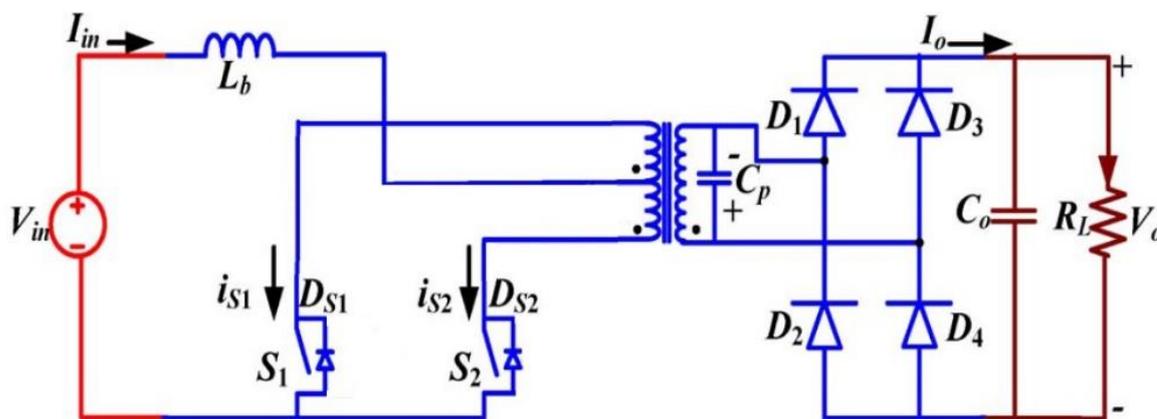
Este tipo de conversor é indicado para aplicações que exijam alta tensão de saída e baixa tensão de alimentação, geralmente fornecidas por baterias (KIM; MOON 2015). O conversor *Push-Pull* apresenta isolação entre a entrada e a saída, devido à utilização de um transformador para a transferência de energia da entrada para a saída. Este tipo de conversor pode ser alimentado por corrente ou tensão, porém, conversores alimentados por corrente apresentam corrente de entrada com baixa ondulação (*ripple*) e também a corrente média e pico são menores. Um dos principais problemas associados com conversores alimentados por corrente é o pico de tensão nas chaves ao desligar, que é solucionado com a implementação de um circuito *snubber* (RATHORE, 2015).

No caso deste conversor, não será desejado obter um valor de corrente constante na saída, de forma que o circuito de realimentação não será necessário. A corrente da saída será estipulada de acordo com o valor da indutância

magnetizante, da frequência de chaveamento e do valor do capacitor C_P , sendo que o valor projetado deverá atender ao valor mínimo de iluminação e garantir autonomia mínima de acordo com os requisitos técnicos normativos (ABNT, 2013). A Figura 2.3 apresenta o diagrama elétrico do conversor (RATHORE, 2015).

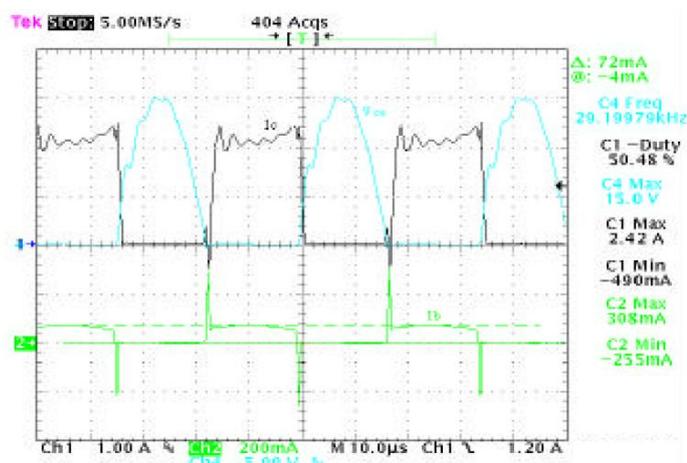
Inicialmente o interruptor S_1 encontra-se fechado, os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo a energia transferida do primário para o secundário. Após, no momento em que o interruptor S_1 abre, a corrente na saída tende a diminuir até atingir valor próximo a zero (MCD), fazendo com que os diodos D_1 e D_4 bloqueiem. Após, o interruptor S_2 entra em condução, polarizando diretamente os diodos D_2 e D_3 conduzindo a energia transferida do primário para o secundário. Após, no momento em que o interruptor S_2 abre, a corrente na saída tende a diminuir até atingir valor próximo a zero (MCD), fazendo com que os diodos D_2 e D_3 bloqueiem. Este conversor opera com razão cíclica fixa, sendo que existe um tempo morto entre o acionamento das chaves, ou seja, a chave S_1 somente entrará em condução após determinado tempo que a corrente atingir o valor próximo a zero e o mesmo acontecerá com a chave S_2 conforme pode ser visto através da Figura 2.4 (MICROCHIP, 2009).

Figura 2.3: Conversor *Push-Pull* alimentado por corrente.



Fonte: Adaptado de (RATHORE, 2015).

Figura 2.4: Forma de onda da tensão x corrente de coletor x corrente de base da chave.



Fonte: ST, (2004).

O trabalho foi dividido em basicamente dois circuitos, sendo que foram utilizadas duas topologias distintas observando o tipo de aplicação, vantagens e desvantagens conforme a tabela 2.1.

- **Carregador da bateria**

Para realizar o controle da corrente e tensão na bateria, será utilizado um conversor *Flyback*, devido ao fato da isolação entre a fonte de entrada e a saída, proporcionando segurança ao usuário, sendo que a outra vantagem se dá na transformação da tensão, tendo em vista que o sistema poderá ser alimentado de 100VCA a 242VCA, porém apresentando tensão inferior na saída. Este circuito irá operar em duas etapas distintas:

a) Bateria descarregada

Nesta etapa a bateria encontra-se descarregada, então o circuito irá carregar a mesma com corrente de 1,5A e tensão de flutuação de 8V, sendo que o microcontrolador estará monitorando o nível de carga a todo o momento, interferindo no processo de carga assim que necessário.

b) Bateria carregada

No momento em que o microcontrolador identificar que a bateria se encontra totalmente carregada, o mesmo enviará um sinal para o CI que controla o circuito responsável pela carga da bateria ordenando a entrada no modo *trickle*.

- **Alimentação dos LEDs**

Para alimentação dos LEDs será utilizado um conversor *Push-Pull*, devido ao fato da tensão de alimentação, que será baixa, pois será fornecida pela bateria, sendo necessário elevar a tensão de saída para promover o acionamento da fonte luminosa do sistema. A forma de acionamento das chaves é simples, pois as mesmas compartilham a mesma referência, sendo o microcontrolador responsável pelo controle.

2.5 Carregador proposto para bateria

Abaixo seguem os dados de entrada, utilizados para desenvolver o circuito responsável por carregar a bateria.

- **Dados de entrada**

Para alimentação do circuito carregador da bateria, serão utilizadas cinco células recarregáveis de Ni-Cd ou Ni-Mh, conectadas em série, com tensão nominal de 1,25V e corrente de 3000 mAh cada, resultando ao final uma bateria de 6,25V com corrente de 3000 mAh. A capacidade da bateria foi selecionada para garantir autonomia mínima de uma hora, sendo que, caso este tempo seja superior, a bateria será substituída, visando diminuir o custo do sistema proposto (ABNT, 2013). O sistema proposto será compatível com baterias de NiCd e também NiMH visto que seu método de carga é similar e ambas permitem carga contínua, ou seja, a partir do momento em que atingirem carga completa continuarão com carga no modo *trickle*.

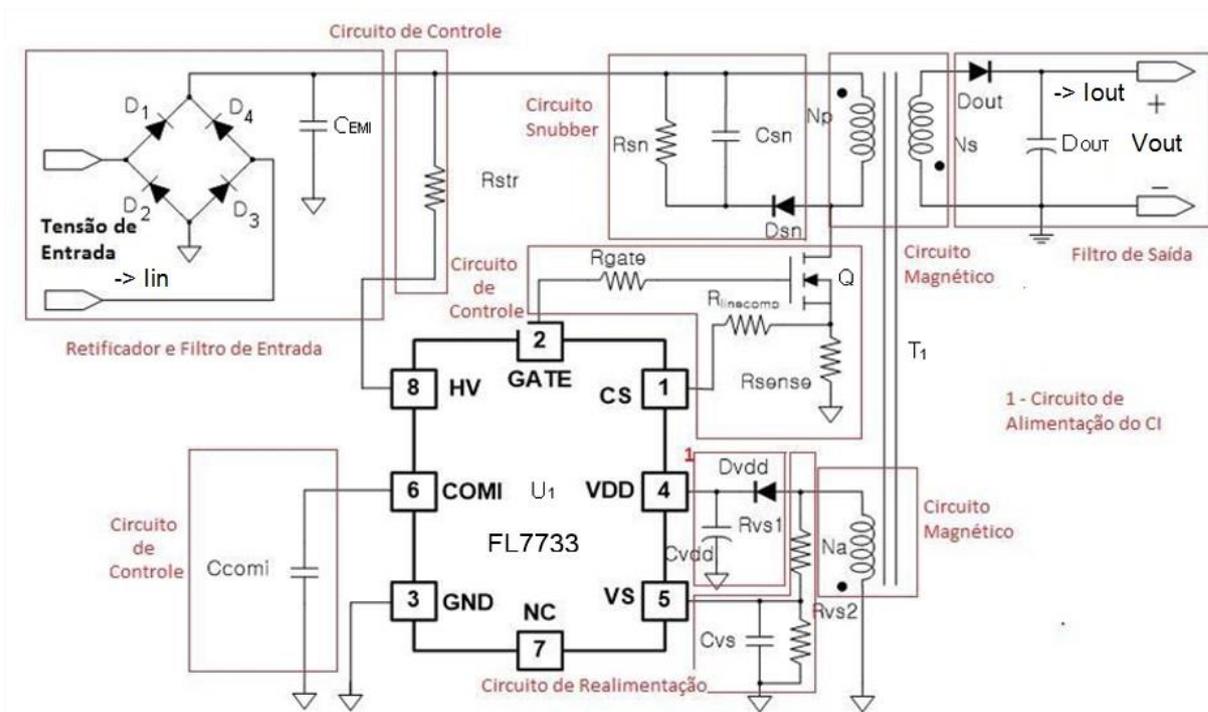
As baterias de Ni-Cd e Ni-Mh (principalmente) são sensíveis a sobrecarga, ou seja, o carregador deverá identificar o exato momento da carga completa e interromper a carga rápida, comutando de 1500mAh para 90mAh de corrente de carga. (BYD, 2015).

A faixa de tensão para alimentação do circuito carregador, será de 100VCA a 242VCA, frequência de 60Hz e o conversor irá operar no modo de condução descontínuo (MCD). Na primeira etapa a potência de saída será de 12W, assumindo corrente de saída máxima em 1500 mAh e tensão de flutuação de 8V, na segunda etapa a potência de saída será reduzida para 2W considerando corrente de

aproximadamente 90mAh e eficiência de aproximadamente 88% (FAIRCHILD, 2014). O CI utilizado (U1) será o FL7733A, devido ao fato de ser indicado para operar com circuito *Flyback*, pois o modo de controle do *duty-cycle* realizado por este dispositivo é simples e também por utilizar a tecnologia *Primary Side Regulation* (PSR). Conforme Figura 2.6, segue o desenvolvimento do circuito para carregar a bateria utilizando este CI, sendo Devido a utilização do método PSR apresenta um custo acessível (FAIRCHILD, 2014). Na Figura 2.5 é mostrado o circuito do carregador da bateria, dividido em partes para demonstração dos cálculos e explicação do funcionamento:

- Retificador e Filtro de Entrada;
- Circuito *Snubber*;
- Circuito de Controle;
- Circuito Magnético;
- Filtro de Saída;
- Circuito de Realimentação;
- Circuito da Alimentação do CI.

Figura 2.5: Circuito responsável pela carga da bateria.

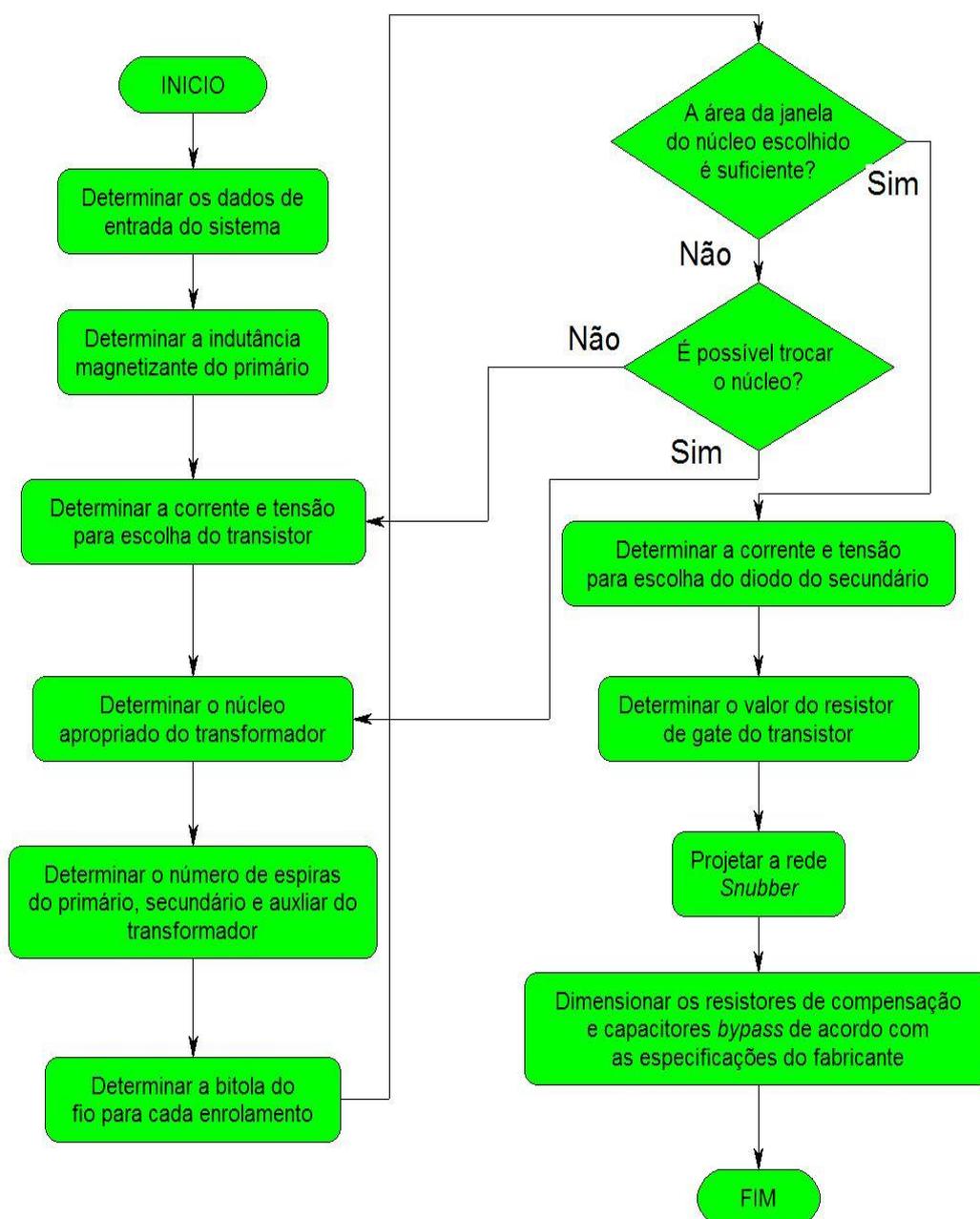


Fonte: O AUTOR, (2015).

2.5.1 Dimensionamento do circuito responsável pela carga da bateria

Para realizar o dimensionamento do circuito responsável por carregar a bateria, foram observadas as etapas necessárias conforme Figura 2.6 (FAIRCHILD, 2014).

Figura 2.6: Etapas para desenvolvimento do circuito carregador da bateria.



Fonte: Adaptado de (FAIRCHILD, 2014).

2.5.1.1 Retificador e filtro de entrada

Para se obter o maior valor de corrente de entrada, observa-se a faixa de tensão para alimentação do circuito, utilizando o menor valor para o cálculo, pois é o pior caso. Abaixo segue o cálculo da corrente de entrada e capacitor de filtro dado pela equação 2.1 a 2.6 (FAIRCHILD, 2014), (BARBI, 2007).

$$P_{out} = V_{out} * I_{out} = 8,00 * 1,80 = 14,4W \quad 2.1$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{14,4}{0,88} = 16,37 W \quad 2.2$$

$$I_{in_rms} = \frac{P_{in}}{V_{c_min}} = \frac{16,37}{100} = 163 mA \quad 2.3$$

Deste modo encontra-se a corrente de entrada, sendo possível dimensionar os diodos D1, D2, D3, D4, sendo utilizado 1N4007, pois de acordo com as especificações técnicas e analisando o custo, torna-se o mais indicado (FAIRCHILD, 2014).

Onde:

P_{out} : Potência de saída;

P_{in} : Potência de entrada;

I_{in} : Corrente de entrada;

V_{out} : Tensão de saída;

I_{out} : Corrente de saída;

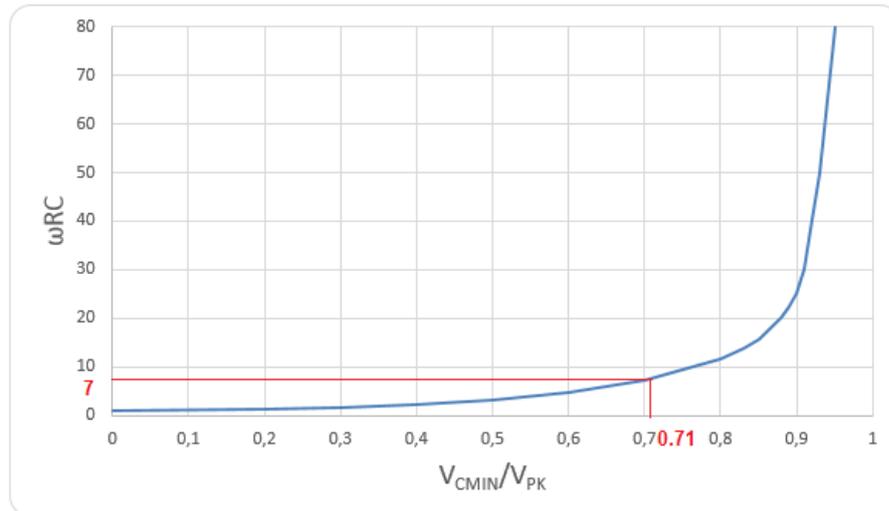
η : Rendimento da fonte (88%);

Para determinar o capacitor de filtro (C_{EMI}), será utilizado o gráfico da Figura 2.7.

$$Fator_1 = \frac{V_{c_min}}{V_{pk}} = \frac{100}{141,42} = 0,707 \quad 2.4$$

Com o valor encontrado na equação 2.4 é possível encontrar o Fator₂ utilizando o gráfico da Figura 2.7 (BARBI, 2007).

Figura 2.7: Gráfico da representação da função ωRC versus V_{cmin}/V_{pk}



Fonte: O AUTOR, (2015).

$$R_{carga} = \frac{V_{c_{min}}^2}{P_{out}} = \frac{100^2}{14,4} = 694\Omega \quad 2.5$$

$$C_{EMI} = \frac{Fator_2}{\omega * R_{carga}} = \frac{7}{377 * 694} = 26 \mu F \quad 2.6$$

Portanto, o capacitor de filtro (C_{EMI}) utilizado será de 27 μ F 350V.

Onde:

ω : Frequência angular ($2\pi f$ rad/s);

f: Frequência da rede (60 Hz);

V_{pk} : Tensão de pico com tensão mínima de entrada;

$V_{c_{min}}$: Tensão mínima de barramento (100 V).

R_{carga} : Valor da resistência de carga do capacitor de filtro.

2.5.1.2 Circuito de controle

O controle do conversor *Flyback* será realizado por um método denominado PSR (*Primary Side Regulation*). Isso significa que o controle será realizado por um circuito de realimentação proveniente do lado primário. O método convencional de realizar o controle de um conversor *Flyback* é utilizar uma malha de realimentação de tensão ou corrente da saída do conversor, ou seja, do enrolamento secundário (ZHAO, 2014).

Para malhas de controle com realimentação pelo secundário, é importante que se mantenha a isolamento galvânica entre a entrada e a saída do conversor. Para que isso aconteça são necessários diversos componentes adicionais no circuito. Um dos métodos para manter a isolamento é a utilização de acopladores ópticos. Com o objetivo de reduzir a quantidade de componentes e simplificar o sistema serão utilizados sinais de controle pelo lado do enrolamento primário, desta forma, não é necessário conectar a entrada com a saída da fonte (ZHAO, 2014).

Conforme pode ser visto na Figura 2.8, o circuito para carregar a bateria visto na Figura 2.9, pode ser dividido em três etapas de operação, que são descritas abaixo (FAIRCHILD, 2014):

Etapa 1

Durante o momento de condução do *MOSFET* (Q) a tensão entrada (V_{IN}) é aplicada através de indutância do lado primário do transformador. A corrente *drain source* (I_{DS}) do *MOSFET* (Q) aumenta linearmente a partir de zero para o valor de pico ($I_{DS.PK}$), durante este tempo, a energia é retirada da entrada e armazenada no indutor (FAIRCHILD, 2014).

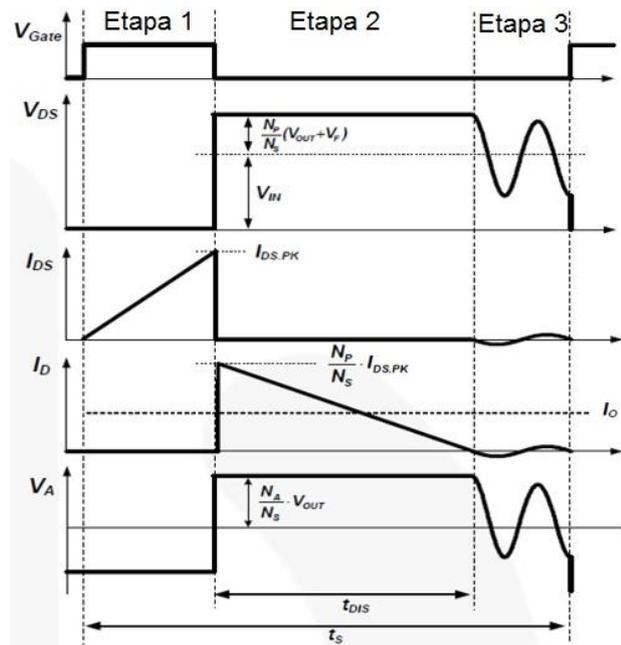
Etapa 2

No momento em que o *MOSFET* (Q) bloqueia, a energia armazenada no transformador polariza diretamente o diodo (D) que entra em condução e transfere a tensão de saída V_{OUT} , ao mesmo tempo que a corrente do diodo (D) (I_D) decresce linearmente partindo do valor de pico ($I_{DS.PK} * N_P / N_S$) até atingir o valor zero. Ao final desta etapa, toda a energia armazenada no transformador foi entregue para a saída (FAIRCHILD, 2014).

Etapa 3

Neste momento, a corrente I_D é igual a zero e a tensão do enrolamento auxiliar começa a oscilar pela ressonância entre a indutância do lado primário e o capacitor carregado eficaz intrínseco ao *MOSFET* (Q) (FAIRCHILD, 2014).

Figura 2.8: Principais formas de onda do Flyback PSR utilizando o CI FL7733.



Fonte: FAIRCHILD, (2014).

Através da Figura 2.9 é possível identificar os blocos internos do CI FL7733 responsáveis pelo controle da corrente na saída. O valor da corrente de saída pode ser estimada utilizando o pico de corrente do *drain* do *MOSFET* e o tempo de descarga (T_{DIS}) da corrente do auxiliar do transformador. O valor do pico da corrente de *drain* (I_{DS}) é determinada pelo bloco interno do CI (VCS detector) e o tempo de descarga (T_{DIS}) é detectado pelo bloco interno (TDIS detector). A partir destes dois dados de entrada, o bloco *True Current Calculation* será responsável pela variação da razão cíclica, visando manter o valor da corrente de saída constante. Para que o bloco *True Current Calculation* varie a razão cíclica, o mesmo irá se basear na seguinte equação 2.7 (FAIRCHILD, 2014).

$$I_o = \frac{1}{2} * \frac{t_{DIS}}{T_S} * V_{CS} * \frac{N_A}{N_S} * \frac{1}{R_S} \quad 2.7$$

Onde:

I_o : Corrente de saída;

V_{cs} : Tensão aplicada ao resistor R_{SENSE} ;

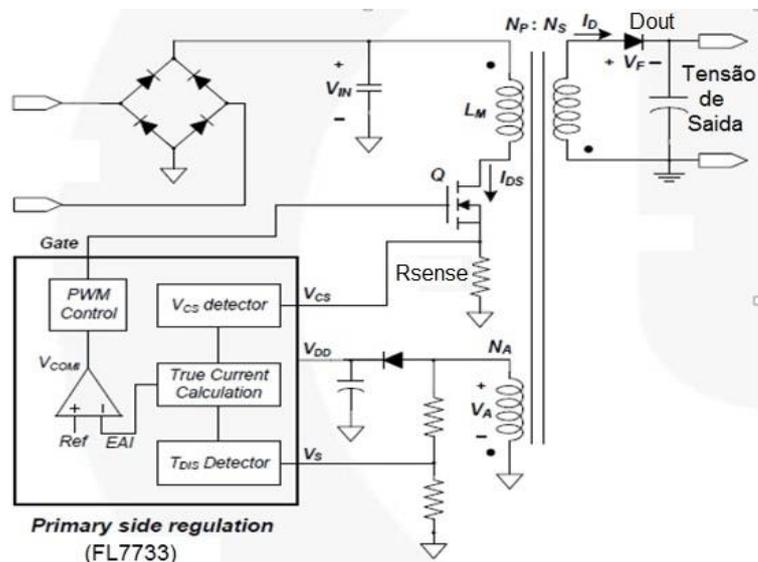
N_A : Número de espiras do enrolamento primário;

N_s : Número de espiras do enrolamento secundário;

t_{DIS} : Tempo para a corrente no enrolamento auxiliar chegar a zero;

t_s : Período completo.

Figura 2.9: Método de regulação da corrente de saída PSR.



Fonte: FAIRCHILD, (2014).

Para a escolha do *MOSFET* apropriado deve-se levar em consideração a corrente de pico ($I_{DS.PK}$), corrente eficaz ($I_{DS.rms}$) e a máxima tensão entre *drain source* ($V_{DS(max)}$), além de atender os valores calculados nas equações 2.8 a 2.10, deve possibilitar a carga completa (Q_G) nos tempos esperados (FAIRCHILD, 2014):

$$I_{DS.PK} = \frac{t_{on}^2 * V_{in.min.pk}}{L_m} = \frac{8,9 * 10^{-6} * 100 * \sqrt{2}}{1089 * 10^{-6}} = 1,16A \quad 2.8$$

Onde:

$I_{DS.PK}$: Valor máximo da corrente no *MOSFET*;

$V_{in.min.pk}$: Pico da tensão mínima de entrada;

t_{on} : Tempo de condução do *MOSFET*;

L_m : Indutância do primário;

Os valores de L_m , f_s e D são calculados no tópico circuito magnético, localizado no apêndice A. O valor de $f_s = 45\text{kHz}$ foi definido de acordo com especificações do fabricante, sendo superior a 20kHz para evitar ruído audível e inferior a 100kHz para minimizar as perdas por chaveamento (FAIRCHILD, 2014).

$$I_{DS.rms} = I_{DS.PK} * \sqrt{\frac{t_{ON} * f_s}{6}} = 1,16 * \sqrt{\frac{8,9 * 10^{-6} * 45000}{6}} = 0,30 \text{ A} \quad 2.9$$

$$V_{DS(max)} = V_{in.max.pk} + \frac{N_p}{N_s} * (V_{O.OVP} + V_{F.Do}) + V_{OS} = 242 * \sqrt{2} + \frac{80}{12} * (10 + 1) + 100 = 515V \quad 2.10$$

Onde:

D : Razão cíclica do *MOSFET*;

f_s : Frequência de operação do CI;

$V_{in.max.pk}$: Pico da tensão máxima de entrada;

$V_{O.OVP}$: Tensão de saída para acionamento da proteção do CI FL7733;

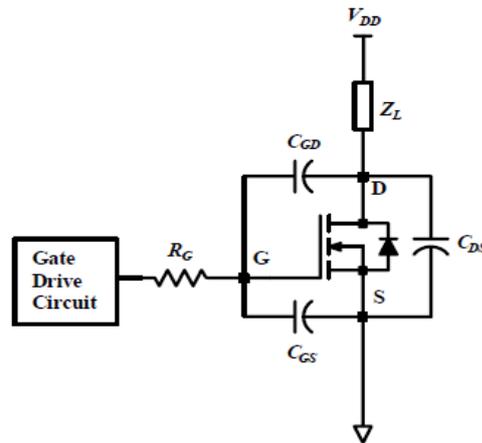
$V_{F.Do}$: Tensão aplicada sobre o diodo de saída;

$I_{DS.rms}$: É o valor da corrente eficaz entre *drain* e *source* do *MOSFET*;

$V_{DS(max)}$: Tensão máxima aplicada entre *drain* e *source* do *MOSFET*.

O *MOSFET* utilizado será JCS4N80C. Para que o *MOSFET* entre em condução é imprescindível que os capacitores intrínsecos ao dispositivo (C_{GD} , C_{GS} , C_{DS}) sejam carregados através de uma corrente injetada no *gate*. Conforme mostrado na figura 2.10 este é o modelo do *MOSFET* utilizado para cálculo do resistor de *gate* (MCARTHUR, 2001).

Figura 2.10: Modelo do *MOSFET* para dimensionamento do resistor de *gate* R_G .



Fonte: MCARTHUR, (2001).

A carga total injetada em um determinado intervalo de tempo através do *gate*, pode ser determinada através da equação 2.11 (MCARTHUR, 2001).

$$Q = \int_{t_i}^{t_f} i_G dt \quad 2.11$$

Onde:

i_G : Corrente injetada no *gate*;

Q : Carga sendo inserida para o *gate*;

t_f : Tempo final da injeção de corrente no *gate*;

t_i : Tempo inicial da injeção de corrente no *gate*.

Se for aplicada uma corrente constante i_G no *gate* é possível determinar a carga dos capacitores em função do tempo, conforme Figura 2.11 e equações 2.12, 2.13 e 2.14 (MCARTHUR, 2001).

$$Q_{GS} = i_G * (t_2 - t_0) \quad 2.12$$

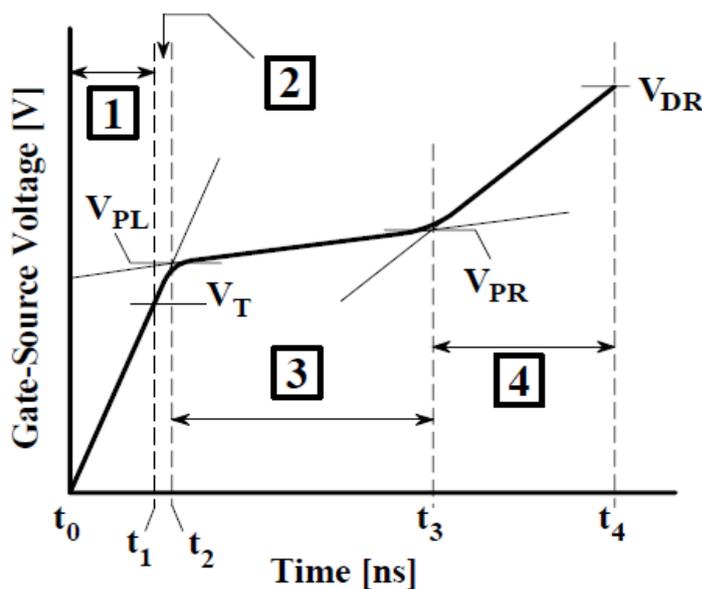
$$Q_{GD} = i_G * (t_3 - t_2) \quad 2.13$$

$$Q_G = i_G * (t_4 - t_0) \quad 2.14$$

Analisando o gráfico da Figura 2.11 e comparando com as formas de onda do chaveamento do *MOSFET* da Figura 2.12 é possível identificar algumas características (MCARTHUR, 2001):

- No momento t_0 o *MOSFET* encontra-se fora de condução, então é injetada uma corrente constante i_G . No momento t_1 a tensão V_{GS} atinge o valor V_T então a corrente de *drain* I_D começa a crescer e a tensão V_{DS} decresce.
- No momento t_2 a tensão V_{GS} atinge o valor V_{PL} , ou seja, o capacitor C_{GS} encontra-se totalmente carregado.
- No momento t_3 a tensão V_{GS} atinge o valor V_{PR} , ou seja, o capacitor C_{GD} encontra-se totalmente carregado.
- No momento t_4 a tensão V_{GS} atinge o valor V_{DR} , ou seja, todos os capacitores intrínsecos encontram-se carregados, o valor de Q atinge o valor especificado pelo fabricante do *MOSFET*.

Figura 2.11: Tensão V_{GS} x tempo de injeção de corrente no *gate*.



Legenda

V_T : Tensão de disparo;

V_{PL} : Tensão de *plateau* da extremidade esquerda;

V_{PR} : Tensão de *plateau* da extremidade direita;

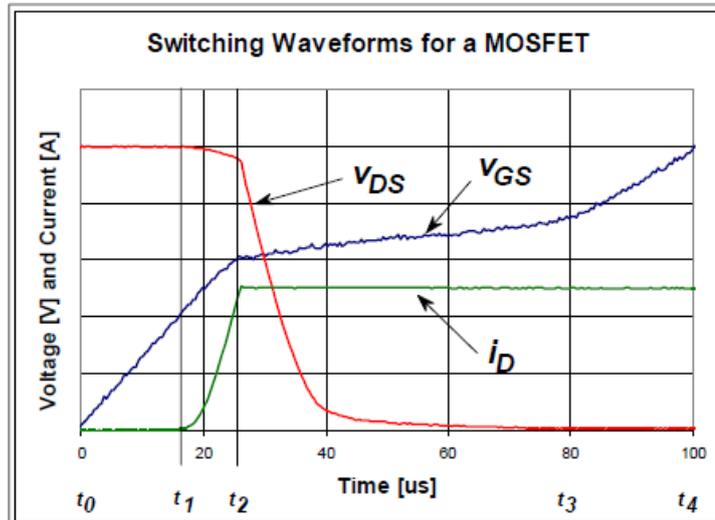
V_{DR} : Tensão de pico do circuito responsável (localizado no CI FL7733) por fornecer corrente para o *gate* do *MOSFET*.

Fonte: MCARTHUR, (2001).

É importante notar que a partir do momento t_1 a corrente de drain I_D começa a crescer, porém a tensão V_{DS} leva aproximadamente $40\mu s$ para atingir o valor zero. Neste período de transição surgem as perdas causadas por chaveamento, de forma que, se o dimensionamento do resistor de gate for realizado observando estas

condições, estes valores de perdas podem ser reduzidos significativamente (MCARTHUR, 2001).

Figura 2.12: Chaveamento x carga (Q_G) do *MOSFET*.



Fonte: MCARTHUR, (2001).

Desta forma, o resistor de *gate* (R_{gate}) é calculado através da equação 2.15 e a potência aplicada ao *MOSFET* (Q) é calculada através da equação 2.16 (TEXAS, 2011).

$$R_{gate} = \frac{V_{DR} - V_{PL}}{I_{sink}} = \frac{18 - 5,2}{180 \cdot 10^{-3}} = 71,10 \Omega \quad 2.15$$

$$P_Q = V_{DS(max)} * I_{DS.rms} * f_S * \frac{Q_G}{I_{sink}} = 515 * 0,3 * 45000 * \frac{29,5 \cdot 10^{-9}}{180 \cdot 10^{-3}} = 1,14 W \quad 2.16$$

Desta forma, o resistor de *gate* (R_{gate}) utilizado será de 70 Ω . Para calcular o valor do resistor R_{str} utiliza-se a equação 2.17 (FAIRCHILD, 2014).

$$R_{str} = \frac{V_{c.min}}{I_{HV}} = \frac{100}{1 \cdot 10^{-3}} = 100 k\Omega \quad 2.17$$

Onde:

I_{HV} : Corrente mínima necessária na partida no pino HV (8);

I_{SINK} : Corrente máxima que o CI pode fornecer para o *gate* do *MOSFET*;

Q_G : Carga total do *MOSFET* (Q);

$V_{CS.pk}$: Tensão aplicada sobre o resistor R_{SENSE} (tipicamente 0,85V).

Desta forma, o resistor R_{str} utilizado será de 100 k Ω . Para calcular o valor do resistor R_{SENSE} utiliza-se a equação 2.15 (FAIRCHILD, 2014).

$$R_{SENSE} = \frac{V_{CS.pk}}{I_{DS.PK}} = \frac{0,85}{1,16} = 0,733\Omega \quad 2.18$$

Portanto o valor de R_{str} será de 100k Ω e R_{SENSE} será de 0,750 Ω . O resistor $R_{linecomp}$ que é utilizado para compensação de comprimento dos cabos de saída será de 470 Ω e o capacitor de compensação C_{comi} será de 2,2 μ F 25V de acordo com as recomendações do fabricante (FAIRCHILD, 2014).

2.6 Circuito proposto para alimentar os *LEDs*

Abaixo seguem os dados de entrada, utilizados para desenvolver o circuito responsável por alimentar os *LEDs*.

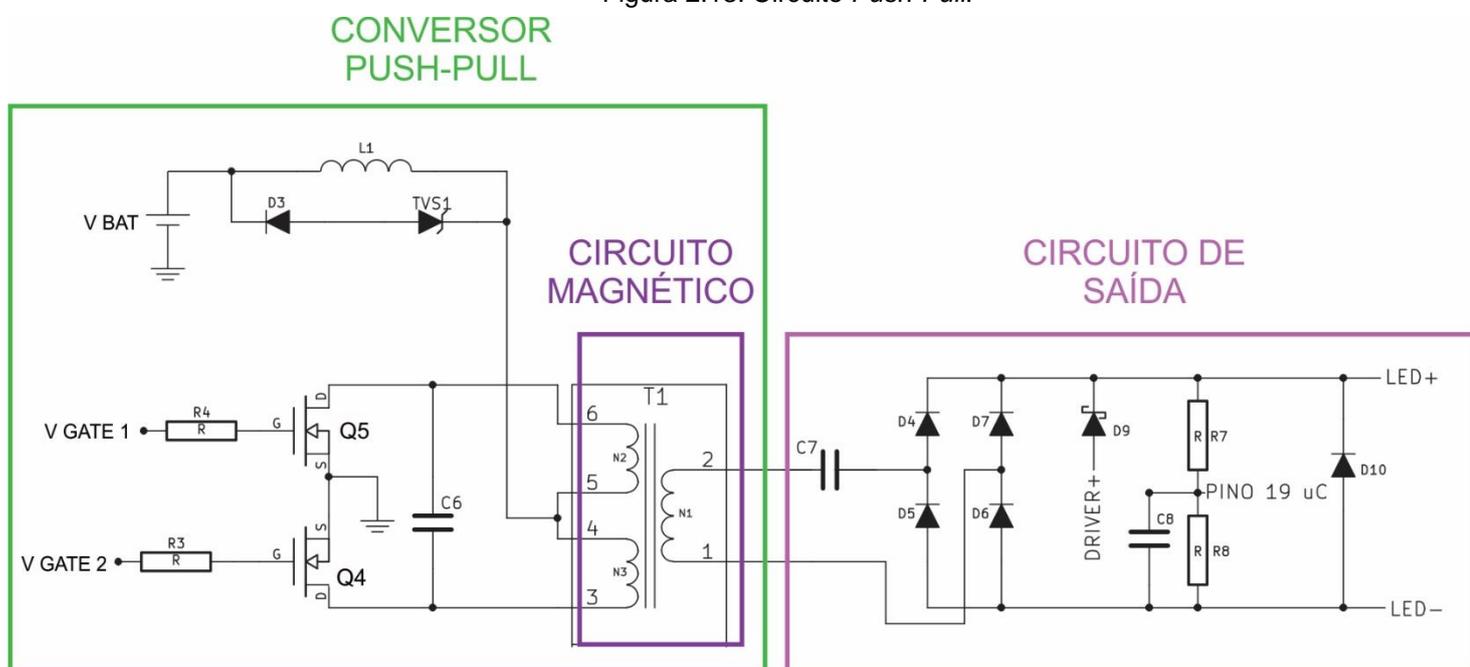
- **Dados de entrada**

Para alimentação dos *LEDs*, o conversor *Push-Pull* poderá operar em duas frequências de saída distintas, visando obter valores de correntes diferentes para atender ao fluxo luminoso e autonomia mínima, especificados nos requisitos técnicos normativos (ABNT, 2013). Através de uma chave externa (conector), acessível ao usuário, será possível selecionar a tensão de saída desejada que poderá ser: 20V a 50V ou 50V a 140V. Caso o usuário conecte uma luminária com tensão superior a 180V, o microcontrolador enviará um sinal para que as duas chaves do conversor desliguem interrompendo a alimentação dos *LEDs*, evitando que o circuito opere fora dos valores especificados em projeto e falhe.

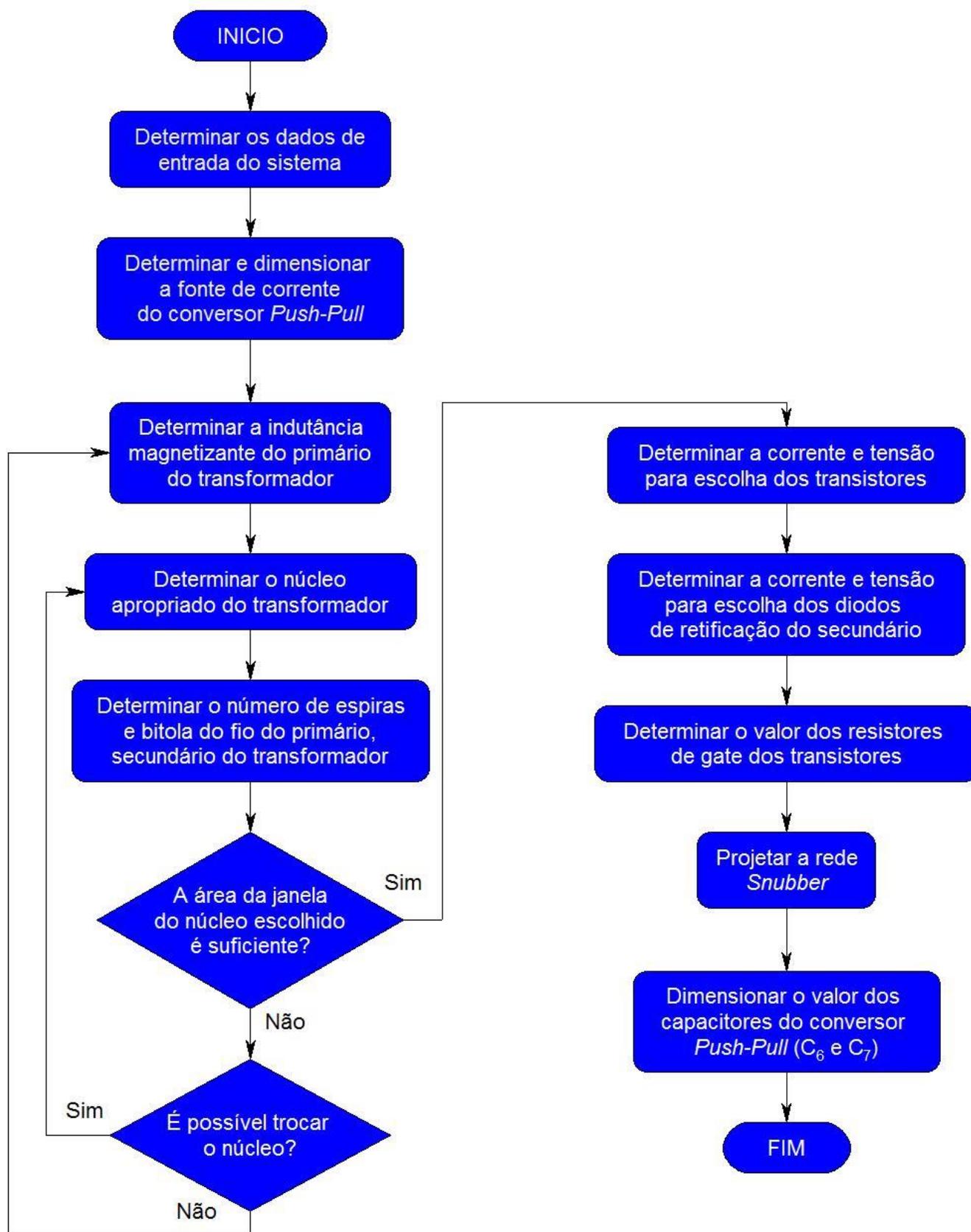
Será integrado um microcontrolador neste conversor que será responsável pela identificação da presença de energia da rede elétrica, comute os dois relés (um que conecta o *driver* que alimenta a luminária em modo de operação normal e o outro que conecta o sistema de iluminação de emergência) em tempos diferentes evitando que o *driver* e o sistema de iluminação operem simultaneamente, identificar a carga completa da bateria e então enviar um sinal para que o carregador da bateria entre em modo *trickle*, acenda dois *LEDs*, indicando se a bateria está totalmente carregada ou se ainda está no processo de carga rápida e a proteção do circuito de alimentação dos *LEDs*. O microcontrolador utilizado (U2) será escolhido no item 2.7. Na Figura 2.13 é mostrado o circuito *Push-Pull* e circuito de saída, sendo que na figura 2.14 são mostradas as etapas para o seu dimensionamento (ST, 2004).

O conversor irá operar no Modo de Condução Descontínuo (MCD). A potência de saída inicial será de aproximadamente 12W (dependendo da tensão dos *LEDs*), sendo que, após no mínimo 60 minutos, a potência de saída será superior a 10W, visando atender fluxo luminoso mínimo.

Figura 2.13: Circuito *Push-Pull*.



Fonte: O AUTOR, (2015).

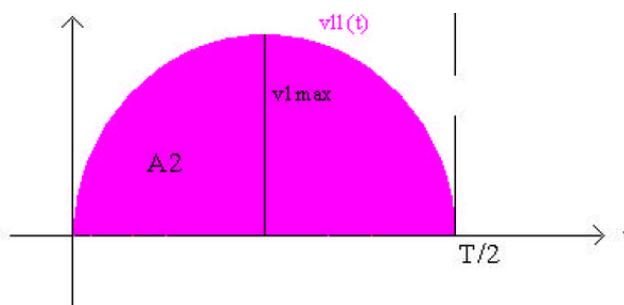
Figura 2.14: Etapas para desenvolvimento do circuito *Push-Pull*.

Fonte: O AUTOR, (2015).

a) Indutor L1

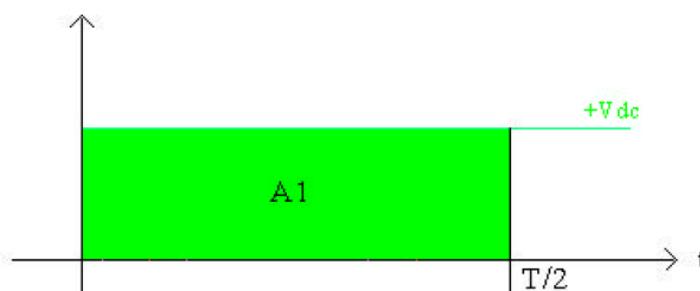
Em um indutor a tensão média sempre deverá ser igual a zero, para evitar a saturação do núcleo, conforme pode ser visto na Figura 2.15. A tensão de entrada do conversor *Push-Pull* utilizado será constante conforme pode ser visto na Figura 2.16, por este motivo, é inserido um capacitor C_6 e um indutor L_1 (fonte de corrente), ou seja, um filtro passa-baixas (ST, 2004). O conversor *Push-Pull* com esta modificação é conhecido como conversor *Push-Pull* alimentado por corrente.

Figura 2.15: Tensão no enrolamento primário do transformador do conversor *Push-Pull*.



Fonte: ST, (2004).

Figura 2.16: Tensão de entrada do conversor *Push-Pull*.



Fonte: ST, (2004).

Para calcular as especificações necessárias para o projeto do indutor (L_1), serão utilizadas as equações 2.19 a 2.34 (HART, 2012). A eficiência do conversor *Push-Pull* considerada será de 98% (MCLYMAN, 2002).

$$P_{in1} = \frac{P_{out1}}{n_1} = \frac{140 \cdot 0,142}{0,98} = 20,41 \text{ W} \quad 2.19$$

$$I_{Lx} = \frac{P_{in1}}{V_{in1}} = \frac{20,41}{5} = 4,082 \text{ A} \quad 2.20$$

Onde:

V_{in1} : Tensão mínima de entrada do conversor *Push-Pull*;

P_{in1} : Potência máxima de entrada do conversor *Push-Pull*;

P_{out1} : Potência máxima de saída do conversor *Push-Pull*;

V_{out_max1} : Tensão máxima de saída do conversor *Push-Pull*;

n_1 : Eficiência do conversor *Push-Pull*;

I_{Lx} : Corrente média no indutor L_1 .

Para calcular a variação do valor máximo que a corrente I_{Lx} pode atingir, será utilizada a equação 2.21 (ST, 2004).

$$\Delta_{I_{max}} = \Delta_{I_{max}\%} * I_{Lx} = 10\% * 4,082 = 0,408 \text{ A} \quad 2.21$$

Onde:

$\Delta_{I_{max}}$: Variação do valor máximo que a corrente I_{Lx} pode atingir;

$\Delta_{I_{max}\%}$: Variação desejada do valor máximo que a corrente I_{Lx} pode atingir;

A indutância mínima de L_1 (para evitar a saturação do indutor) é obtida através da equação 2.23 (ST, 2004).

$$t' = \frac{T}{2\pi} * \arcsen\left(\frac{2}{\pi}\right) = 20 * 10^{-6} * \arcsen\left(\frac{2}{\pi}\right) = 2,20 \mu\text{s} \quad 2.22$$

$$L_{1min} = \frac{2}{\Delta_{I_{max}}} * \left\{ V_{IN1} * t' - \frac{T}{4} * V_{IN1} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T} * t'\right) \right] \right\} = \frac{2}{0,408} * \left\{ 6,25 * 2,20 * 10^{-6} - \frac{20 * 10^{-6}}{4} * 6,25 \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{20 * 10^{-6}} * 2,20 * 10^{-6}\right) \right] \right\} = 30,95 \mu\text{H} \quad 2.23$$

Para o projeto do indutor L_1 será considerada indutância de $35\mu\text{H}$ visando garantir que o mesmo não sature (ST, 2004).

Onde:

V_{IN1} : Tensão de entrada do conversor *Push-Pull*;

T : Período de operação do conversor *Push-Pull*;

t' : Instante em que a tensão sobre o indutor L_1 é igual a zero;

L_{1min} : Indutância mínima para L_1 não saturar;

L_{1nom} : Indutância nominal utilizada para L_1 .

A corrente de pico do indutor L_1 é calculada através da equação 2.24 (MCLYMAN, 2002).

$$I_{pk} = I_{Lx} + \left(\frac{\Delta I_{max}}{2}\right) = 4,082 + \left(\frac{0,408}{2}\right) = 4,28 \text{ A} \quad 2.24$$

Onde:

I_{pk} : Corrente máxima que circula pelo indutor L_1 ;

D_{max1} : Razão cíclica máxima para o conversor *Push-Pull*.

O indutor L_1 será responsável por absorver a energia da fonte de entrada e então transferir para o transformador (T_1) utilizado no conversor *Push-Pull*, sendo esta energia calculada na equação 2.25 (MCLYMAN, 2002).

$$Energia = \frac{L_{1nom} * (I_{pk})^2}{2} = \frac{35 * 10^{-6} * (8,368)^2}{2} = 0,00123 \text{ watt} - \text{segundos} \quad 2.25$$

Onde:

Energia: Energia transferida pelo indutor L_1 para o transformador (T_1) a cada segundo.

Para calcular a geometria do núcleo para o indutor L₁, deve-se primeiramente obter as condições elétricas através da equação 2.26 e então obtêm-se a geometria do núcleo através da equação 2.27 (MCLYMAN, 2002).

$$K_{e1} = 0,145 * P_{out1} * B_m^2 * 10^{-4} = 0,145 * 20 * 1,5^2 * 10^{-4} = 0,0006525 \quad 2.26$$

$$K_{g1} = \frac{(Energy)^2}{K_{e1} * \alpha} = \frac{(0,00123)^2}{0,0006525 * 1} = 0,002319 \text{ cm}^5 \quad 2.27$$

Onde:

K_{e1}: Condições elétricas do indutor L₁;

K_{g1}: Geometria do núcleo do indutor L₁;

B_m: Densidade de fluxo magnético do indutor L₁;

α: Regulação do conversor *Push-Pull* (1%).

A partir do valor de geometria encontrado para o indutor L₁, seleciona-se o núcleo CNF – 7,5/10/3,5 através da tabela C.1 (MCLYMAN, 2002).

Para calcular a corrente *rms* no indutor L₁, utiliza-se a equação 2.28 (MCLYMAN, 2002).

$$I_{rms} = \sqrt{(I_{Lx})^2 + \left(\frac{\Delta I_{max}}{2}\right)^2} = \sqrt{(4,082)^2 + \left(\frac{0,408}{2}\right)^2} = 4,082 \text{ A} \quad 2.28$$

Para calcular a densidade de corrente que deverá ser utilizada para cálculo da bitola do fio do indutor L₁, será utilizada a equação 2.29 (MCLYMAN, 2002).

$$J_L = \frac{2 * Energia * 10^4}{B_m * K_u * A_p} = \frac{2 * 0,00123 * 10^4}{1,5 * 0,4 * 0,039} = 1139 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad 2.29$$

Onde:

A_{WI} : Área mínima do fio necessário para o enrolamento do indutor L_1 ;

I_{rms} : Corrente *rms* no indutor L_1 ;

K_u : Fator de utilização da janela;

P_t : Potência aparente do transformador do conversor *Push-Pull*;

J_L : Densidade de corrente do indutor L_1 ;

A_p : Produto da área A_c e A_w ;

Para calcular a área mínima do condutor de cobre que será utilizado no enrolamento do indutor L_1 , será utilizada a equação 2.30 (MCLYMAN, 2002).

$$A_{WI} = \frac{I_{rms}}{J_L} = \frac{4,08}{1139} = 0,00358 \text{ cm}^2 \quad 2.30$$

Ao calcular a bitola do fio, deve-se observar se há existência do efeito *skin* através da equação 2.31 (BARBI, 2002):

$$\Delta = \left(\frac{6,61}{\sqrt{f_{max}}} \right) * K_{skin} = \left(\frac{6,61}{\sqrt{50000}} \right) * 1 = 29,5 * 10^{-3} \text{ cm} \quad 2.31$$

O diâmetro máximo do fio utilizado deve ser $2 * \Delta$, ou seja 0,05912 cm, sendo calculado através da equação 2.32 o número de condutores que deverão ser enrolados em paralelo. De acordo com a tabela C.3, é selecionada a bitola do fio para o enrolamento do indutor L_1 .

$$n_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} = \frac{3,58 * 10^{-3}}{2,588 * 10^{-3}} = 1,38 \text{ condutores} \quad 2.32$$

Onde:

S_{cond} : Seção do condutor de cobre calculado;

n_{cond} : Número de fios que devem ser enrolados em paralelo por causa do efeito *skin*;

S_{skin} : Seção do maior condutor de cobre que pode ser utilizado respeitando o efeito *skin*;

f_{max} : Frequência máxima do conversor *Push-Pull*;

K_{skin} : Valor 1 para condutor de cobre.

O indutor L_1 será bobinado com 2 condutores em paralelo de bitola 23_{AWG}. Para calcular a área efetiva da janela do indutor L_1 será utilizada a equação 2.33 de acordo com a tabela C.2 (MCLYMAN, 2002).

$$A_{w(eff)} = A_w * S_3 = 0,1120 * 0,75 = 0,084 \text{ cm}^2 \quad 2.33$$

Onde:

S_3 : Constante para cálculo da área efetiva da janela;

A_w : Área da janela do núcleo;

$A_{w(eff)}$: Área efetiva da janela do núcleo do indutor L_1 .

Para calcular o número mínimo de espiras do indutor L_1 , será utilizada a equação 2.34 (MCLYMAN, 2002).

$$N_{pmin} = \frac{A_w * S_2}{A_{wI}} = \frac{0,084 * 0,6}{0,003583} = 14,06 \text{ espiras} \quad 2.34$$

Onde:

S_2 : Constante para cálculo do número mínimo de espiras do indutor L_1 ;

N_{pmin} : Número mínimo de espiras do enrolamento do indutor L_1 .

Através do resultado encontrado na equação 2.34 o enrolamento do indutor L_1 será bobinado com 15 espiras.

b) Determinação das chaves

Para determinar os *MOSFETs* (Q_4 e Q_5) a serem utilizados, serão utilizadas as equações 2.35 a 2.37 (HART, 2012). A tensão máxima nas chaves é calculada através da equação 2.35 (ST, 2004).

$$V_{s_max} = 2 * V_{out_max} * \sqrt{2} = 2 * 10 = 20 V \quad 2.35$$

$$I_{s_max} = I_{pk} = 4,28 A \quad 2.36$$

$$I_{s_rms} = I_{rms} = 4,08 A \quad 2.37$$

A corrente máxima e *rms* em cada uma das chaves serão as mesmas que circulam pelo indutor L₁ (considerando o pior caso). Sendo então (Q₄ e Q₅) seleccionados IRLR (V_{DS_MAX}: 55V e I_{DS_MAX}: 25A).

Onde:

V_{s_max}: Tensão máxima sobre cada uma das chaves do conversor *Push-Pull*;

V_{out_max}: Tensão máxima de saída do circuito carregador da bateria;

I_{s_max}: Corrente máxima em cada uma das chaves do conversor *Push-Pull*;

N_{p1}: Número de espiras do enrolamento primário do transformador T₁;

N_{s1}: Número de espiras do enrolamento secundário do transformador T₁.

Para calcular o valor dos resistores de *gate* (R₃ e R₄) dos *MOSFETs* (Q₄ e Q₅) será utilizada a equação 2.38 (TEXAS, 2011).

$$R_{gate1} = \frac{V_{DR1} - V_{PL1}}{I_{sink1}} = \frac{10 - 5}{20 * 10^{-3}} = 250 \Omega \quad 2.38$$

Onde:

I_{SINK1}: Corrente máxima que o microcontrolador pode fornecer para o *gate* dos *MOSFETs* (Q₄ e Q₅);

V_{PL1}: Tensão de plateau da extremidade esquerda dos *MOSFETs* (Q₄ e Q₅);

V_{DR1}: Tensão de pico do circuito responsável (localizado no microcontrolador) por fornecer corrente para o *gate* dos *MOSFETs* (Q₄ e Q₅).

c) Determinação do transformador

O circuito magnético é composto pelo transformador, que é responsável pela adaptação da energia fornecida no primário para o enrolamento secundário e também pela isolação entre a entrada e a saída (BARBI, 2007). O valor de *duty-cycle* máximo (D_{max1}) do circuito, é definido em 0,5 (MICROCHIP, 2009).

A potência aparente do transformador T_1 é calculada através da equação 2.39 (MCLYMAN, 2002).

$$P_t = P_{out1} * \left(\frac{\sqrt{2}}{n_1} + \sqrt{2} \right) = 12 * \left(\frac{1,41}{0,98} + 1,41 \right) = 56,9 W \quad 2.39$$

Onde:

K_g : Geometria do núcleo do conversor *Push-Pull*;

B : Densidade de fluxo magnético do transformador T_1 ;

J_1 : Densidade de corrente utilizada no transformador T_1 ;

K_f : Fator *ripple* (definido em 4 para onda quadrada).

As condições elétricas são calculadas através da equação 2.40 (MCLYMAN, 2002).

$$K_e = 0,145 * k_f^2 * f_{max}^2 * B * 10^{-4} = 0,145 * 4^2 * 50000^2 * 0,3^2 * 10^{-4} = 52200 \quad 2.40$$

A geometria do núcleo é calculada através da equação 2.41 (MCLYMAN, 2002).

$$K_g = \frac{P_t}{2 * K_e * \alpha} = \frac{57}{2 * (52200) * 1} = 0,000546 \text{ cm}^5 \quad 2.41$$

Após selecionar o núcleo EFD-15 considerando o valor da geometria do núcleo (K_g) através da tabela C.2, o número de espiras do enrolamento primário é calculado através da equação 2.42 (MCLYMAN, 2002).

$$N_{p1} = \left(\frac{V_{IN1} * 10^4}{B * K_f * f_{max} * A_c} \right) * \left(1 + \frac{\alpha}{100} \right) = \left(\frac{6,25}{0,3 * 4 * 50000 * 0,150} \right) * \left(1 + \frac{1}{100} \right) = 6,98 \text{ espiras} \quad 2.42$$

O enrolamento primário será bobinado com 7 espiras. A corrente máxima do enrolamento primário é calculada através da equação 2.43 (MCLYMAN, 2002).

$$I_{p1} = \left(\frac{P_{out}}{V_{IN1} * n_1} \right) = \left(\frac{20}{6,25 * 0,98} \right) = 3,27 \text{ A} \quad 2.43$$

Onde:

K_e : Condições elétricas do transformador T_1 do conversor *Push-Pull*;

I_{p1} : Corrente do enrolamento primário do transformador T_1 ;

K_w : Fator de utilização do enrolamento primário transformador T_1 ;

A_p : Produto da área A_c e A_w .

Para calcular a densidade de corrente que deverá ser utilizada para cálculo da bitola do fio do transformador T_1 , será utilizada a equação 2.44 (MCLYMAN, 2002).

$$J_1 = \left(\frac{P_t * 10^4}{k_f * k_w * f_{max} * B * A_p} \right) = \left(\frac{57 * 10^4}{4 * 0,4 * 50000 * 0,3 * 0,047} \right) = 505 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad 2.44$$

Para calcular a área mínima do condutor de cobre que será utilizado no enrolamento primário, será utilizada a equação 2.45 (MCLYMAN, 2002).

$$A_{WB} = \frac{I_p * 0,707}{J_1} = \frac{9,81}{505} = 0,004578 \text{ cm}^2 \quad 2.45$$

Ao calcular a bitola do fio, deve-se observar se há existência do efeito *skin* através da equação 2.46 (BARBI, 2002):

$$\Delta = \left(\frac{6,61}{\sqrt{f_s}} \right) * K_{skin} = \left(\frac{6,61}{\sqrt{50000}} \right) * 1 = 29,56 * 10^{-3} \text{ cm} \quad 2.46$$

O diâmetro máximo do fio utilizado deve ser $2*\Delta$, ou seja 0,05912 cm. De acordo com a tabela C.3Tabela, é selecionada a bitola do fio para o enrolamento primário.

$$n_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} = \frac{4,58*10^{-3}}{2,588*10^{-3}} = 1,77 \text{ condutores} \quad 2.47$$

$$A_{PP} = (23_{AWG} * N_{p1}) * n_{cond} = (2,588 * 10^{-3} * 7) * 2 = 0,036212 \text{ cm}^2 \quad 2.48$$

De acordo com a equação 2.47 o enrolamento transformador T₁ será bobinado com 2 fios em paralelo 23_{AWG}.

Onde:

A_{WB} : Área mínima do fio do enrolamento primário transformador T₁;

A_{pp} : Área ocupada pelo enrolamento primário transformador T₁.

Para calcular o número de espiras do enrolamento secundário será utilizada a equação 2.49 (MCLYMAN, 2002).

$$N_{S1} = \left(\frac{N_{p1} * (V_{out,max1} + V_{D1})}{V_{IN1}} \right) = \left(\frac{7 * (142)}{6,25} \right) = 159,04 \text{ espiras} \quad 2.49$$

O enrolamento secundário será bobinado com 160 espiras. Para calcular a área mínima do condutor de cobre que será utilizado no enrolamento secundário, será utilizada a equação 2.50 (MCLYMAN, 2002).

$$A_{WS} = \frac{I_{out,max1}}{J_1} = \frac{0,600}{505} = 1,181 * 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad 2.50$$

$$n_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} = \frac{1,181*10^{-3}}{2,588*10^{-3}} = 0,46 \text{ condutores} \quad 2.51$$

$$A_{PS} = (27_{AWG} * N_S) * n_{cond} = (1,281 * 10^{-3} * 160) * 1 = 0,2049 \text{ cm}^2 \quad 2.52$$

De acordo com a equação 2.52 o enrolamento do transformador T₁ será bobinado com fio bitola 27_{AWG} (MCLYMAN, 2002).

Onde:

I_{out_max1} : Corrente máxima de saída do conversor *Push-Pull*, considerando tensão mínima de saída;

V_{D1} : Tensão sobre os diodos de saída (D₄, D₆/D₅, D₇);

A_{WS} : Área mínima do fio do enrolamento secundário do transformador T₁;

A_{PS} : Área ocupada pelo enrolamento secundário do transformador T₁.

A indutância do enrolamento primário do transformador (T₁) é calculada a partir da equação 2.53, sendo o valor do AL para o núcleo EFD 15 (calculado no apêndice B) obtido através da tabela C.2 (MCLYMAN, 2002).

$$L_T = (N_{p1})^2 * AL = (7)^2 * 850 = 42,23 \mu H \quad 2.53$$

Onde:

L_T : Indutância magnetizante do enrolamento primário do transformador T₁;

AL: Valor do núcleo com gap zero.

Para calcular a relação de espiras do transformador será utilizada a equação 2.54 que se baseia na Figura 2.17 (ST, 2004).

$$K_1 = \frac{2 * N_{S1}}{N_{p1}} = \frac{2 * 160}{7} = 45,71 \quad 2.54$$

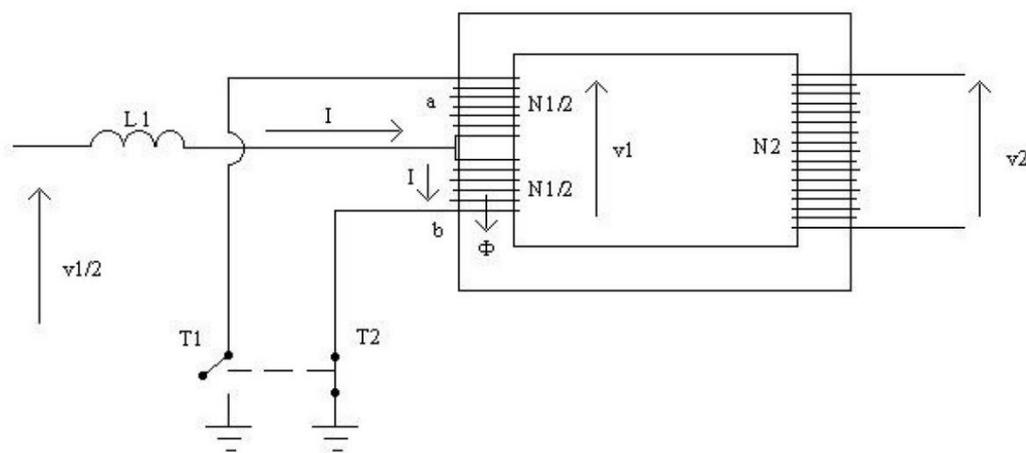
Onde:

K_1 : Relação de espiras do transformador T₁.

O capacitor C_6 responsável por compor o filtro passa-baixas juntamente com o indutor L_1 é calculado através da equação 2.55 (ST, 2004).

$$C_6 = \frac{1}{L_T * (2\pi * f_{max})^2} = \frac{1}{42,23 * 10^{-6} * (2\pi * 50000)^2} = 239,9 \text{ nF} \quad 2.55$$

Figura 2.17: Transformador T1.



Fonte: Adaptado de ST, (2004).

De acordo com o resultado obtido na equação 2.55 o valor do capacitor C_6 será de 250nF (ST, 2004).

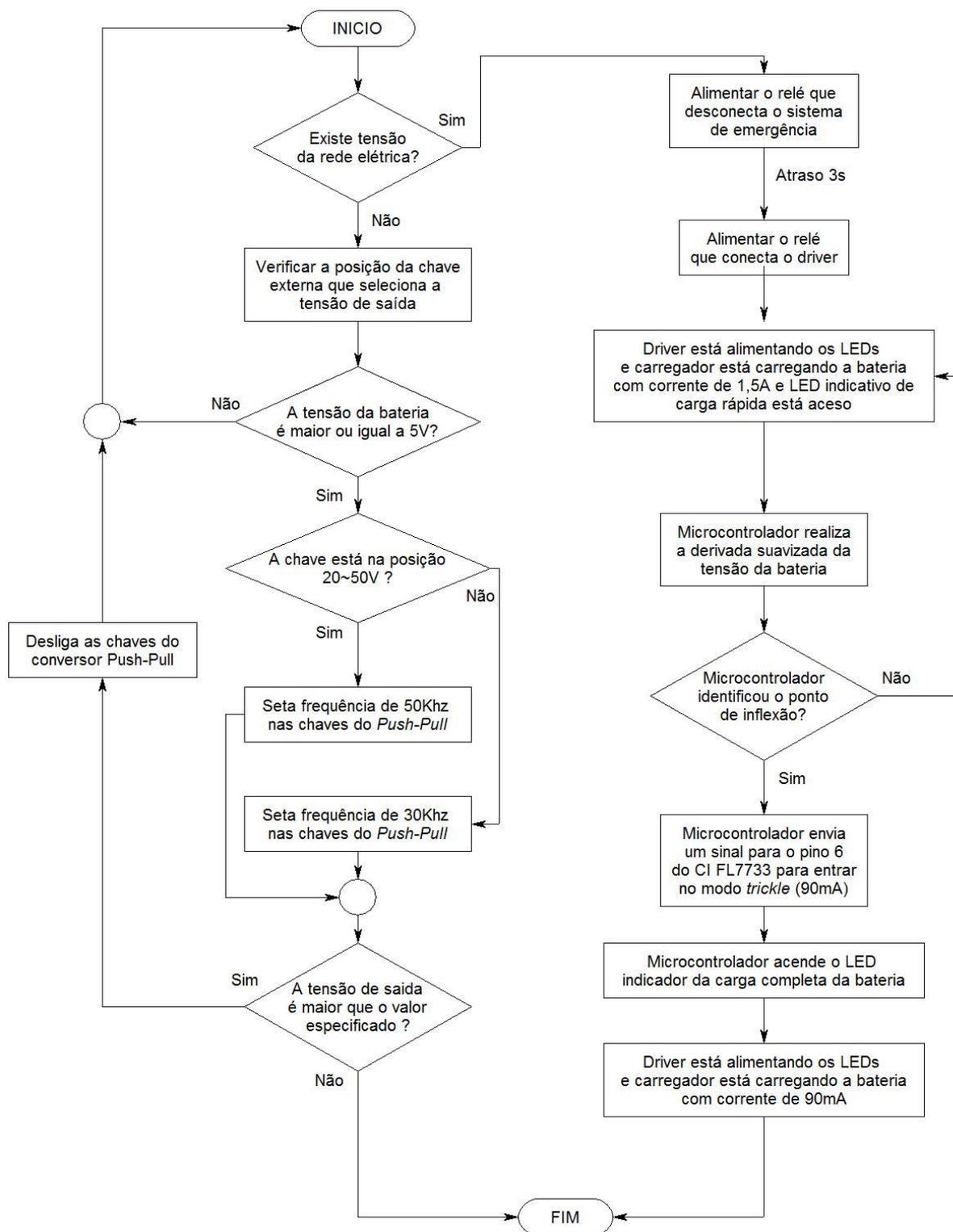
O circuito de saída será dimensionado no apêndice B.

2.7 Microcontrolador

O circuito responsável pela alimentação dos *LEDs* visto na Figura 2.19, também deverá detectar a carga completa da bateria e enviar um sinal para o carregador da bateria para entrada em modo *tickle*, acionar os dois relés que conectam o sistema de iluminação de emergência e o *driver* em tempos diferentes, acender *LED* indicativo de carga completa ou parcial da bateria, proteger o sistema contra tensão de saída superior ao valor indicado e detectar a presença de energia da rede elétrica. Para realizar todas estas funções, mostradas no fluxograma da Figura 2.18

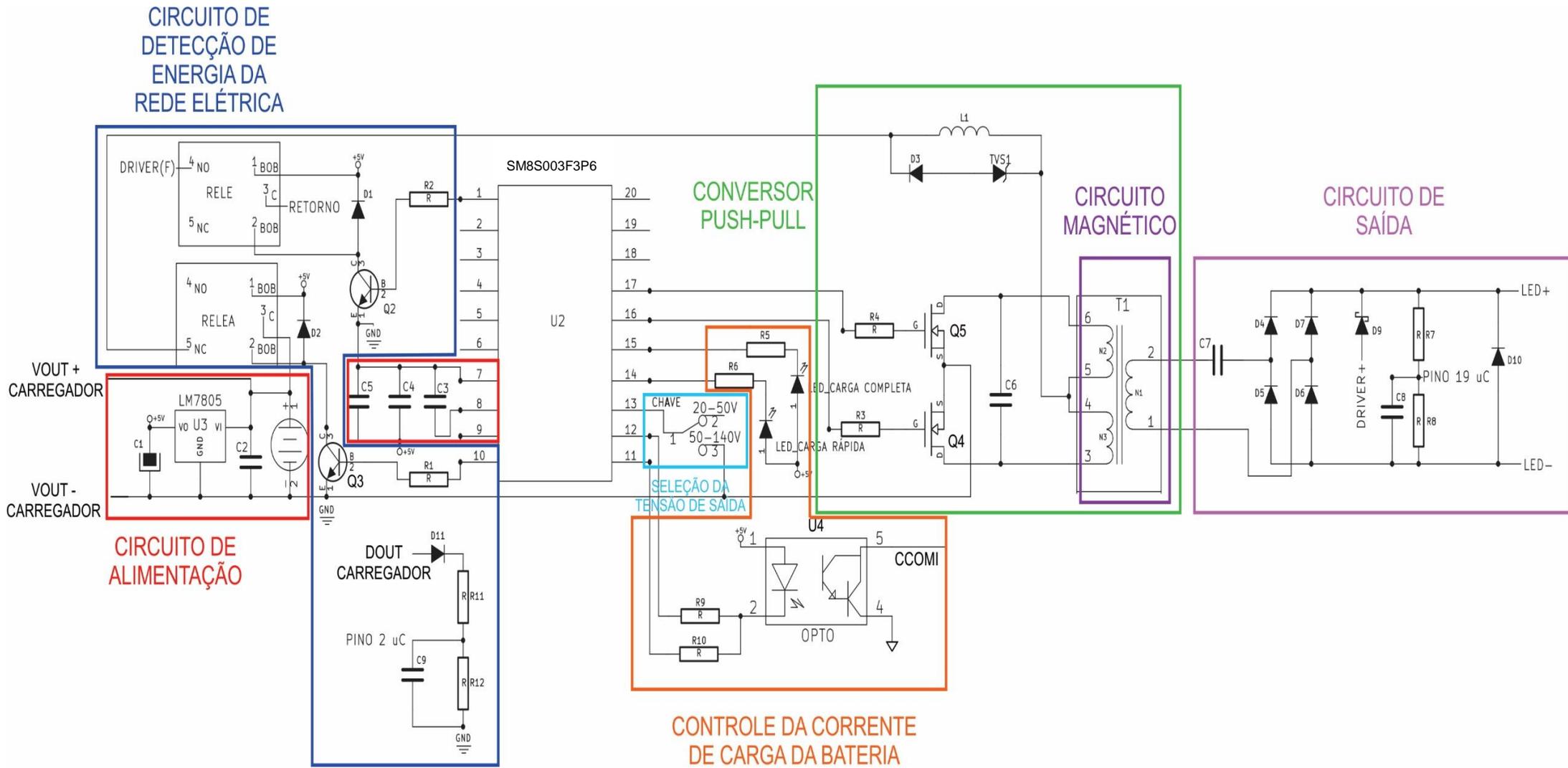
é necessária a utilização de um microcontrolador, que centralizará as informações e será responsável pela tomada de decisão.

Figura 2.18: Fluxograma do funcionamento do sistema de iluminação de emergência microcontrolado.



Fonte: O AUTOR, (2015).

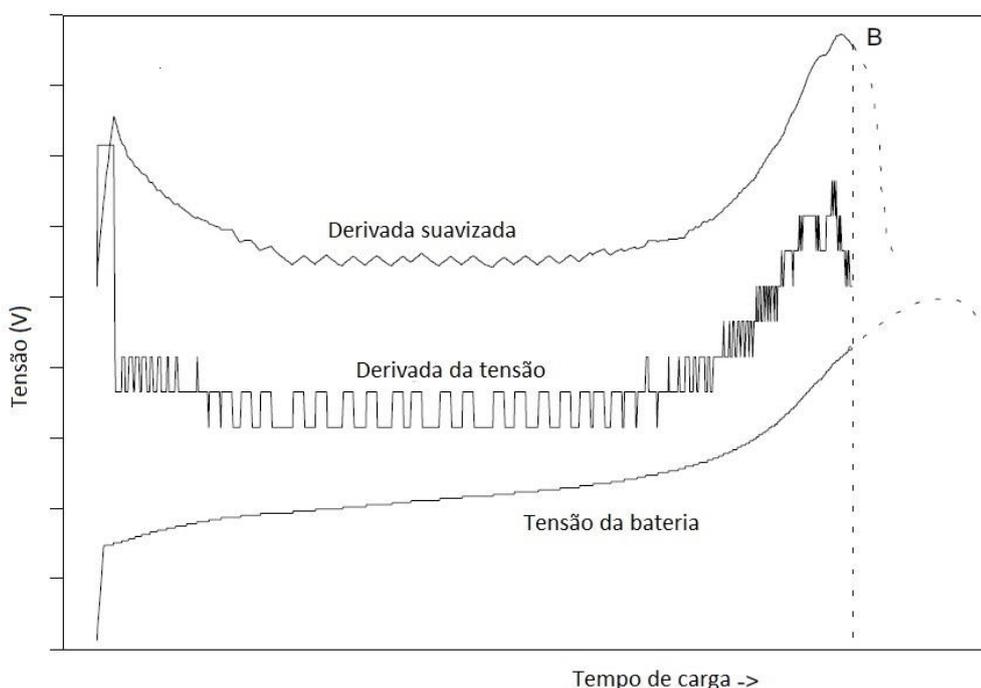
Figura 2.19: Circuito responsável pela Alimentação dos LEDs.



Fonte: O AUTOR, (2015).

Para que a carga rápida seja interrompida e se de início a carga *trickle*, a bateria deverá estar totalmente carregada. O microcontrolador aguardará o ponto de inflexão da tensão da bateria para executar esta mudança de carga, que é obtido através dos passos realizados conforme Figura 2.21. A importância da suavização da tensão da bateria se dá na eliminação de possíveis ruídos no momento da carga. O comportamento teórico da carga da bateria de Ni-Cd ou Ni-Mh, bem como o ponto de inflexão da tensão (momento em que a derivada da tensão é igual a zero) pode ser visto na Figura 2.20 (STMICROELECTRONICS, 2011). É importante que o microcontrolador detecte o mais rápido possível o ponto de inflexão, pois a partir deste momento a bateria não permite mais a armazenagem de carga, transformando em perdas a carga inserida.

Figura 2.20: Comportamento da bateria Ni-Cd/Ni-Mh durante o processo de carga.



Fonte: Adaptado de STMICROELECTRONICS, (1994).

O microcontrolador deverá realizar a leitura da tensão da bateria 256 vezes a cada 19ms de operação de carga e então realizar a média da tensão da bateria. Após, será realizada uma média móvel (A_{vr}), ou seja, a média atual (M_n) será somada com as últimas 7 médias da leitura da tensão da bateria e o valor será dividido por 8, conforme equação 2.56, sendo que a média móvel atual será

diminuída da última média móvel, gerando a derivada da tensão da bateria, representado pelo bloco comparação. Após será realizada a derivada suavizada, que consiste na subtração da derivada da tensão atual da bateria pelo último valor de derivada registrado, para que o microcontrolador possa identificar o comportamento real da tensão da bateria, conforme pode ser visto na Figura 2.21 (SGS, 1994).

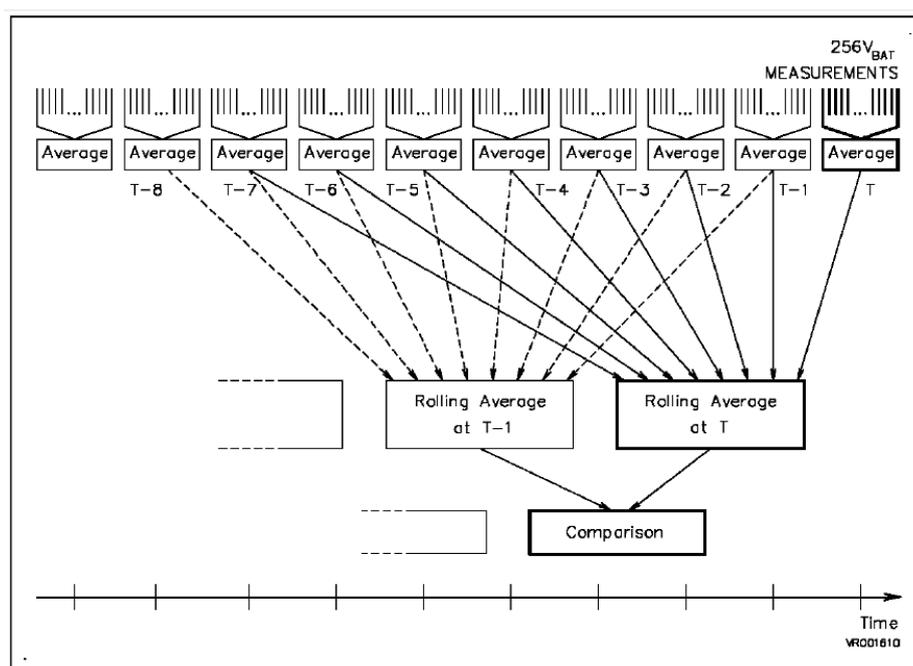
$$A_{vr} = \sum \frac{\sum M_n \dots \sum M_{n-8}}{8} \quad 2.56$$

Onde:

A_{vr} : Média móvel da tensão da bateria;

M_n : Média de 256 leituras da tensão da bateria em 19ms.

Figura 2.21: Método de identificação do ponto de inflexão da tensão bateria.



Fonte: SGS, (1994).

2.7.1 Requisitos mínimos do microcontrolador

Atualmente os maiores fabricantes de microcontroladores são: Intel, Motorola, ST, Microchip, National e Texas. Estes microcontroladores podem ser divididos de acordo com as seguintes aplicações (STM, 2015):

- Elevado desempenho;
- Predominante (industriais, mercado de computadores, etc);
- Baixa potência de consumo;
- Automotiva.

O microcontrolador utilizado deverá atender ao mínimo exigido conforme Tabela 2.2 e também deverá apresentar um custo atrativo. É importante que o microcontrolador selecionado permita a gravação *in-circuit*, ou seja, utilizando memória *flash* ou *EEPROM*, a transferência dos dados será realizada após o microcontrolador estar conectado no circuito de aplicação. A família utilizada para o circuito proposto na Figura 2.19 será a predominante.

Tabela 2.2: Características necessários no microcontrolador.

Saída	Quantidade
Porta A/D	3
Porta PWM	2
Porta entrada digital	4
Porta com maior corrente de saída	4
Porta com maior velocidade de saída	2
Porta de comunicação	0

Fonte: O AUTOR, (2015).

O microcontrolador utilizado será o SM8S003F3P6 (U2) devido ao baixo custo e também por possuir todas as necessidades apresentadas na tabela 2.2. As características básicas deste microcontrolador podem ser vistas na tabela 2.3 (STM, 2015). As principais rotinas da programação inserida no microcontrolador, bem como memória utilizada estão no apêndice D.

Tabela 2.3: Características básicas do microcontrolador SM8S003F3P6.

Saída	Quantidade
Porta A/D	5
Porta PWM	16
Porta digital	15
Porta com maior corrente de saída	12
Porta com maior velocidade de saída	5
Porta de comunicação	6

Fonte: O AUTOR, (2015).

3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

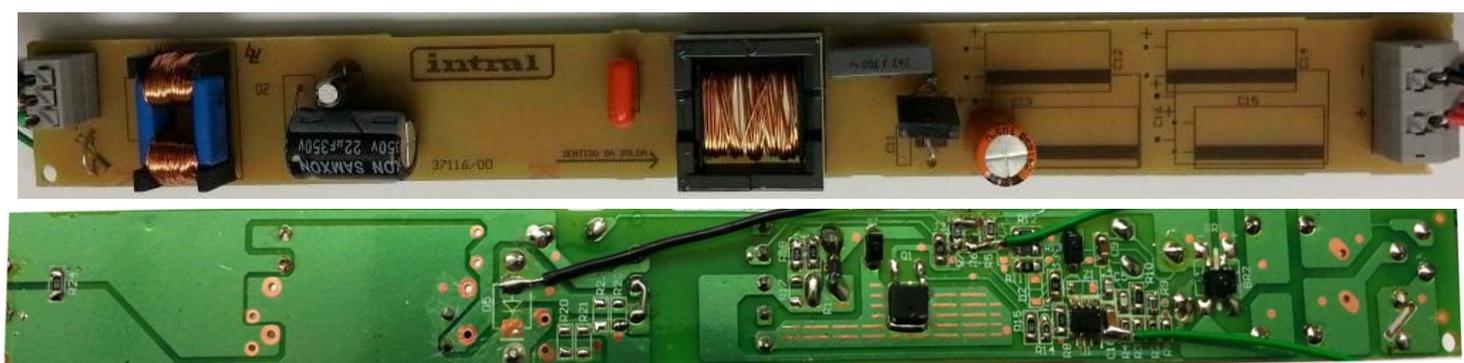
A partir da análise realizada no item 2.5 a 2.7 será implementado um protótipo do sistema de iluminação de emergência, comparando os resultados obtidos com o desejado. No apêndice E é apresentado o circuito eletrônico completo.

3.1 Implementação do carregador da bateria

Para realizar a construção deste protótipo, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso, conforme Figura 3.1. A validação deste circuito será realizada através da monitoração da tensão e corrente de carga da bateria, para identificar se o microcontrolador detecta o ponto de inflexão e envia o sinal para a entrada do modo *trickle* conforme gráfico 3.1 a 3.4 e através da análise das principais formas de onda:

- Corrente de saída, considerando Ni-Cd e Ni-Mh;
- Tensão aplicada entre *drain* e *source* do *MOSFET* Q X corrente de *drain*;
- Tensão e corrente aplicadas no diodo de saída D_{OUT};

Figura 3.1: Carregador da bateria.

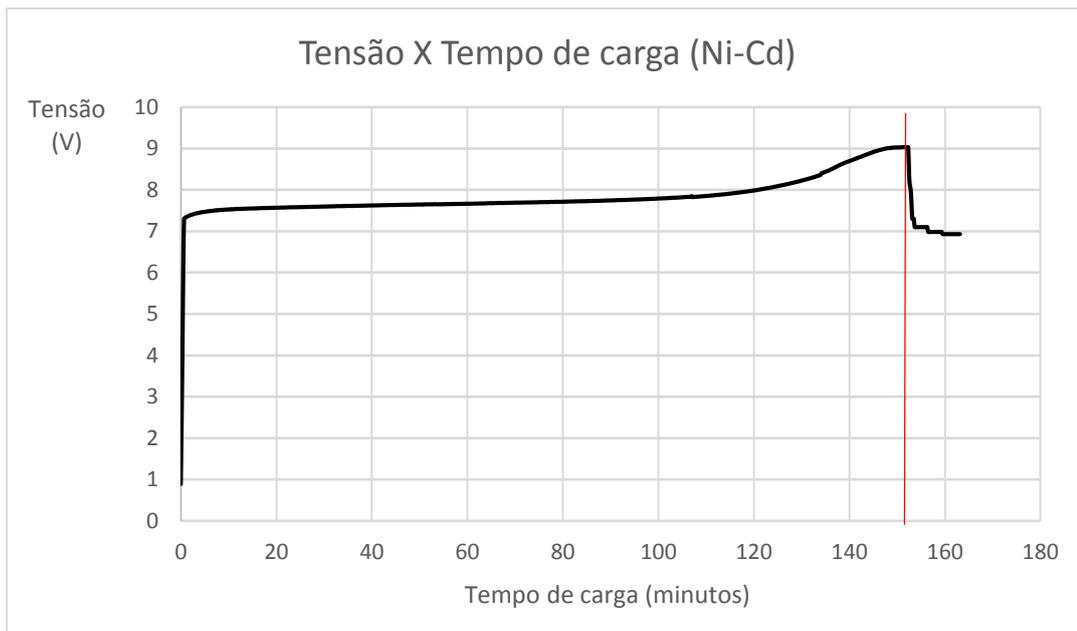


Fonte: O AUTOR, (2015).

Os gráficos 3.1 a 3.4 foram gerados utilizando tensão de alimentação do carregador de 220VAC.

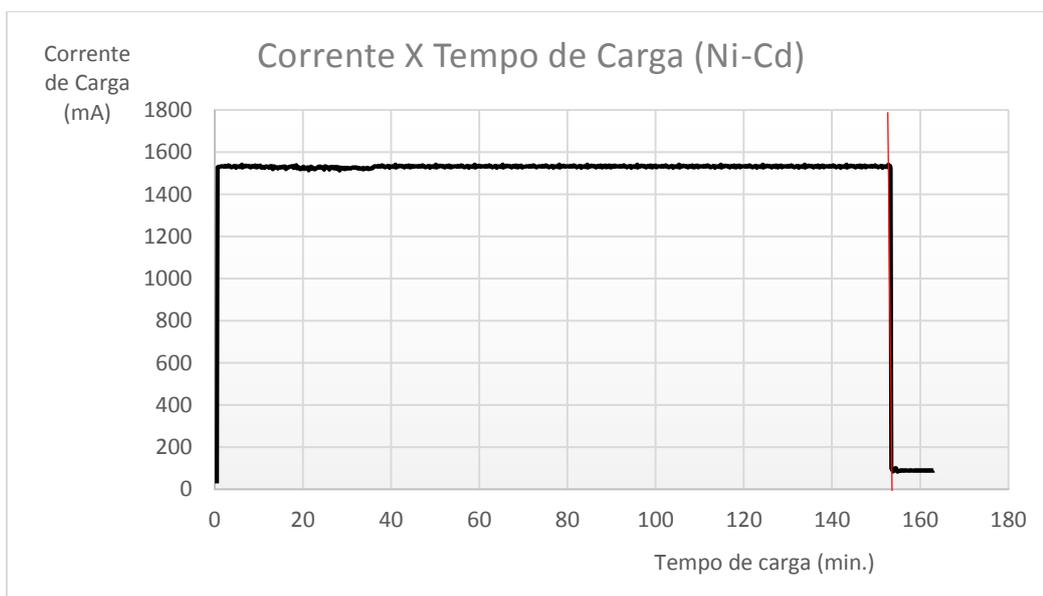
É importante notar através dos gráficos 3.2 e 3.3 que exatamente no ponto de inflexão da curva característica da carga da bateria de Ni-Cd aproximadamente em $t=150$ minutos, o microcontrolador envia um sinal para o carregador reduzir o valor da corrente de carga de 1500mA para 90mA.

Gráfico 3.1: Tensão da bateria Ni-Cd x tempo de carga.



Fonte: O AUTOR, (2015).

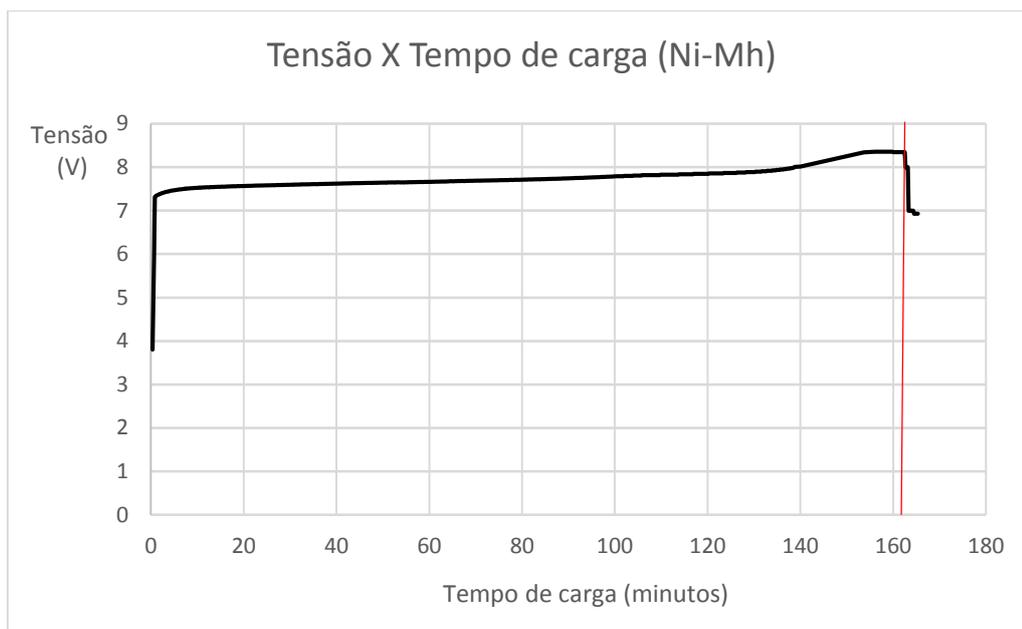
Gráfico 3.2: Corrente de carga na bateria Ni-Cd x tempo de carga.



Fonte: O AUTOR, (2015).

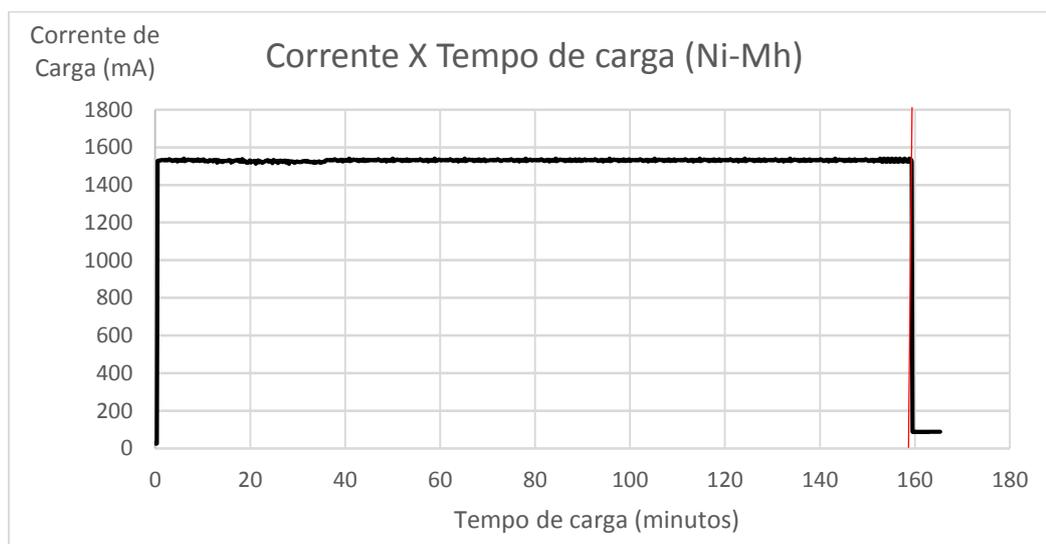
É importante notar através dos gráficos 3.3 e 3.4 que exatamente no ponto de inflexão da curva característica da carga da bateria de Ni-Mh aproximadamente em $t=160$ minutos, o microcontrolador envia um sinal para a corrente reduzir de 1500mA para 90mA

Gráfico 3.3: Tensão da bateria Ni-Mh x tempo de carga.



Fonte: O AUTOR, (2015).

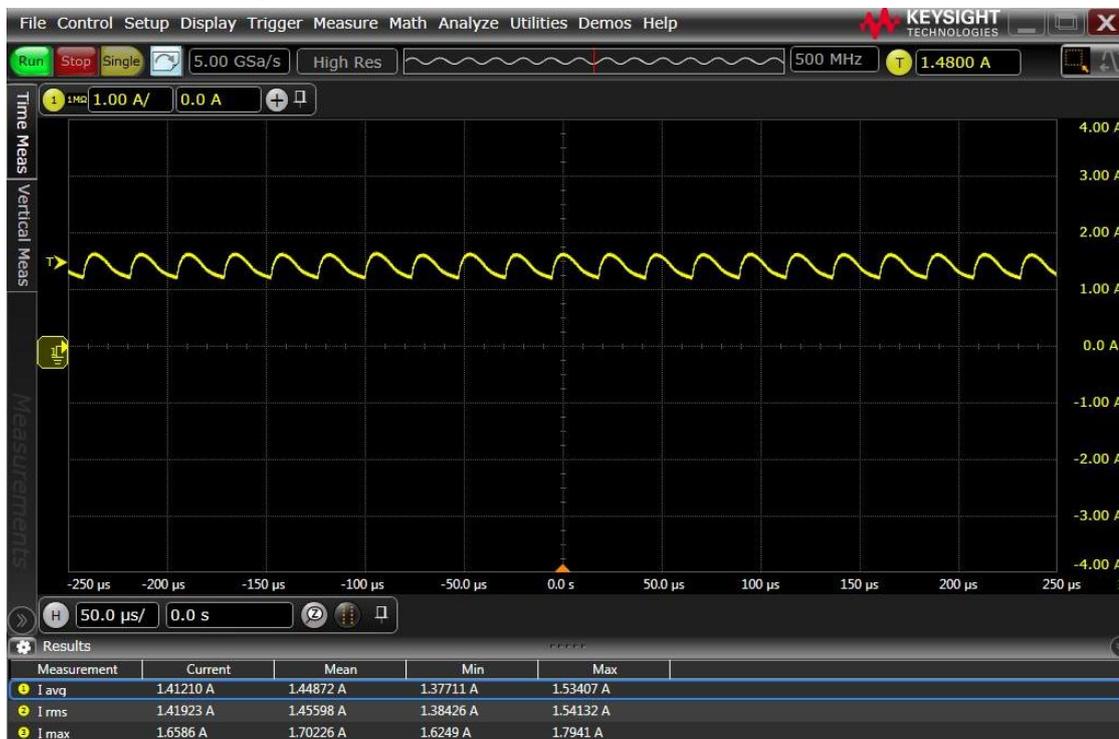
Gráfico 3.4: Corrente de carga na bateria Ni-Mh x tempo de carga.



Fonte: O AUTOR, (2015).

Conforme figuras 3.2 e 3.3 seguem as formas de onda da corrente de saída do carregador, considerando bateria de Ni-Cd e Ni-Mh e tensão de alimentação de 220V.

Figura 3.2: Corrente de saída utilizando bateria de Ni-Cd.



Fonte: O AUTOR, (2015).

Figura 3.3: Corrente de saída utilizando bateria de Ni-Mh.



Fonte: O AUTOR, (2015).

De acordo com a Figura 3.4, utilizando tensão de alimentação do carregador de 220V, segue a forma de onda da tensão aplicada entre *drain* e *source* do *MOSFET* Q X corrente de *drain*, sendo que, os valores medidos estão de acordo com os limites máximos permitidos pelo fabricante do *MOSFET* (valores máximos permitidos pelo *MOSFET* I_{MAX} : 4A, V_{DSMAX} : 800V). Também é possível observar o modo de operação descontinuo, pela ressonância da tensão do *MOSFET* no momento em que o diodo de saída deixa de conduzir.

Figura 3.4: Tensão aplicada entre *drain* e *source* do *MOSFET* Q (CH1) X corrente de *drain* (CH2).



Fonte: O AUTOR, (2015).

De acordo com a Figura 3.5, utilizando tensão de alimentação do carregador de 220V, segue a forma de onda da tensão e corrente aplicadas no diodo de saída D_{OUT} , sendo que, os valores medidos estão de acordo com os limites máximos permitidos pelo fabricante do diodo (valores máximos permitidos pelo diodo I_{MAX} : 4A, V_{DSMAX} : 800V).

Figura 3.5: Tensão (CH1) X corrente (CH2) aplicadas no diodo de saída Dout.



Fonte: O AUTOR, (2015).

De acordo com os resultados obtidos através da implementação do carregador da bateria é possível verificar que os resultados encontrados são compatíveis com o proposto no item 2.5. Pode-se destacar que uma das principais dificuldades se deu nas perdas geradas pelos componentes de saída, devido ao valor da corrente de saída ser alta. Este problema foi solucionado utilizando um diodo de saída com baixas perdas de condução e também através do *layout* otimizado da placa de circuito impresso.

3.2 Implementação do circuito responsável pela alimentação dos LEDs

Para realizar a construção deste protótipo, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso, conforme figura 3.6. A validação deste circuito será realizada através da monitoração da tensão e corrente de saída e também pela verificação

dos valores aplicados sobre as chaves Q4 e Q5, observando se o microcontrolador está enviando o sinal correto (PWM) no gate dos *MOSFETs*, para realizar o comando, respeitando a razão cíclica. As principais formas de onda para este circuito serão as seguintes:

- Tensão aplicada entre *drain* e *source* dos *MOSFETs* Q4 e Q5 x corrente de *drain*;
- Corrente e tensão de saída (considerando os valores limites 20V, 50V e 140V) do conversor *Push-Pull*;
- Tensão aplicada no *gate* dos *MOSFETs* Q4 e Q5.

Figura 3.6: Circuito responsável pela alimentação dos LEDs.



Fonte: O AUTOR, (2015).

De acordo com as figuras 3.7 e 3.8, utilizando bateria de Ni-Cd totalmente carregada, segue a forma de onda da tensão aplicada no *gate* dos *MOSFETs* Q₄ e Q₅. Através do sinal *PWM* de amplitude de 5V gerado pelo microcontrolador é possível realizar o acionamento dos *MOSFETs* com a frequência desejada (50Khz e 30Khz).

De acordo com a Figura 3.9, utilizando bateria de Ni-Cd totalmente carregada, segue a forma de onda da tensão aplicada entre *drain* e *source* do *MOSFET* Q₄ X corrente de *drain*, sendo que, os valores medidos estão de acordo com os limites permitidos pelo fabricante (valores máximos permitidos pelo *MOSFET* I_{MAX}: 25A, V_{DSMAX}: 55V).

De acordo com as figuras 3.10 a 3.13, utilizando bateria de Ni-Cd após 60 minutos de operação, segue a forma de onda da potência, tensão e corrente de saída utilizando o jumper externo ou não de acordo com a tensão do módulo de *LED*.

Figura 3.7: Tensão aplicada no *gate* dos *MOSFETs* Q₄ (CH1) e Q₅ (CH3) (f=50Khz).



Fonte: O AUTOR, (2015).

Figura 3.8: Tensão aplicada no *gate* dos MOSFETs Q4 (CH1) e Q5 (CH3) ($f=30\text{KHz}$).



Fonte: O AUTOR, (2015).

Figura 3.9: Tensão entre *drain* e *source* (CH1) X corrente de *drain* do MOSFET Q4 (CH2) ($f=50\text{KHz}$).



Fonte: O AUTOR, (2015).

Figura 3.10: Corrente (CH2), tensão (CH1) e potência de saída (f1) com o jumper, tensão saída 20V



Fonte: O AUTOR, (2015).

Figura 3.11: Corrente (CH2), tensão (CH1) e potência de saída (f1) com o jumper, tensão saída 50V.



Fonte: O AUTOR, (2015).

Figura 3.12: Corrente (CH2), tensão (CH1) e potência de saída (f1) sem o jumper, tensão saída 50V.



Fonte: O AUTOR, (2015).

Figura 3.13: Corrente (CH2), tensão (CH1) e potência de saída (f1) sem o jumper, tensão saída 140V.



Fonte: O AUTOR, (2015).

De acordo com os resultados obtidos através da implementação do circuito responsável pela alimentação dos *LEDs* é possível verificar que os resultados encontrados são compatíveis com o proposto no item 2.6 e 2.7 com exceção da condição dos *MOSFETs* Q4 e Q5. O acionamento dos *MOSFETs* é realizado através do sinal *PWM* do microcontrolador, porém como o sinal possui amplitude máxima de 5V, foi necessário utilizar *MOSFETs* com canais lógicos, visando a otimização do acionamento e bloqueio, porém não foi suficiente, pois conforme as formas de onda do chaveamento dos *MOSFETs* Q4 e Q5 é possível verificar as perdas geradas no momento do bloqueio.

3.3 Rendimento do sistema

Após realizar a implementação do sistema completo, foi medido o rendimento de cada circuito, sendo mostrado na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Rendimento do sistema implementado.

Carregador da Bateria			Circuito responsável pela alimentação dos LEDs		
Entrada		Saída	Entrada		Saída
Tensão	219,7 V	7,59 V	Tensão	6,065 V	51,92 V
Corrente	0,198 A	1,52 A	Corrente	2,365 A	0,196 A
Potência	15,31 W	11,54 W	Potência	14,34 W	10,2 W
Rendimento	75%		Rendimento	71%	

Fonte: O AUTOR, (2015).

3.4 Análise da viabilidade econômica

A tabela 3.2 mostra o custo necessário para a produção de uma peça do sistema de iluminação de emergência proposto. A solução atual apresenta um valor monetário menor, porém analisando os detalhes técnicos do sistema proposto, como, possibilidade de utilizar bateria de Ni-Cd ou Ni-Mh e amplo intervalo de seleção da tensão de saída (atendendo a grande parte das luminárias de *LED*) pode-se afirmar que o investimento sugerido apresenta o melhor resultado.

Comparando com produtos similares, todos importados, o custo apresentado do produto proposto torna-se competitivo frente aos similares encontrados no mercado nacional.

Tabela 3.2: Custo para a produção de uma peça do sistema proposto.

Familia	Valor Total (R\$)
Capacitores	1,5226
Resistores	0,1152
Semicondutores	6,7607
Magnéticos	4,7372
Periféricos	32,5731
Mão de Obra	3,7896
Custo Total	49,50

Fonte: O AUTOR, (2013).

A tabela 3.3 mostra todos os componentes utilizados para montar o sistema proposto, servindo como base para a análise da viabilidade econômica realizada através da tabela 3.2.

Tabela 3.3: Componentes do controlador dos LEDs.

Carregador da bateria		Circuito responsável pela alimentação dos LEDs	
Posição	Valor	Posição	Valor
D1,D2,D3,D4,Dvdd	1N4007	D1,D2,D3,D11	1N4007
Dsn	1N4937	D4,D5,D6,D7,D10	1N4937
DOUT	STPS40SM80CFP	D9	SS320A
Rstr	100k Ω	C1	EL. 220 μ F 25V
Rgate	70 Ω	C2	CER. 100nF 25V
Rlinecomp	470 Ω	C3	CER. 2,2 μ F 25V
Rsense	0,750 Ω	C4	CER. 100nF 25V
Rvs1	107k Ω	C5	CER. 10nF 25V
Rvs2	15k Ω	C6	PP. 250nF 100V
Rsn	12k Ω	C7	PP 1,2nF 250V
CEMI	EL. 27 μ F 350V	C8	CER. 100nF 25V
Ccomi	CER. 2,2 μ F 25V	C9	CER. 100nF 25V
Cvdd	EL. 10 μ F 35V	RELE, RELEA	5V
Cvs	CER. 10pF 35V	BATERIA	Ni-Cd/Ni-Mh 6V 3000mAh
COU	EL. 100 μ F 50V	U2	SM8S003F3P6
Csn	PP. 40nF 50V	U3	LM7805
T1	EFD 20	U4	FOD817
U1	FL7733	Tvs1	SLD40-018
Q	JCS4N80C	T1	EFD 15
		Q2,Q3	BC 846
		Q4,Q5	IRLR3105
		LED1,LED2	LED COM CABOS
		R1,R2	10k Ω
		R3,R4	250 Ω
		R5,R6	250 Ω
		R7	47k Ω
		R8	1k Ω
		R9	10M Ω
		R10	33k Ω
		R11	1,5k Ω
		R12	1k Ω
		L1	CNF – 7,5/10/3,5
		CHAVE	Jumper Externo

Fonte: O AUTOR, (2015).

4 CONCLUSÃO

O presente trabalho procurou apresentar uma abordagem consistente sobre a importância da iluminação de emergência com o uso de *LEDs*, tendo como foco a grande abrangência de luminárias de *LED*, pois o sistema proposto permite seleção da tensão de saída, sendo um amplo intervalo, atendendo grande parte das luminárias instaladas atualmente.

O sistema proposto é versátil, pois, o circuito responsável pela carga da bateria é monitorado e controlado para que seja possível a utilização de dois tipos diferentes de fontes (Ni-Cd e Ni-Mh). Sendo este, o método mais eficiente de carga, se comparado aos outros indicados pelos fabricantes de baterias. A situação da carga da bateria pode ser monitorada pelo usuário através de *LEDs* indicativos, sendo que o *LED₁* será aceso quando a carga estiver incompleta e o *LED₂* quando a carga estiver completa. Após a bateria atingir carga completa, a corrente será reduzida para o modo *trickle*, fazendo com que a potência consumida seja inferior a 2W.

A solução apresentada visou a construção de um carregador para a bateria de Ni-Cd ou Ni-Mh de 6V, utilizando um conversor *Flyback* PSR e um conversor *Push-Pull* responsável pelo controle da corrente nos *LEDs*. O microcontrolador tem papel fundamental neste sistema, pois além de controlar a carga da bateria, será responsável pelo controle das chaves do conversor *Push-Pull*, pela detecção da falta de energia da rede elétrica e também da comutação do *driver* para o sistema de iluminação de emergência.

Após a implementação e avaliação do sistema de iluminação de emergência proposto conclui-se que o mesmo está aprovado no que tange aos requisitos técnicos normativos expressos pela norma NBR:10898.

Como conclusão final, pode-se citar que todos os objetivos iniciais do trabalho foram alcançados. Um produto utilizando tecnologia de iluminação atual, com um custo acessível que atende a grande parte das luminárias instaladas no mercado atualmente e possibilita a utilização de baterias diferentes (Ni-Cd ou Ni-Mh) de acordo com o desejo do cliente sem pré-seleção, foi desenvolvido com sucesso.

4.1 Proposta de trabalhos futuros

Como continuidade deste trabalho, as seguintes propostas podem ser sugeridas:

- a) Integração do carregador da bateria e do circuito responsável pela alimentação dos *LEDs*, visando obter somente uma placa de circuito impresso;
- b) Inserir um sistema de interface que permite o monitoramento e acionamento remoto para testes de verificação do sistema completo;
- c) Realizar controle do conversor *Push-Pull* em malha fechada, visando obter a mesma potência de saída em toda a faixa de operação da tensão da bateria.

5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ABNT– Associação Brasileira de Normas Técnicas. “**NBR-10898: Norma Brasileira para sistemas de iluminação de emergência**”, 2013, 38p.
- [2] ALMEIDA, Pedro S. 2013. “**Requisitos de Acionamento e Projetos de Drivers para LEDs integrados a Luminárias destinadas à Iluminação Pública**”.
- [3] AUREON. “**Iluminação de emergência**”. Disponível em: <<http://www.aureon.com.br/>> Acesso em: 25 de março de 2015.
- [4] BARBI, Ivo. “**Projeto físico de indutores e transformadores**”. UFSC-SC-BR. 2002, Florianópolis. Disponível em: <<http://www.eletronicadepotencia.com.br/2011/04/projeto-fisico-deindutores-e.html>>. Acessado em: 01 de maio de 2015.
- [5] BARBI, Ivo. “**Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**”. 2ª ed. Florianópolis, Edição do Autor, 2007, 332p.
- [6] BYD. “**BYD Batteries**”. Disponível em: <<http://bydit.com/doce/>> Acesso em 20 de abril de 2015.
- [7] CHENG, Chun-An. “**Design and Implementation of a Single-Stage Driver for Supplying an LED Street-Lighting Module with Power Factor Corrections**”. *Proc. IEEE Int. Symp. Circuit Syst.*, pp.956 - 966 2015.
- [8] COLE, Marty. “**Solid-State Lighting: The New Normal in Lighting**”. *IEEE Trans. Power Electron*, pp.109-119 2015.
- [9] COSTA, G. J.C. “**Iluminação econômica – cálculo e avaliação 4ªed**”. Porto Alegre: EDIPUCRS, 2006, 561 p.
- [10] CUN LI, Yan; MOON, Gun-Woo. “**A Novel Control Scheme of Quasi-Resonant Valley-Switching for High-Power-Factor AC-to-DC LED Drivers**”. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp.1- 8 2015.
- [11] FAIRCHILD. “**Application note AN-4150 Design Guidelines for Flyback Converters**”. 2006, 16p.
- [12] FREITAS, LUCIANA. “**Avanço a velocidade da luz**”. *Lumière eletric*, São Paulo, ed. 183, 2013, 115 p.

- [13] HART, Daniel W. “**Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**”. 1ª ed., Porto Alegre, 2012, 480p.
- [14] INTRAL. “**Industria de Materiais Elétricos**”. Disponível em: <<http://www.intral.com.br/>> Acesso em: 10 de março de 2015.
- [15] KASSAKIAN, John G.; SCHLECHT, Martin F.; VERGHESE, George. “**Principles of power electronics**”. New Delhi, II: Pearson, 2010, 738 p.
- [16] KIM, Jae-Kuk; MOON, Gun-Woo. “**Derivation, Analysis, and Comparison of Nonisolated Single-Switch High Step-up Converters With Low Voltage Stress**”. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol 32 no 15 pp.1336 - 1344 2015.
- [17] MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. “**Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**”. 3ª ed., Florianópolis, Edição dos Autores, 2008, 380p.
- [18] MCARTHUR, Ralph. “**Application note APT-0103 Making Use of Gate Charge Information in MOSFET and IGBT Data Sheets**”, 8p 2001.
- [19] MCLYMAN, Colonel Wm. “**Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors**”. 2ª ed. New York, 2002, 631p.
- [20] MICROCHIP. “**Application note AN-1207 Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies**”, 16p 2009.
- [21] PINTO, Rafael Adaime. “**Projeto e Implementação de lâmpadas para iluminação de interiores empregando diodos emissores de luz (LEDs)**”. 2008 139f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Santa Maria, 2008.
- [22] PHILIPS. “Iluminação”. Disponível em: <<http://www.philips.com>>. Acessado em: 20 de abril de 2015.
- [23] PPE. “**Fios Esmaltados**”. Disponível em: <<http://www.ppefios.com.br>>. Acessado em: 29 de abril de 2015.
- [24] POMILIO, J. A. “**Eletrônica de Potência**”. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/>> Acesso em: 20 de maio de 2015.

- [25] POSSA, P. R.; PASSOLD F. “**Recarregador Inteligente de Baterias**”. Disponível em: < <http://usuarios.upf.br/~fpassold/fID00155.pdf> > Acesso em: 14 de abril de 2015.
- [26] PRADO, Ricardo N. “**Compact Emergency Lighting System Using High-Brightness LED Lamp**”. 2010 6f. Universidade Federal de Santa Maria. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Santa Maria.
- [27] RASHID, Muhammad Harunur. “**Power electronics handbook: devices, circuits, and applications**”. 3ed. Amsterdam, NE: Elsevier, 2011, 1389 p.
- [28] RATHORE, Akshay Kumar. “**Impulse Commutated Zero-Current Switching Current-Fed Push–Pull Converter: Analysis, Design, and Experimental Results**”. *IEEE Trans. Ind Electron.*, vol 62 no 1 pp. 363 - 370 2015.
- [29] SGS-THOMSON. “**Application note AN-433 Ultra-fast NiCd battery charging using ST6210 microcontroller**”, 13p 1994.
- [30] ST. “**Application note AN-1731 Emergency Lighting Applications**”, 35p 2004.
- [31] STA. “**Manual de Baterias**”. Disponível em: <<http://www.sta-eletronica.com.br/manual.pdf>> Acesso em: 15 de março de 2015.
- [32] STM. “**STMicroelectronics**”. Disponível em: <<http://www.st.com/web/en/home.html/>> Acesso em 10 de abril de 2015.
- [33] STMICROELECTRONICS. “**Application note AN-417 from nickel-cadmium to nickel-hydride fast battery charger**”, 21p 2011.
- [34] TEXAS. “**Application report SLPA009A Power Loss Calculation With Common Source Inductance Consideration for Synchronous Buck Converters**”, 17p 2011.
- [35] THORNTON. “**Núcleos de Ferrite**”. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/home.htm>> Acesso em: 16 de abril de 2015.
- [36] UNITRODE. “**Application note U-141 Resonant Fluorescent Lamp Converter Provides Efficient and Compact Solution**”, 9p 1999.
- [37] UNITRON. “**Iluminação de emergência**”. Disponível em: <<http://unitron.com.br/>> Acesso em: 23 de abril de 2015.

- [38] VAN DER BROECK, H., SAUERLANDER, G., WENDT, M. “**Power driver topologies and control schemer for LEDs**”. Applied Power Electronics Conference, 2007, 1375p.
- [39] VASCONCELLOS, L. E. M.; LIMBERGER, M. A. C. Panorama e conceitos sobre iluminação residencial, comercial e pública. “**Iluminação Eficiente**”. Rio de Janeiro, 2013, 267p.
- [40] ZHAO, Chen. “**Improved Synchronous Rectifier Driving Strategy for Primary-Side Regulated (PSR) Flyback Converter in Light-Load Mode**”. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol 29 no 12 pp. 6506 – 6517 2014.

APÊNDICE A – Dimensionamento do circuito magnético, circuito de alimentação do CI, filtro de saída, circuito *Snubber* e circuito de realimentação utilizados no circuito *Flyback*

A.1 Circuito magnético

O circuito magnético é composto pelo transformador, que é responsável pela adaptação da energia fornecida no primário para os demais enrolamentos e também pela isolação entre a entrada e a saída (BARBI, 2007). O valor de *duty-cycle* máximo (D_{max}) do circuito, é calculado a partir da equação A.3 (FAIRCHILD, 2014).

$$V_{pico} = V_{in_max} * \sqrt{2} = 342,24 V \quad A.1$$

$$V_{RO} = 80V \quad A.2$$

$$D_{max} = \frac{V_{RO}}{V_{RO} + V_{c_min}} = \frac{80}{80 + 100} = 0,45 \quad A.3$$

O valor de *duty-cycle* encontrado na equação A.3 é o máximo, porém como o modo de condução é descontínuo, o valor utilizado deve ser menor, por isso, será utilizado $D = 0,4$ como razão cíclica. O cálculo da indutância magnetizante é dado pela equação A.4 (FAIRCHILD, 2014).

$$L_m = \frac{n * (V_{in.rms})^2 * f_s * t_{on}^2}{2 * P_{out}} = \frac{0,88 * (100)^2 * 45 * 10^3 * (8,9 * 10^{-6})^2}{2 * 12} = 1307 \mu H \quad A.4$$

Onde:

V_{pico} : Tensão de pico;

V_{RO} : Tensão refletida para o primário.

A equação A.5 é utilizada para definir o núcleo apropriado para o transformador (BARBI, 2007), (FAIRCHILD, 2014):

$$A_p = \frac{P_{out}}{K_p * K_w * J * f_s * \eta * \Delta B} * \sqrt{\frac{4}{3} D} * 10^4 = \frac{0,77 * 12 * 10^4}{0,5 * 0,4 * 600 * 45000 * 0,88 * 0,3} = 0,065 \text{ cm}^4 \quad A.5$$

Onde:

J: Densidade de corrente no condutor (600 A/cm²);

ΔB : Variação de fluxo eletromagnético (0,3 T);

K_p : Fator de utilização do primário (0,5);

K_w : Fator de utilização da área do enrolamento (0,4).

Através da tabela C.2 determina-se o núcleo que será utilizado, sendo escolhido o núcleo EFD20. A partir da escolha do núcleo, é determinado o número mínimo de espiras no enrolamento primário, secundário e auxiliar do transformador (FAIRCHILD, 2014).

$$N_{p,min} = \frac{V_{in,min.pk} * t_{ON}}{B_{sat} * A_c} = \frac{100 * \sqrt{2} * 8,9 * 10^{-6}}{0,3 * 31 * 10^{-6}} = 72,34 \text{ Espiras} \quad A.6$$

$$N_p = N_{p,min} * 1,1 = 72,34 * 1,1 = 80 \text{ Espiras} \quad A.7$$

$$n_{ps} = \frac{I_{out} * R_S}{0,125} = \frac{1,5 * 0,5}{0,125} = 6 \quad A.8$$

$$n_{AS} = \frac{V_{DD.OVP}}{V_{O.OVP}} = \frac{23}{10} = 2,3 \quad A.9$$

$$n_{AP} = \frac{n_{AS}}{n_{ps}} = \frac{2,3}{6} = 0,38 \quad A.10$$

De acordo com a equação A.7, serão 80 espiras no enrolamento primário.

$$N_S = \frac{N_p}{n_{ps}} = \frac{80}{6} = 13,33 \text{ Espiras} \quad A.11$$

De acordo com a equação A.11, serão 14 espiras no enrolamento secundário do transformador.

$$N_A = N_S * n_{AS} = 14 * 2,3 = 32,2 \text{ Espiras} \quad A.12$$

De acordo com a equação A.12, serão 33 espiras no enrolamento auxiliar do transformador.

Onde:

n_{PS} : Relação de espiras do primário para o secundário;

n_{AS} : Relação de espiras do auxiliar para o secundário;

n_{AP} : Relação de espiras do auxiliar para o primário.

Através da equação A.13, determina-se o valor do gap necessário no desenvolvimento do transformador (FAIRCHILD, 2014).

$$G = 0,4\pi * A_c * \left(\frac{N_p^2}{10^9 * L_m} - \frac{1}{AL} \right) = 72,82 * \left(\frac{80^2}{10^9 * 1307 * 10^{-6}} - \frac{1}{1450} \right) = 0,676 \text{ mm} \quad A.13$$

Onde:

G : Comprimento do gap para o núcleo do transformador;

Ao calcular a bitola do fio, deve-se observar se há existência do efeito *skin*³ através da equação A.14 (BARBI, 2002):

$$\Delta = \left(\frac{6,61}{\sqrt{f_s}} \right) * K_{skin} = 31,15 * 10^{-3} \text{ cm} \quad A.14$$

O diâmetro máximo do fio utilizado deve ser $2 * \Delta$, ou seja 0,06232 cm. De acordo com a tabela C.3, é selecionada a bitola do fio para cada enrolamento.

³ Efeito *skin* causa uma redução na área efetiva do condutor. Em outras palavras, esse efeito atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado (BARBI, 2002).

De acordo com a equação A.15 é encontrado o valor da área mínima do fio necessária para o enrolamento primário. Neste caso o efeito *skin* não influenciará na escolha da bitola do fio, visto que a área necessária é menor que a máxima obtida através do diâmetro calculado pelo efeito *skin* (FAIRCHILD, 2014).

$$A_{wBp} = \frac{I_{DS.rms}}{J} = \frac{0,300}{600} = 0,500 * 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad \text{A.15}$$

$$A_p = 30_{AWG} * N_p = 0,507 * 10^{-3} * 80 = 0,0406 \text{ cm}^2 \quad \text{A.16}$$

O enrolamento primário será bobinado com fio 30_{AWG} conforme equação A.16 (FAIRCHILD, 2014).

Onde:

A_{wBp} : Área mínima do fio necessário para o enrolamento primário;

Δ : É a profundidade de penetração da corrente no interior do condutor em cm.

A_p : Área ocupada pelo enrolamento primário;

I_{SEC_RMS} : Valor eficaz da corrente no enrolamento secundário;

I_{SEC_PK} : Valor máximo da corrente no enrolamento secundário;

K_i : Fator de carga para ocupar cada saída (saída simples valor 1).

A_{wBs} : Área mínima do fio necessário para o enrolamento secundário;

A_s : Área ocupada pelo enrolamento secundário.

Através da equação A.19 é calculada a corrente *rms* no enrolamento secundário do transformador. Será considerado modo de condução crítico, pois é o pior caso, ou seja, onde a corrente terá maior valor (FAIRCHILD, 2014).

$$I_{sec_pk} = I_{DS.PK} * \frac{N_p}{N_s} = 1,16 * \frac{80}{14} = 7,73 \text{ A} \quad \text{A.17}$$

$$T_0 = T - (DT) = 22,22\mu\text{s} - (0,45 * 22,22\mu\text{s}) = 12,21\mu\text{s} \quad \text{A.18}$$

$$I_{sec_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_0^{T_0} \left[-\left(\frac{I_{sec_pk}}{T_0}\right) * t + I_{sec_pk} \right]^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{22,22\mu s} * \int_0^{12,21\mu s} \left[-\left(\frac{7,73}{12,21\mu s}\right) * t + 7,73 \right]^2 dt} = 3,31 A \quad A.19$$

De acordo com a equação A.20 é encontrado o valor da área mínima do fio necessária para o enrolamento secundário. Para calcular a área mínima do fio necessário para o enrolamento secundário deve-se utilizar $J = 1000 A/cm^2$ (FAIRCHILD, 2014).

$$A_{wBs} = \frac{I_{sec_rms}}{J} = \frac{3,31}{1000} = 3,31 * 10^{-3} cm^2 \quad A.20$$

$$n_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} = \frac{3,31 * 10^{-3}}{2,588 * 10^{-3}} = 1,28 condutores \quad A.21$$

$$A_s = (23_{AWG} * N_s) * n_{cond} = (2,588 * 10^{-3} * 14) * 2 = 0,0725 cm^2 \quad A.22$$

O enrolamento secundário será bobinado com 2 fios em paralelo 23_{AWG} conforme equação A.22 (FAIRCHILD, 2014).

Onde:

I_{aux_rms} : Valor eficaz da corrente no enrolamento secundário;

A_A : Área ocupada pelo enrolamento auxiliar.

Através da equação A.23 é calculada a corrente *rms* no enrolamento auxiliar do indutor acoplado (FAIRCHILD, 2014).

$$I_{aux_rms} = \frac{P_d}{V_{cc}} = \frac{0,633}{17,5} = 0,0361 A \quad A.23$$

De acordo com a equação A.24 é encontrado o valor da área mínima do fio necessária para o enrolamento secundário. Neste caso o efeito *skin* não influenciará na escolha da bitola do fio, visto que a área necessária é menor que a máxima obtida através do diâmetro calculado pelo efeito *skin* (FAIRCHILD, 2014).

$$A_{wBs} = \frac{I_{aux,rms}}{J} = \frac{0,036}{600} = 0,602 * 10^{-6} \text{ cm}^2 \quad \text{A.24}$$

$$A_a = 33_{AWG} * N_a = 0,255 * 10^{-3} * 33 = 0,00845 \text{ cm}^2 \quad \text{A.25}$$

O enrolamento auxiliar será bobinado com fio 33_{AWG} conforme equação A.25 (FAIRCHILD, 2014). Utilizando os resultados obtidos nas equações A.16, A.22 e A.25 pode-se calcular a área necessária de ferrite A_{wr} conforme mostra a equação A.27 (FAIRCHILD, 2014).

$$A_T = A_a + A_s + A_p = 0,00845 + 0,0725 + 0,0406 = 0,1215 \text{ cm}^2 \quad \text{A.26}$$

$$A_{wr} = \frac{A_T}{K_f} = \frac{0,1215}{0,2} = 0,6076 \text{ cm}^2 \quad \text{A.27}$$

Onde:

A_T : Área atual do condutor;

K_f : Fator de enchimento (0,2 para saída simples);

A_{wr} : Área necessária de janela do ferrite.

A.2 Filtro de saída

Para determinar o diodo de saída (D_{out}) é preciso calcular a tensão que será aplicada sobre o mesmo e também a corrente rms, conforme equações A.28 e A.29 (FAIRCHILD, 2014):

$$V_D = V_{out,max} + \frac{N_s}{N_p} * V_{pico} = 10 + \frac{14}{80} * 242 * \sqrt{2} = 61,34 \text{ V} \quad \text{A.28}$$

$$I_{D,rms} = I_{DS,rms} * \sqrt{\frac{V_{c,min}}{V_{RO}}} * \frac{(V_{RO} * K_L)}{V_{out} + V_{F,Do}} = 0,30 * \sqrt{\frac{100}{80}} * \frac{80 * 1}{8 + 1,3} = 2,88 \text{ A} \quad \text{A.29}$$

Onde:

V_D : Tensão reversa máxima;

I_{D_rms} : Corrente *rms* do diodo D_{out} .

Através das equações A.28 e A.29 é definido o diodo de saída D_{out} , sendo utilizado o diodo STPS40SM80CFP. O capacitor de saída é utilizado para que a carga seja alimentada com tensão contínua e também para reduzir a ondulação na tensão de saída, conforme equação A.30 (FAIRCHILD, 2014). É calculado o valor do capacitor C_{OUT} para manter a variação da tensão no limite desejado (inferior a 200mV).

$$C_{out} = \left(\frac{I_{out_max} * D_{max}}{f_s * \Delta V_{out}} \right) = \left(\frac{1,65 * 0,45}{45000 * 0,2} \right) = 99 \mu F \quad A.30$$

A partir da equação A.30 determina-se que o valor do capacitor C_{OUT} será de 100 μ F 50V.

Onde:

ΔV_{out} : Variação da ondulação da tensão na saída;

I_{out_max} : Corrente máxima na saída;

K_I : Fator de carga para ocupar cada saída (saída simples valor 1);

R_c : Resistência interna do capacitor C_{OUT} .

A.3 Circuito de alimentação do CI

Para dimensionar o circuito responsável pela alimentação do CI, devem-se observar as especificações do fabricante, sendo C_{vdd} 10 μ F 35V e D_{vdd} 1N4007 (FAIRCHILD, 2014).

A.4 Circuito de *Snubber*

O circuito de *Snubber* é responsável pela absorção da energia remanescente no

transformador no momento em que a chave é aberta, evitando picos de tensão que podem danificar o *MOSFET* (FAIRCHILD, 2014):

$$V_{sn} = V_{RO} + V_{OS} = 80 + 100 = 180V \quad A.31$$

$$L_{lk} = 5\% * L_m = 0,05 * 1,307 * 10^{-3} = 54,45 * 10^{-6}H \quad A.32$$

$$P_{SN} = \frac{1}{2}L_{lk} * I_{DS.PK}^2 * \frac{V_{SN}}{V_{SN}-V_{RO}} * f_s = 0,5 * 54,45 * 10^{-6} * 1,16^2 * \frac{180}{180-80} * 45000 = 2,94 W \quad A.33$$

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{P_{sn}} = \frac{180^2}{2,944} = 11,43k\Omega \quad A.34$$

$$\Delta V_{sn} = (V_{ro} + V_{sn}) * 5\% = 180 * 0,05 = 9V \quad A.35$$

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{R_{sn} * f_s * \Delta V_{sn}} = \frac{180}{12k * 45000 * 9} = 37,04nF \quad A.36$$

Onde:

V_{sn} : Tensão no capacitor de *Snubber*;

L_{lk} : Indutância de fuga do primário;

P_{sn} : Potência dissipada no circuito de *Snubber*;

R_{sn} : Resistor de *Snubber*;

ΔV_{sn} : Máxima tensão ripple no capacitor de *Snubber*;

C_{sn} : Capacitor de *Snubber*.

Portanto, o capacitor (C_{sn}) utilizado será 40nF 250V, o resistor (R_{sn}) será 12k Ω e o diodo (D_{sn}) 1N4937.

A.5 Circuito de realimentação

Para que o bloco interno do CI calcule o tempo correto T_{DIS} é necessário tender as especificações do fabricante, sendo R_{vs1} 107k Ω , R_{vs2} 15k Ω e C_{vs} 10pF (FAIRCHILD, 2014).

APÊNDICE B – Dimensionamento circuito de alimentação do microcontrolador, circuito *Snubber* e circuito de saída utilizados no circuito de alimentação dos LEDs.

B.1 Circuito de alimentação

Para que seja possível alimentar o microcontrolador será utilizado um regulador linear LM7805 (U₃) para manter a tensão em 5V, de acordo com as especificações do fabricante C₂ será 100nF 25V e C₁ será de 220µF 25V (STM, 2015). Os capacitores externos de *offset* do microcontrolador são: C₃: 2,2µF 25V, C₄: 100nF 25V e C₅: 10nF 25V (STM, 2015).

B.2 Circuito de detecção de energia da rede elétrica

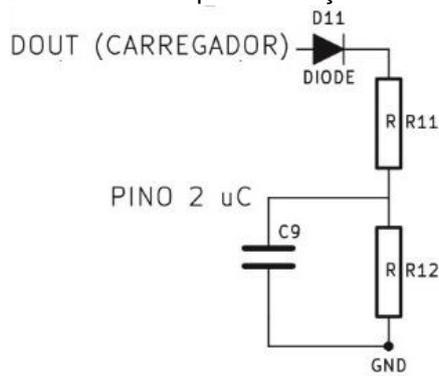
Para identificar a presença de energia da rede elétrica e comutar o sistema de iluminação normal para o modo de emergência é necessário um circuito dedicado para esta função. A identificação da energia da rede elétrica é realizada a partir de um divisor resistivo da tensão do enrolamento secundário do carregador da bateria conforme figura B.1, sendo R₁₁ definido como 1kΩ e R₁₂ calculado através da equação B.1 (RASHID, 2011).

$$R_{11} = \frac{R_{12} * (V_{in1} - V_{pino2})}{V_{pino2}} = \frac{1000 * (5-2)}{2} = 1,5 \text{ k}\Omega \quad \text{B.1}$$

Onde:

V_{pino2}: Tensão aplicada no pino 2 do microcontrolador para detecção da presença de energia da rede elétrica.

Figura B.1: Divisor resistivo para detecção de energia da rede elétrica.



Fonte: O AUTOR, (2015).

Desta forma serão utilizados $R_{11} = 1500\Omega$, $R_{12} = 1000\Omega$ e $C_9 = 100\text{nF}$. Será utilizado um diodo 1N4007 (D_{11}) para evitar que a tensão da bateria interfira na detecção da energia da rede elétrica e um capacitor 100nF 25V (C_9) para filtrar o sinal que é enviado ao microcontrolador.

Serão utilizados dois relés (RELE, RELEA) de estado sólido alimentados com 5V, sendo que um será responsável por desconectar/conectar o sistema de iluminação de emergência e o outro por desconectar/conectar o *driver* que alimenta os *LEDs* em modo normal de operação. O efeito da força contra eletromotriz torna necessário a utilização de dois diodos (D_1 e D_2) em antiparalelo com a bobina dos relés, no caso será utilizado o diodo 1N4007, pois a corrente e tensão é na ordem de mV e mA (HELISHUAN, 2015).

No momento em que ocorrer a interrupção no fornecimento de energia da rede elétrica, os dois relés deverão comutar ao mesmo tempo, deixando o sistema de iluminação de emergência responsável pela alimentação dos *LEDs*, porém no instante em que houver novamente energia da rede elétrica, os relés comutarão em tempos diferentes, sendo que o RELEA (responsável por conectar/desconectar o sistema de iluminação de emergência) comutará imediatamente e o RELE (responsável por conectar/desconectar o *driver*) terá um atraso de 3s para comutar, visando evitar que o *driver* alimente os *LEDs* simultaneamente com o sistema de iluminação de emergência. Para realizar o acionamento dos relés em tempos diferentes serão utilizados dois transistores BC 846 (Q_2 , Q_3) conectados a duas saídas distintas do microcontrolador U_2 via dois resistores (R_1 e R_2) visando o controle da corrente injetada na base.

B.3 Controle de corrente de carga da bateria

O microcontrolador deverá mostrar o modo de operação atual através de dois *LEDs*, *LED* carga completa e *LED* carga rápida. A corrente em ambos *LEDs* será de 20mA, desta forma é possível calcular o valor de R_5 e R_6 através da equação B.2:

$$R_5 = R_6 = \frac{5}{0,020} = 250 \Omega \quad \text{B.2}$$

Os resistores R_5 e R_6 utilizados para controle da corrente nos *LEDs* sinalizadores será igual a 250 Ω .

O circuito responsável pela carga da bateria irá operar em duas etapas diferentes, sendo uma em modo de carga rápida (1,5A) e a outra em modo *trickle* (90mA), sendo que para isso será necessário utilizar um opto acoplador (FOD817) conectado ao pino 6 do CI FL7733 (FAIRCHILD, 2014).

O microcontrolador será responsável pelo acionamento do pino 12 conectado ao resistor R_9 e pino 11 conectado ao resistor R_{10} . O pino 12 do microcontrolador será utilizado para carga rápida, ou seja, não haverá dimerização sendo utilizado resistor $R_9 = 10M\Omega$. O pino 11 do microcontrolador será utilizado para modo *trickle*, onde será necessária corrente de 150 μ A entre ânodo e cátodo do opto acoplador, sendo R_{10} calculado através da equação B.3 (FAIRCHILD, 2014).

$$R_{10} = \frac{5}{0,000150} = 33,33 \text{ k}\Omega \quad \text{B.3}$$

O resistor R_{10} utilizado será 33 k Ω .

B.4 Circuito de saída

Os diodos D_4 , D_5 , D_6 e D_7 são utilizados para retificar a tensão do enrolamento secundário do transformador e podem ser escolhidos através da máxima corrente de

saída $I_{out_max1} = 600$ mA e tensão de saída $V_{out_max1} = 140$ V (RASHID, 2011). Serão utilizados diodos 1N4937 para D₄, D₅, D₆ e D₇.

O diodo D₉ será utilizado para conectar/desconectar a saída positiva do *driver* responsável por alimentar a luminária em modo normal de operação. Ou seja, haverá corrente por este diodo a maior parte do tempo, então deverá ser um diodo de baixas perdas por condução, desta forma, será utilizado um diodo *schottky* SS320A.

O diodo D₁₀ será utilizado para proteger o circuito contra ligação incorreta dos cabos que serão conectados aos *LEDs*, sendo utilizado o diodo 1N4937.

Para proteger o circuito de saída com tensão superior ao valor dimensionado (140 V), será utilizado um divisor resistivo conforme figura B.2 composto pelos resistores R₇ e R₈ e pelo capacitor de filtro C₈ = 100nF 25V, que tem a função de monitorar a tensão e enviar para o microcontrolador que tratará este sinal. Sendo R₈ definido como 1kΩ, o valor de R₇ é calculado através da equação B.18 (RASHID, 2011).

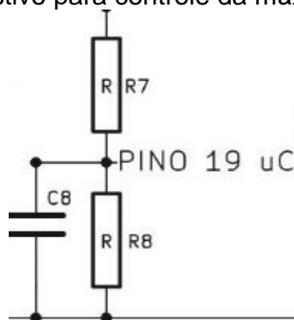
$$R_7 = \frac{R_8 * (V_{out_max1} - V_{pino19})}{V_{pino19}} = \frac{1000 * (140 - 3)}{3} = 45,7 \text{ k}\Omega \quad \text{B.4}$$

Onde:

V_{pino9} : Tensão no pino 19 do microcontrolador para acionamento da proteção.

De acordo com o resultado obtido na equação B.18 o resistor R₇ será de 47kΩ.

Figura B.2: Divisor resistivo para controle da máxima tensão de saída.



Fonte: O AUTOR, (2015).

O capacitor C_7 responsável pelo controle da corrente da saída é definido em 1,2nF de acordo com especificações do fabricante (ST, 2004).

B.5 Circuito *Snubber*

Para dimensionar o circuito *Snubber* do conversor *Push-Pull* é necessário calcular a tensão máxima que será permitida, para evitar danos as chaves Q_4 e Q_5 , de acordo com a equação B.5.

$$V_{\max_snubber} = V_{IN1} + 2 * V_{s_max} + V_{1_max} = 6 + 2 * (20) + \left(\frac{\pi}{2} * 6\right) = 46 V \quad B.5$$

De acordo com o resultado obtido na equação B.5 deseja-se manter a tensão máxima abaixo de 40V, então será utilizado o supressor de tensão (TVS₁) SLD40-018, e o diodo D_3 será 1N4007.

Onde:

$V_{\max_snubber}$: Tensão máxima garantida pelo circuito *Snubber* em cada uma das chaves Q_4 e Q_5 ;

V_{1_max} : Tensão máxima no enrolamento primário do transformador T_1 .

APÊNDICE C – Tabelas de condutores de cobre e núcleos de ferrite

Para selecionar a bitola do condutor de cobre correta, e os núcleos de ferrite mais apropriados serão utilizadas as tabelas C.1, C.2 e C.3 MCLYMAN (2002), PPE (2015).

Tabela C.1: Especificações dos núcleos de ferrite CNF.

Núcleo	$A_c(cm^2)$	$A_w(cm^2)$	MLT(cm)	$A_p(cm^2)$	$K_g(cm^5)$
CNF -7,5/10/2,7	0,27	0,1344	5,10	0,036	0,001921
CNF -7,5/10/3,5	0,35	0,1120	5,50	0,039	0,002495
CNF -10/11/3,5	0,35	0,1820	6,75	0,064	0,003303
CNF -10/11/4	0,40	0,1680	7,00	0,067	0,003840
CNF -10,5/12/5,1	0,51	0,1863	7,80	0,095	0,006212
CNF -10,5/16,5/5,5	0,55	0,2875	8,00	0,158	0,010871
CNF -15/13,5/6	0,60	0,3825	10,50	0,230	0,013114

Fonte: MCLYMAN, (2002).

Tabela C.2: Especificações dos núcleos de ferrite EFD.

Núcleo	$A_c(cm^2)$	$A_w(cm^2)$	$A_p(cm^4)$	$K_g(cm^5)$	$A_t(cm^2)$	AL
EFD 15	0,150	0,314	0,047	0,001053	7,3	850
EFD 20	0,310	0,501	0,155	0,005063	13,3	1450
EFD 25	0,580	0,679	0,394	0,019111	21,6	2000
EFD 30	0,690	0,874	0,603	0,030470	28,9	2350

Fonte: MCLYMAN, (2002).

Tabela C.3: Condutores de cobre.

AWG	Diâmetro (cm)	Secção (cm ²)	AWG	Diâmetro (cm)	Secção (cm ²)
18	0,1024	$8,229 \times 10^{-3}$	28	0,0320	$0,804 \times 10^{-3}$
19	0,0912	$6,530 \times 10^{-3}$	29	0,0287	$0,647 \times 10^{-3}$
20	0,0813	$5,189 \times 10^{-3}$	30	0,0254	$0,507 \times 10^{-3}$
21	0,0724	$4,116 \times 10^{-3}$	31	0,0226	$0,401 \times 10^{-3}$
22	0,0643	$3,243 \times 10^{-3}$	32	0,0203	$0,324 \times 10^{-3}$
23	0,0574	$2,588 \times 10^{-3}$	33	0,0180	$0,255 \times 10^{-3}$
24	0,0511	$2,047 \times 10^{-3}$	34	0,0160	$0,201 \times 10^{-3}$
25	0,0455	$1,624 \times 10^{-3}$	35	0,0142	$0,159 \times 10^{-3}$
26	0,0404	$1,281 \times 10^{-3}$	36	0,0127	$0,127 \times 10^{-3}$
27	0,0361	$1,022 \times 10^{-3}$	37	0,0114	$0,103 \times 10^{-3}$

Fonte: PPE, (2015).

APÊNDICE D – Código de programação do microcontrolador

D.1 Função main máquina de estados

```

21 #include "stm8s.h"
22 #include "main.h"
23
24 #include "ios_drv.h"
25 #include "main_machine.h"
26
27
28
29 /* Definicoes de tipo privadas -----*/
30
31 /** @enum    Main_Machine_States_TypeDef
32  * @brief    Enumeracao de estados da maquina de estados principal do sistema.
33  */
34 #define enum {
35     STARTUP_SYSTEM, ///< Inicializacao do sistema.
36     WITHOUT_AC_SOURCE, ///< Falta de energia CA (rele eletrica).
37     INVERTER_ON, ///< Inversor push pull ligado.
38     CHARGING, ///< Carregando bateria.
39     CHARGED ///< Bateria carregada.
40 } Main_Machine_States_TypeDef;
41
42
43
44 /* Definicoes privadas -----*/
45
46 /** @brief    Tempo para chavear o rele, apos outro.
47  * @details    Tempo em [seg].
48  */
49 #define RELAY_SWITCH_TIME    ( 3 * ONE_SECOND )
50
51
52
53 /* Macros privadas -----*/
54 /* Variaveis privadas -----*/
55
56 /** @var    main_state
57  * @brief    Variados de estado atual da maquina de estados principal do sistema.
58  */
59 static Main_Machine_States_TypeDef main_state = STARTUP_SYSTEM;
60 /* Variaveis externas -----*/
61
62
63
64 /** @var    system
65  * @brief    Variavel de informacoes do sistema.
66  */
67 extern System_Struct_TypeDef system;
68
69
70
71
72 /* Prototipo de funcoes privadas -----*/
73 /* Funcoes publicas -----*/
74
75 /** @fn    void system_controller( void )
76  * @brief    Maquina de estados principal.
77  * @details    Esta maquina de estados controla o acionamento das saidas conforme
78  *             entrada.
79  */
80 void system_controller( void )
81 {
82     static u16 cntr = ( 2 * ONE_SECOND ); // contador generico da maquina de estados
83     static u16 relay_cntr = RELAY_SWITCH_TIME; // contador para temporizacao do rele
84
85
86     if( cntr !=0 ) // apenas conta caso o contador seja diferente de zero
87     { cntr--; }
88
89     switch( main_state ) // maquina de estados principal
90     {
91     case WITHOUT_AC_SOURCE: // Falta de energia CA (rele eletrica).
92         if( system.ac_source == TRUE )
93         {
94             push_pull_stop(); // desliga inversor
95
96             system.charged_battery = FALSE; // indica que a bateria deve ser carregada novamente
97             main_state = CHARGING; // carrega bateria
98         }
99         else if( ( system.critical_battery == FALSE ) && ( system.low_battery == FALSE ) )
100         {
101             push_pull_init(); // inicializa PWMs do sistema
102             main_state = INVERTER_ON; // Liga inversor
103         }
104         break;

```

```

105
106
107 case INVERTER_ON: // Inversor push pull ligado.
108     if( system.ac_source == TRUE )
109     {
110         push_pull_stop(); // desliga inversor
111
112         relay_cntr = RELAY_SWITCH_TIME; // carrega tempo para chavear o rele
113         system.charged_battery = FALSE; // indica que a bateria deve ser carregada novamente
114         main_state = CHARGING; // carrega bateria
115     }
116     else if( system.inverter_over_voltage == TRUE ) // houve uma sobre tensao?
117     {
118         push_pull_stop(); // desliga inversor
119         //system.inverter_over_voltage = FALSE; // protecao atendida
120
121         cntr = ONE_SECOND; // carrega tempo para reiniciar
122         main_state = WITHOUT_AC_SOURCE; // falta de energia
123     }
124     break;
125
126
127 case CHARGING: // Carregando bateria.
128     charger_ctrl( FAST ); // carregador em modo rapido
129     leds_ctrl( CHARGE_COMPLETED_PIN, DISABLE );
130     leds_ctrl( FAST_CHARGE_PIN, ENABLE ); // configura LEDs
131
132     if( system.ac_source == TRUE )
133     {
134         system.low_battery = FALSE; // indica que a bateria esta sendo carregada
135         system.critical_battery = FALSE; // indica que a bateria esta sendo carregada
136
137         if( system.charged_battery == TRUE )
138         {
139             charger_ctrl( TRICKLE ); // carregador em modo trickle
140             main_state = CHARGED; // bateria carregada
141         }
142     }
143     else
144     {
145         leds_ctrl( FAST_CHARGE_PIN, DISABLE ); // configura LEDs
146         main_state = WITHOUT_AC_SOURCE; // falta de energia
147     }
148     break;
149
150
151 case CHARGED: // Bateria carregada.
152     leds_ctrl( FAST_CHARGE_PIN, DISABLE ); // configura LEDs
153     leds_ctrl( CHARGE_COMPLETED_PIN, ENABLE );
154
155     if( system.ac_source == FALSE )
156     {
157         leds_ctrl( CHARGE_COMPLETED_PIN, DISABLE ); // configura LEDs
158         charger_ctrl( FAST ); // carregador em modo rapido
159         main_state = WITHOUT_AC_SOURCE; // falta de energia
160     }
161     break;
162
163
164 case STARTUP_SYSTEM: // Inicializacao do sistema.
165 default:
166     if( cntr == 0 ) // se decorreu o tempo de leitura
167     {
168         if( system.ac_source == TRUE )
169         {
170             main_state = CHARGING; } // carrega bateria
171         else
172         {
173             relay_cntr = RELAY_SWITCH_TIME; // carrega tempo para chavear o rele
174             main_state = WITHOUT_AC_SOURCE; // falta de energia
175         }
176     }
177     break;
178
179
180 switch( main_state ) // controlador independente dos reles
181 {
182 case CHARGING: // Carregando bateria.
183 case CHARGED: // Bateria carregada.
184     relays_ctrl( CHARGER_RELAY_PIN, ENABLE );
185
186     relay_cntr--;
187     if( relay_cntr == 0 )

```

```

188     { relays_ctrl( DRIVER_RELAY_PIN, ENABLE ); } // liga rele com atraso
189     break;
190
191
192     case WITHOUT_AC_SOURCE: // Falta de energia CA (rele eletrica).
193     case INVERTER_ON: // Inversor push pull ligado.
194     case STARTUP_SYSTEM: // Inicializacao do sistema.
195     default:
196         relays_ctrl( CHARGER_RELAY_PIN, DISABLE );
197         relays_ctrl( DRIVER_RELAY_PIN, DISABLE );
198         break;
199 }
200
201
202
203
204 /* Funcoes privadas -----*/
205
206

```

D.2 Função para gerar a derivada da tensão da bateria

```

21 #include "main.h"
22
23 #include "battery_ctrl.h"
24
25
26
27 /* Definicoes de tipo privadas -----*/
28 /* Definicoes privadas -----*/
29
30 /** @brief Definicao de numero de amostras de media movel.
31  * @details Define o tamanho do vetor de media movel.
32  */
33 #define MOVING_AVERAGE_STEPS      2
34
35
36
37 /* Macros privadas -----*/
38 /* Variaveis privadas -----*/
39
40 /** @var charger_vector[ ]
41  * @brief Vetor de media movel do carregador.
42  */
43 static u16 charger_vector[ MOVING_AVERAGE_STEPS ];
44
45
46
47 /** @var battery_vector[ ]
48  * @brief Vetor de media movel da bateria.
49  */
50 static u16 battery_vector[ MOVING_AVERAGE_STEPS ];
51
52
53
54 /** @var data_update
55  * @brief Flag de indicacao de novo valor do carregador.
56  */
57 bool data_update = FALSE;
58
59
60
61 /** @var charger_data
62  * @brief Variavel de transicao da tensao do carregador para execucao dos

```

```

63      *      calculos.
64      */
65      u16 charger_data = 0;
66
67
68
69      /** @var  battery_sample
70      * @brief Variavel auxiliar para acompanhamento da aquisicao do sinal.
71      */
72      u16 battery_sample = 0;
73
74
75
76      /** @var  charger_sample
77      * @brief Variavel auxiliar para acompanhamento da aquisicao do sinal.
78      */
79      u16 charger_sample = 0;
80
81
82
83      /* Variaveis externas -----*/
84
85      /** @var  system
86      * @brief Variavel de informacoes do sistema.
87      */
88      extern System_Struct_TypeDef system;
89
90
91
92      /* Prototipo de funcoes privadas -----*/
93
94      void charger_moving_average( u16 average );
95      void low_battery_detect( u16 average );
96
97
98
99      /* Funcoes publicas -----*/
100
101      /** @fn      void vectors_init( void )
102      * @brief  Inicializa vetores para os filtros.
103      * @details
104      */
105      void vectors_init( void )
106      {
107          u8 i; // variavel indice
108
109
110          for( i = 0; i < MOVING_AVERAGE_STEPS; i++ )
111              { charger_vector[ i ] = 260; } // inicializa vetor de media movel
112
113          for( i = 0; i < MOVING_AVERAGE_STEPS; i++ )
114              { battery_vector[ i ] = 260; } // inicializa vetor de media movel
115      }
116
117
118
119      /** @fn      void battery_voltage_filter( u16 new_sample )
120      * @brief  Filtro de media da leitura de tensao da bateria.
121      * @details Realiza tratamento da leitura de tensao da bateria.
122      * @param  new_sample Nova amostra lida pelo ADC.
123      */
124      void battery_voltage_filter( u16 new_sample )
125      {
126          static u16 sample_cntr = SAMPLES_NBR; // contador de amostras
127          static u32 acc = 0; // acumulador
128
129          battery_sample = new_sample;
130          acc += new_sample; // soma novo valor
131          sample_cntr--; // soma amostra
132
133          if( sample_cntr == 0 )
134          {
135              low_battery_detect( (u16)( acc / SAMPLES_NBR ) );
136
137              if( system.ac_source == TRUE )
138                  { charger_moving_average( (u16)( acc / SAMPLES_NBR ) ); } // identifica rede CA e carregamento de bateria
139
140              sample_cntr = SAMPLES_NBR; // recarrega contador
141              acc = 0; // limpa acumulador
142          }
143      }

```

```

147 /** @fn void charger_filter( u16 new_sample )
148 * @brief Filtro de media da leitura de tensao do carregador.
149 * @details Realiza tratamento da leitura de tensao do carregador.
150 * @param new_sample Nova amostra lida pelo ADC.
151 */
152 void charger_filter( u16 new_sample )
153 {
154     static u16 sample_cntr = SAMPLES_NBR; // contador de amostras
155     static u32 /*acc = 0,*/ ac_acc; // acumuladores
156
157     charger_sample = new_sample;
158     //acc += new_sample; // soma novo valor
159     ac_acc += new_sample;
160     sample_cntr--; // soma amostra
161
162
163     if( (u16)( sample_cntr % ( SAMPLES_NBR / SAMPLE_TIME ) ) == 0 )
164     {
165         static u16 last_average = 0; // variaveis de historico de medias moveis
166         u16 average = (u16)( ac_acc / (u8)( SAMPLES_NBR / SAMPLE_TIME ) ); // calcula media na posicao em que esta
167
168         if( ( average < 100 ) && ( last_average < 100 ) ) // histerese para identificacao de rede CA Ligada
169         { system.ac_source = FALSE; }
170         else if( ( average > 200 ) && ( last_average > 200 ) )
171         { system.ac_source = TRUE; }
172
173         ac_acc = 0; // limpa acumulador
174         last_average = average; // salva ultima media
175     }
176
177     if( sample_cntr == 0 )
178     {
179         //if( system.ac_source == TRUE )
180         //{{ charger_moving_average( (u16)( acc / SAMPLES_NBR ) ); } // identifica rede CA e carregamento de bateria
181
182         sample_cntr = SAMPLES_NBR; // recarrega contador
183         //acc = 0; // limpa acumulador
184     }
185 }
186
187
188
189
190 /* Funcoes privadas -----*/
191
192 /** @fn void charger_moving_average( u16 average )
193 * @brief Filtro media movel das leituras do carregador.
194 * @details Realiza tratamento da leitura de tensao do carregador.
195 * @param average Nova media de amostras lidas pelo ADC.
196 */
197 void charger_moving_average( u16 average )
198 {
199     static u8 index = 0; // indice
200
201
202     charger_vector[ index++ ] = average;
203     if( index == MOVING_AVERAGE_STEPS ) index = 0; // recarrega indice
204
205     {
206         u8 i; // indice auxiliar
207         u32 acc = 0; // acumulador
208
209         for( i = 0; i < MOVING_AVERAGE_STEPS; i++ )
210         { acc += charger_vector[ i ]; } // acumula
211
212         charger_data = (u16)( acc / MOVING_AVERAGE_STEPS ); // calcula media movel
213     }
214
215     system.charger_voltage = (u16)( ( charger_data * BATTERY_FACTOR ) /*+ 700*/ ); // calcula tensao do carregador e soma queda no diodo
216     data_update = TRUE; // indica informacao pronta
217 }
218

```

```

222  /** @fn      void low_battery_detect( u16 average )
223  * @brief    Filtro media movel das leituras da bateria.
224  * @details  Realiza tratamento da leitura de tensao para detectar bateria
225  *           descarregada.
226  * @param   average Nova media de amostras lidas pelo ADC.
227  */
228  void low_battery_detect( u16 average )
229  {
230      static u8 index = 0; // indice
231      static u16 actual_voltage = 6000, last_voltage = 6000; // variaveis de historico de medias moveis
232
233
234      battery_vector[ index++ ] = average;
235      if( index == MOVING_AVERAGE_STEPS ) index = 0; // recarrega indice
236
237      {
238          u8 i; // indice auxiliar
239          u32 acc = 0; // acumulador
240
241
242          for( i = 0; i < MOVING_AVERAGE_STEPS; i++ )
243              { acc += battery_vector[ i ]; } // acumula
244
245          actual_voltage = (u16)( (f32)( acc / MOVING_AVERAGE_STEPS ) * BATTERY_FACTOR ); // calcula tensao da bateria
246      }
247
248      if( ( actual_voltage < LOW_BATTERY_VOLTAGE ) && ( last_voltage < LOW_BATTERY_VOLTAGE ) )
249          { system.low_battery = TRUE; } // identifica bateria baixa
250
251      if( ( actual_voltage < CRITICAL_BATTERY_VOLTAGE ) && ( last_voltage < CRITICAL_BATTERY_VOLTAGE ) )
252          { system.critical_battery = TRUE; } // identifica bateria em nivel critico
253
254      system.battery_voltage = (u16)( ( actual_voltage + last_voltage ) >> 1 ); // salva valor de tensao para o sistema
255      last_voltage = actual_voltage; // salva ultima media
256  }

```

D.3 Função para gerar a derivada suavizada da tensão da bateria

```

19  /* Definicao para prevenir inclusao recursiva -----*/
20
21  #ifndef _SMOOTHED_DERIVATIVE_H_
22      #define _SMOOTHED_DERIVATIVE_H_
23
24  /* Inclusoes de arquivos de cabecalho -----*/
25  /* Tipos exportados -----*/
26  /* Macros exportadas -----*/
27  /* Funcoes exportadas -----*/
28
29      void smoothed_derivative( void );
30
31  #endif // _SMOOTHED_DERIVATIVE_H_

```

