

11/12/2012

# CONTROLADOR DE CARGA E DESCARGA DE BATERIAS, MICROCONTROLADO COM PIC, COM APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE FORNECIMENTO DE ENERGIA EM GERAL, INCLUINDO SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Marcelo da Costa Saad



# CONTROLADOR DE CARGA E DESCARGA DE BATERIAS, MICROCONTROLADO COM PIC, COM APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE FORNECIMENTO DE ENERGIA EM GERAL, INCLUINDO SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Aluno(s): Marcelo da Costa Saad

Orientador(es): Mauro Speranza Neto

João Saad Junior

Trabalho apresentado com requisito parcial à conclusão do curso de Engenharia de Controle e Automação na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil



## Agradecimentos

Agradeço primeiramente ao Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL) pelo suporte e disponibilidade dos equipamentos, *softwares* e componentes necessários para a realização deste projeto, e a Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio) pela oportunidade e contínua disponibilidade dos laboratórios e suas equipes, em especial aos laboratórios do departamento de engenharia elétrica e de engenharia de computação.

A Maria Baltazar e Luís Gonzaga, agradeço a paciência e o acompanhamento ao longo do desenvolvimento deste trabalho, sempre dispostos a ajudar ou encontrar quem pudesse ajudar-me.

Agradecimentos também para a professora Ana Pavani, pelo carinho e compreensão quanto às questões referentes a este trabalho, e ao professor Mauro Speranza Neto, pelo apoio e disponibilidade como meu orientador.

Para minha mãe, Maria José, e minha namorada, Clara Antunes, pelo tão importante e muitas vezes menosprezado apoio moral.

Para meu pai, João Saad Junior, agradeço os anos de incentivo e introdução à engenharia, além da indispensável ajuda como co-orientador deste projeto. Sem seu apoio, incentivo, inspiração e, acima de tudo, paciência, esta monografia não seria possível.

Finalmente, agradeço a todos os que acompanharam este projeto, sempre presentes para ajudar no que fosse possível, tanto emocionalmente, didaticamente ou simplesmente ajudando sem esperar nada em troca.

Obrigado a todos.

## Resumo

A presente monografia aborda o desenvolvimento de um equipamento para carga e avaliação de estado de **baterias** chumbo ácido, microcontrolado com **PIC**, para sistemas de fornecimento de energia com base em painéis fotovoltaicos, motivado pela importância, variedade e o custo que as baterias representam nestes sistemas. A monografia não se propõe a apresentar o projeto completo, mas a descrever os principais aspectos envolvidos neste projeto aparentemente simples, mas que, na verdade, apresenta grande complexidade e diversificação de áreas de conhecimento. Desta forma, a monografia inicia descrevendo as principais características das baterias chumbo ácidas e as formas de carregamento a partir de painéis fotovoltaicos. Descreve a etapa de controle composta pela unidade microprocessada com um PIC e por uma interface com um PC. Isto permite a entrada de dados da bateria e, conseqüentemente, a configuração do carregador, fazendo que ele seja programável para operar com diferentes tipos de baterias de chumbo ácido. Posteriormente, o software poderá ser adaptado para a operação com outros tipos de baterias, o que confere ao projeto uma flexibilidade e expansibilidade para aplicações e necessidades futuras. O trabalho aborda os aspectos necessários para o controle de transistores de chaveamento IGBT e os circuitos de condicionamento analógico para a aquisição de tensão e corrente necessários para o controle da carga.

Considerando-se que a monografia trata de um projeto de hardware envolvendo eletrônica de potência com o chaveamento rápido de correntes relativamente altas, incluiu-se a descrição dos cuidados especiais tomados para a garantia da **compatibilidade eletromagnética** intra e inter-sistêmica. Ou seja, busca evitar que os circuitos dos transistores de potência interfiram nos circuitos de acionamento ("driver"), no controle microprogramado, bem como nos circuitos analógicos, que trabalham com sinais de baixo nível e resolução de 10 bits. Os cuidados descritos incluem basicamente alguns cuidados no circuito básico e a topologia do circuito impresso.

A monografia mostra questões importantes relacionadas com a compatibilidade eletromagnética inter-sistêmica ao se minimizar as radiações eletromagnéticas espúrias, pelo seu potencial de interferirem em sistemas de radiocomunicações, devidamente estabelecidas pelo Código Brasileiro de Telecomunicações (Lei nº 9472) e protegidas por várias normas internacionais. Estes conceitos são praticamente desconhecidos por parte dos engenheiros eletrônicos do Brasil, o que nos faz crer que a monografia avança em uma questão importante e muito desconhecida sobre o assunto ao apresentar os cuidados especiais exigidos no projeto para a operação correta deste tipo de equipamento.

**Palavras-chave:** baterias; carregador; PIC; compatibilidade eletromagnética

## **Charge and Discharge Battery Controller, using PIC microcontroller, with applications on general energy supply systems, including photovoltaic systems.**

### **Abstract**

This work is dedicated to the development of an equipment for charging and evaluation of the state of charge of Lead Acid **batteries** on photovoltaic systems, using a **PIC** microcontroller, and its motivation comes from the importance, variety and cost of those batteries in such systems. This work describes the main characteristics of lead acid batteries and how to charge them, as well as aspects related to the power and control circuits required for the **charger** equipment functions.

Issues concerning the inter and intra system **electromagnetic compatibility** with design recommendations are included.

**Keywords: batteries; charger; PIC; eletromagnetic compatibility**

## Sumário

1.	Justificativa do projeto.....	1
2.	Características/Especificações .....	2
a.	Controlador de carga de baterias .....	2
b.	Analisador de desempenho e estado da bateria .....	2
3.	Características Básicas das Baterias de Chumbo Ácido e Terminologia .....	3
a.	Tipos e características de baterias .....	3
b.	Terminologia .....	4
4.	Carregamento de Baterias de Chumbo Ácido.....	7
a.	Fase de corrente constante .....	7
b.	Fase de tensão constante: .....	7
c.	Fase de Flutuação .....	7
5.	Funções dos Carregadores de Baterias de Chumbo Ácido e Terminologia .....	9
6.	Projetos de controladores de carga.....	11
a.	Controladores do tipo “shunt” .....	11
b.	Controladores do tipo “série” .....	12
7.	Projeto Básico do Controlador de Carga da Bateria .....	13
a.	Microcontrolador.....	13
b.	Elemento de chaveamento.....	14
c.	Driver.....	15
d.	Condicionamento de sinais de tensão e corrente .....	16
8.	Descrição detalhada de cada subparte do projeto.....	17
a.	Funcionamento do driver IR2117 .....	17
b.	Cálculo do Capacitor de Bootstrap .....	20
c.	Configuração série/interrupção.....	21
d.	Condicionamento dos sinais de tensão e corrente da bateria .....	22

9.	Algoritmo de Controle .....	25
a.	Primeira fase de carga.....	25
b.	Segunda fase de carga .....	26
c.	Fase de manutenção .....	26
10.	Comunicação com o PC.....	28
d.	Modulo UART do PIC.....	28
e.	Conversão com MAX232.....	28
f.	Cálculo da <i>baud rate</i> .....	28
g.	Programa em LabView .....	29
11.	Aprimoramentos.....	32
a.	Configuração <i>buck converter</i> .....	32
b.	Adaptabilidade para outros tipos de bateria.....	36
12.	Compatibilidade eletromagnética .....	37
13.	Conclusão.....	45
14.	Referências.....	46

## 1. Justificativa do projeto

As baterias são elementos de armazenamento de energia grandemente utilizados em inúmeras aplicações. Como exemplo cita-se os bancos de baterias para armazenamento de energia em serviços auxiliares de usinas e subestações de energia elétrica, em sistemas fotovoltaicos voltados para alimentações de pequenas e médias cargas em locais sem fornecimento convencional de energia elétrica, além de sistemas automotivos e equipamentos eletrônicos portáteis. Existe um grande número de diferentes tipos de baterias, cada qual com uma característica de carga e uso. Excetuando-se o caso de equipamentos de baixo consumo, normalmente portáteis, as baterias voltadas para o armazenamento de energia são, via de regra, um item de alto custo e responsabilidade no sistema a ser alimentado. Por conta da sua importância, variedade de tipos e características, e do seu custo, optou-se pelo desenvolvimento de um controlador programável de carga de baterias, microcontrolado por PIC, que desempenhe as funções de carregador e avaliador de condição de baterias chumbo/ácidas, tanto estacionárias como automotivas, seja para operarem com células fotovoltaicas bem como com outras fontes de energia elétrica.

## **2. Características/Especificações**

### **a. Controlador de carga de baterias**

Carrega completamente a bateria de acordo com o seu tipo, contabilizando o total de carga (Coulomb ou A.h) ingressado na bateria. A carga é realizada com controle de tensão e corrente, de acordo com a fonte de energia, podendo ser a partir de painel fotovoltaico (otimizando o tempo para o aproveitamento do período de insolação) ou fonte de alimentação contínua de baixa tensão.

O equipamento dispõe de unidade microprocessada com um PIC para o controle da carga, e comunicação com um PC, permitindo a entrada de dados da bateria (selada/inundada, tensões de carga e de flutuação etc) e consequente configuração do carregador, de forma a operar com diferentes tipos de baterias de chumbo ácido. A comunicação com o PC também permite funções secundárias neste ambiente como os descritos no item adiante.

O controle de carga é feito pelo PIC via PWM e unidade de potência. Procura-se minimizar as perdas para maior aproveitamento dos painéis solares.

### **b. Analisador de desempenho e estado da bateria**

Monitora a descarga da bateria contabilizando e exteriorizando o total da descarga e comparando com o total ingressado, para avaliação da sua capacidade (comparação com a carga nominal) e da sua eficiência (comparação com a carga ingressada).

### 3. Características Básicas das Baterias de Chumbo Ácido e Terminologia

As baterias são dispositivos de armazenamento de energia elétrica, estão em permanente desenvolvimento e podem ser implementadas de várias formas, dependendo da sua aplicação. Para aplicações que requerem o armazenamento de grande quantidade de energia, o tipo mais adequado, até o momento, é a bateria de chumbo ácido, que por sua vez também dispõe de algumas variantes de acordo com a aplicação. A descrição básica deste tipo de bateria, assim como os detalhes de carga e descarga, são feitas neste capítulo na medida em que a terminologia própria também é apresentada.

#### a. Tipos e características de baterias

**Primárias:** Baterias que não permitem recarga, como é o caso de baterias para uso doméstico como pilhas alcalinas não recarregáveis.

**Secundárias:** Baterias com a capacidade de serem recarregadas ao injetar-se uma corrente oposta aos seus terminais. Os tipos de baterias secundárias são:

**Chumbo-Ácido:** é o tipo mais usual de bateria secundária utilizada para armazenamento de grandes blocos de energia, e pode ser classificada como:

- **Baterias SLI (Starting, Lighting and Ignition):** Desenvolvidas para operarem em ciclos de curta duração, são comumente utilizadas pela indústria automotiva na partida de veículos. Suas células possuem um grande número de placas finas, o que proporciona uma maior superfície ativa entre elas e altas descargas de corrente em curtos espaços de tempo. Por não trabalharem durante longos ciclos (tempos longos) e descargas profundas, não são as mais recomendadas para sistemas fotovoltaicos, apesar de usadas em sistemas de baixo custo.
- **Baterias de Tração:** Para permitir descargas profundas e ciclos longos, possuem placas mais grossas e duráveis. Por suas características, são geralmente utilizadas em veículos elétricos e são recomendadas para sistemas fotovoltaicos autônomos.
- **Baterias Estacionárias:** Comumente utilizadas em no-breaks ou short-breaks para equipamentos telefônicos e outros sistemas onde não se pode ter interrupção da alimentação, estas baterias permitem descargas mais profundas do que as SLI em ciclos menores (tempos curtos), sendo projetadas para ocasionais descargas. Pode haver grande semelhança desta bateria com as SLI ou de tração. Entretanto, a informação da operação das baterias de forma estacionária é importante para que o sistema de carga force, periodicamente, uma sobrecarga e gaseificação momentânea do eletrólito para promover sua agitação e homogeneização da solução.

Existem diversos tipos de baterias de Chumbo-Ácido, cada uma delas desenvolvida para operar em uma das 3 classificações anteriores (SLI, Tração e Estacionárias). Porém as principais características das baterias que interferem em nosso projeto são:

- **Baterias Inundadas:** São as baterias chumbo ácidas inundadas clássicas descritas adiante, que dispõem de abertura para a verificação do nível e concentração do eletrólito, assim como a reposição de água (destilada).
- **Baterias Selada:** Este tipo de bateria é similar às inundadas e possui eletrólito suficiente em reserva para operar dentro do seu ciclo normal de vida, dispensando reposição de água e manutenção. Ela não dispõe da abertura para verificação de estado e nível de eletrólito e reposição de água, o que limita sua vida útil. Por este motivo não devem sofrer sobrecarga, descargas profundas, e altas temperaturas. É primordial serem carregadas adequadamente para o aumento de performance e durabilidade.

Há variações construtivas de baterias chumbo ácidas (VRLA e Gel, por exemplo), igualmente seladas, requerendo, portanto, os mesmos cuidados destas.

## b. Terminologia

**Célula:** Unidade eletroquímica básica de uma bateria, consistindo de placas positivas e negativas, divididas entre si por separadores, e imersas em um eletrólito. Em baterias ácidas de chumbo, a tensão nominal de cada célula é de 2.1V. Quando colocadas em série, geralmente 6 células por bateria, fornecem uma tensão nominal de 12V.

**Material ativo:** Materiais presentes nas placas positivas e negativas, e no eletrólito das células, que atuam como os reagentes químicos da bateria.

**Eletrólito:** Meio condutivo que permite a troca iônica entre as placas de uma bateria (corrente). Em baterias de chumbo, o eletrólito é uma solução diluída de ácido sulfúrico em água, que pode ser líquida, ou em forma de gel ou em baterias do tipo AGM (absorbed Glass Mat).

**Placa:** Moldura contendo uma rede de sustentação, que comporta o material ativo, e que permite a condução de corrente. Diversas placas, positivas e negativas, são posicionadas em paralelo em uma bateria, e o seu desenho afeta as características da capacidade de armazenamento de cargas e maior ou menor correntes de descarga.

**Separador:** Divisor isolante entre as placas para evitar o contato direto e decorrentes curto circuitos. Poroso, o separador permite a passagem de eletrólito e íons entre as placas positiva e negativa.

**Terminais:** Conectores, positivo e negativo, externos à bateria e ligados internamente às células. Servem de conexão elétrica entre a bateria e o sistema fotovoltaico, e são feitos de material condutor, que deve ser mantido limpo periodicamente.

**Ventilação das Células:** Baterias, como as de Chumbo-Ácido, produzem gases decorrentes das reações no eletrólito. Estes são ventilados da bateria por meio de ventilação passiva (aberturas e dutos de ar) ou ativa (ventoinhas e exaustores). Algumas baterias, no entanto, são seladas e recombinam estes gases novamente em eletrólito internamente, não possuindo ventilação.

**Envólucro:** Carcaça externa que engloba e protege os componentes da bateria do meio externo.

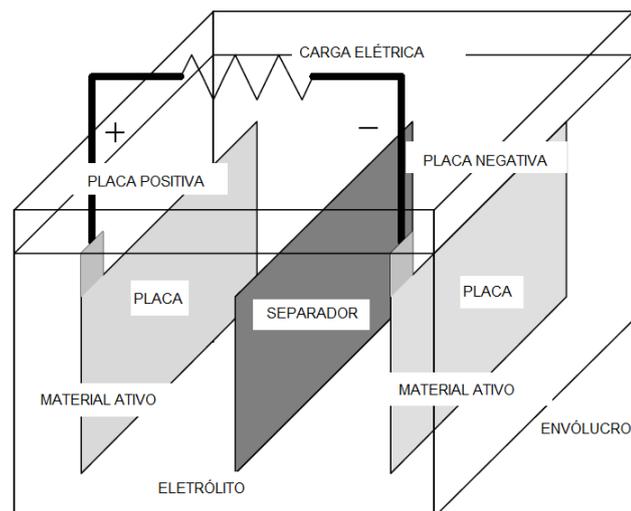


Figura 1: Esquema de uma bateria de chumbo ácido com uma célula

**Capacidade:** A capacidade de carga, medida em Amper.hora é a integral da corrente ao longo do tempo e representa a capacidade que a bateria possui de armazenar e fornecer carga. Depende de vários aspectos construtivos da bateria (densidade específica do eletrólito, material ativo presente nas placas, e do número, formato e dimensões, das placas por célula, etc). É a medida de quanta corrente (Amperes) uma bateria pode fornecer em um determinado tempo em horas. A capacidade de uma bateria também depende da taxa de descarga (corrente) e profundidade de descarga da mesma, assim como a tensão de corte, temperatura e histórico de ciclos da bateria.

**Ciclo:** Período de descarga até um determinado ponto, seguido de uma recarga completa.

**Tensão de corte:** É o menor valor de tensão que uma bateria deve alcançar em operação. Para uma dada taxa de descarga (corrente), ela é o limite da capacidade de uma bateria.

**Tensão de circuito aberto:** É a tensão em uma bateria quando esta não está sendo carregada nem descarregada, e encontra-se em "repouso". Esta varia conforme o seu estado de carga. Aplicar com uma fonte externa uma tensão superior à tensão de circuito aberto irá provocar um carregamento da bateria. Uma tensão menor retirará carga da mesma.

**Tensão de flutuação:** É a tensão que uma fonte externa poderá aplicar indefinidamente à bateria sem qualquer dano a esta. Se a bateria estiver totalmente carregada, ficará em estado de equilíbrio sem troca de corrente após uma pequena perda. É como se a bateria estivesse "flutuando" ou desconectada.

Se a bateria estiver descarregada, adquirirá uma carga parcial até entrar em estado de equilíbrio sem troca de corrente. Apesar da tensão de flutuação ser um valor seguro para se impor através de uma fonte externa para garantir que a mesma se mantenha carregada, a sua aplicação sobre uma bateria parcial ou totalmente descarregada não resulta em uma carga completa.

**Taxa de carga/descarga (C/n):** Define a corrente de carga ou descarga, porém de forma relacionada com a sua capacidade máxima. Na taxa de carga/descarga C/n, C é a capacidade máxima da bateria e n é o período de carga/descarga, em horas.

Apesar da taxa representar uma corrente (amper.hora/hora), o dado relevante quando se considera a taxa de carga ou descarga (C/n) é saber se n é alto (significando uma corrente relativamente baixa, ou carga/descarga lenta), ou se n é baixo (significando uma corrente relativamente alta, ou carga/descarga rápida) para uma determinada bateria com capacidade C. Por exemplo: seja uma bateria de C=2000mA.hora descarregada durante 20 horas e uma bateria de 100mA.hora descarregada em apenas 1 horas. Apesar das taxas de descargas serem C/n numericamente iguais a 100mA, que representa a mesma corrente de descarga em ambas, esta corrente na primeira bateria é considerada baixa (ou a taxa de descarga C/20 é considerada lenta devido às 20 horas), enquanto na segunda bateria a corrente de 100mA é considerada alta (a taxa de carga/descarga C/1 é rápida devido a ser em apenas 1 hora). Taxas de descargas altas ou baixas têm conseqüências totalmente diferentes para o desempenho e vida útil da bateria. Em última análise, o diferencial é o tempo de carga e descarga n.

Através da figura 2 pode-se observar como o comportamento (no caso, tensão de carregamento) de uma célula chumbo-ácida depende da taxa de carga.

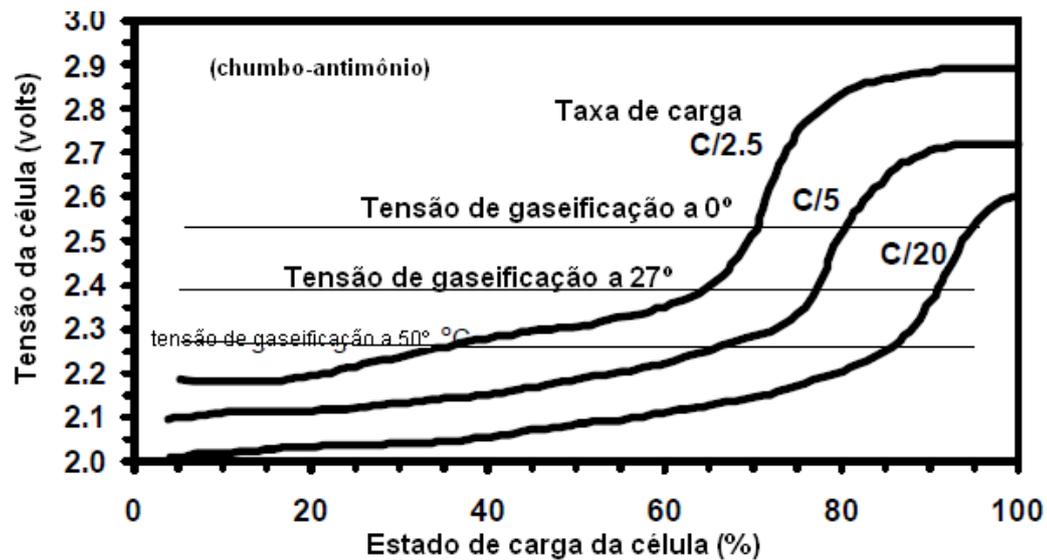


Figura 2: Relação entre as taxas de carga, estado de carga e tensão das células

Dentre os fatores que explicam as diferentes curvas da figura 2 destaca-se uma limitação relacionada à velocidade de difusão de moléculas no eletrólito. Durante o processo de carga, as placas no interior da bateria sofrem transformações químicas que levam a produção de íons e a sua combinação com a água formando ácido sulfúrico ( $\text{SO}_4\text{H}_2$ ).

Uma alta taxa de carga (carga rápida) irá provocar uma produção de ácido sulfúrico acima de sua velocidade de difusão, provocando uma concentração nas proximidades das placas e gerando uma ddp adicional, dando uma falsa impressão de que a bateria está carregada, e podendo provocar a perda de eletrólito por alcançar prematuramente a tensão de gaseificação.

#### 4. Carregamento de Baterias de Chumbo Ácido

A carga completa de uma bateria de chumbo-ácido selada, partindo de um estado de carga baixo (bateria descarregada), subdivide-se, basicamente, em 3 fases:

##### a. Fase de corrente constante

Fase inicial de um ciclo de carga, feita em uma corrente (taxa de recarga) constante aceita pela bateria, ou seja, que não a force à geração de gás e perda de eletrólito. O tempo desta etapa depende da corrente de carga imposta. A tensão vai subindo à medida que a bateria vai sendo carregada, segundo a figura 3. Ao atingir uma "tensão limite" (tensão de gaseificação) da bateria, parte considerável da carga foi armazenada, e a bateria começará a liberar gás (perder eletrólito) para subseqüentes aumentos de tensão. Assim, a primeira fase de carga de uma bateria consiste em manter uma corrente constante ao longo do tempo necessário para se alcançar este valor limite. Uma vez que o mesmo seja atingido, termina-se a primeira parte de carga e inicia-se a fase seguinte onde a fonte de energia passa de corrente constante para tensão constante. Para baterias chumbo-ácidas esta tensão limite é de aproximadamente 14,4V, variando conforme o fabricante.

##### b. Fase de tensão constante:

Nesta fase, deve ser mantida a tensão constante (tensão limite) deixando a corrente cair com o aumento gradual da carga da bateria. Quando a corrente (taxa de carga) for próxima de  $C/100$ , a bateria estará completamente carregada, passando-se à fase de flutuação.

##### c. Fase de Flutuação

Nesta fase a tensão é reduzida para a tensão de flutuação. Esta tensão de flutuação mantém a bateria carregada, compensando as próprias perdas químicas internas da bateria.

A figura 3 mostra a evolução da corrente e tensão de carga da bateria durante as três fases descritas, realizadas por um carregador inteligente.

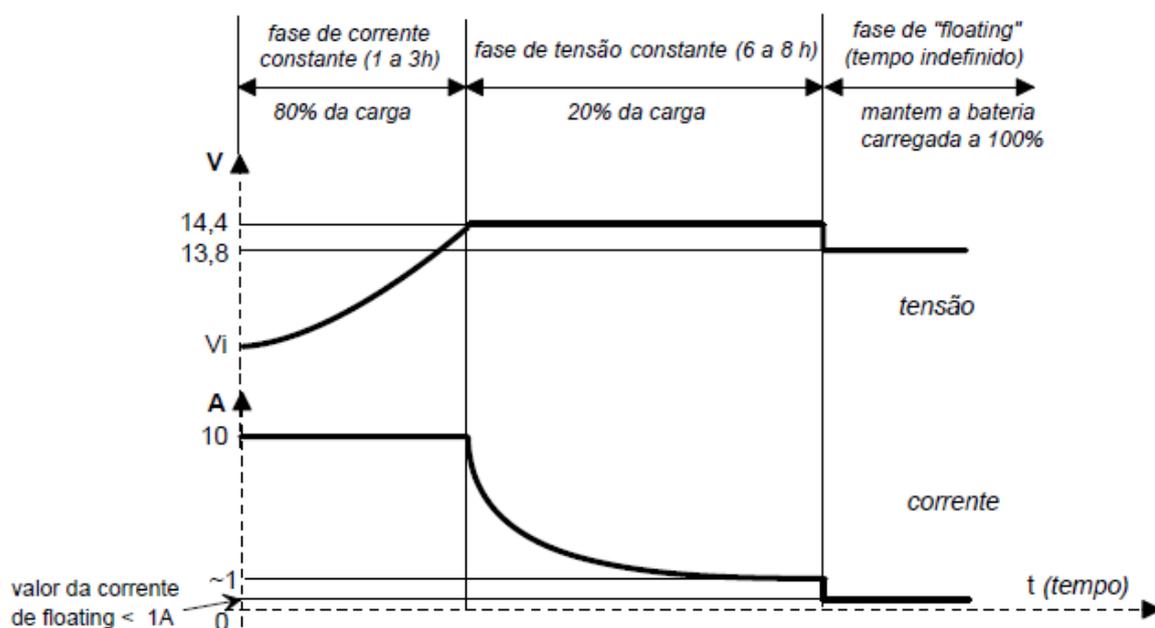


Figura 3: Fases de carga com carregador ideal

No caso de uma carga manual onde só se disponha de uma fonte de tensão constante (o que é muito mais freqüente) a carga poderá ser realizada por etapas, onde em cada uma a tensão é ajustada para que a corrente inicial seja a determinada para a carga (por exemplo,  $C/10$ ). Na medida que a corrente reduz-se reajusta-se a nova tensão para o restabelecimento da corrente inicial, desde que esta não ultrapasse a tensão limite de gaseificação. Ao chegar a esta tensão limite, a bateria estará carregada quando a corrente reduzir-se a aproximadamente  $C/100$ . A partir deste ponto, desconecta-se a bateria ou reduz-se à tensão de flutuação. A figura 4 apresenta a evolução de tensões e correntes nesta carga manual.

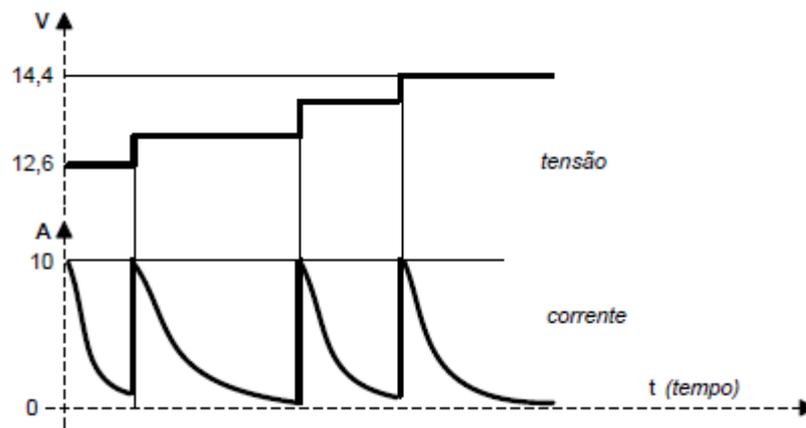


Figura 4: Carga de uma bateria com carregador "manual"

## 5. Funções dos Carregadores de Baterias de Chumbo Ácido e Terminologia

A função primária de um controlador de cargas em sistemas fotovoltaicos autônomos é manter a bateria com seu estado de carga o mais alto possível, enquanto protege a mesma de sobrecargas provenientes dos painéis, e de descargas excessivas para as diversas partes do sistema. O algoritmo, ou o controle de armazenamento de cargas utilizado, determina o quanto efetivo será o carregamento da bateria e o aproveitamento da energia proveniente dos painéis solares, e consequentemente a capacidade do sistema atender a todas as suas necessidades de cargas.

As funções importantes realizadas pelo controlador de cargas são:

- **Prevenção de sobrecarga:** Os sistemas fotovoltaicos são desenvolvidos para operarem nas piores condições climáticas com a sua localidade, durante as menores taxas de insolação. Sendo assim, ao encontrarem dias onde exista uma maior taxa de incidência de luz solar, é comum que a energia produzida pelos painéis solares exceda a utilizada pelo sistema. Sua função primária é regular a carga, limitando-a ou interrompendo-a quando a bateria alcançar um estado pleno de carga.
- **Prevenção de descarga excessiva:** Devido a períodos de baixa insolação e/ou períodos de maiores consumos pelo sistema fotovoltaico, a energia produzida pelos painéis solares pode não ser suficiente para manter a bateria em seu máximo. Como a tensão de uma bateria cai quando esta se descarrega de forma mais profunda, a tensão de operação do sistema pode não ser atendida caso ocorra uma descarga excessiva. Sendo assim é importante limitar o ponto de descarga de uma bateria, desligando as cargas, não só para evitar que esta tenha seu tempo de vida reduzido, mas também para impedir que a sua tensão caia abaixo dos níveis desejados para o sistema.

Terminologia e definições

**“Set points” do controlador:** São os níveis com os quais o controlador executa funções de controle sobre a carga que flui de/para a bateria. Para a maioria dos controladores, defini-se 4 “set points”:

**Tensão de regulação (voltage regulation VR):** *É uma das especificações mais importantes de um controlador* e define o ponto máximo de tensão permitido a uma bateria, o que limita a sobrecarga. Ao ser atingido, o regulador de cargas irá desconectar os painéis solares da bateria ou regular a corrente proveniente dos mesmos, dependendo do tipo de controlador.

**Tensão de desconexão (disconnect voltage DV) por baixa carga:** Para evitar os problemas decorrentes de descargas excessivas da bateria, o controlador desliga as cargas conectadas à bateria em uma tensão arbitrária e predeterminada para evitar que esta se descarregue excessivamente.

**Tensão de Reconexão das cargas (reconnect voltage RV):** Após o ponto de **desconexão por baixa carga**, quando o controlador desliga as cargas do sistema, se os painéis solares continuam a carregar a bateria, a sua tensão começa a subir. A tensão de reconexão das cargas representa um estado de cargas suficiente para que a bateria novamente seja conectada e alimente o sistema.

A diferença de tensão entre o DV e o RV é denominada de histerese de reconexão e torna-se necessária para evitar que o painel fotovoltaico seja reconectado à bateria a partir da subida da sua tensão após a desconexão por falta de carga. Como esta desconexão baseia-se na baixa tensão da bateria descarregada, e como a sua tensão em aberto (após a desconexão) tende a subir espontaneamente (quer seja pela falta de corrente, seja por uma questão físico-química), torna-se necessária esta histerese. Também a injeção de corrente pelo painel fotovoltaico eleva a tensão da bateria, mesmo sem esta ter recebido suficiente carga, justificando ainda mais a existência de uma histerese. Quanto maior a taxa de descarga da bateria (corrente fornecida em relação à sua capacidade) maior deve ser a histerese devido à queda de tensão da bateria ao fornecer corrente.

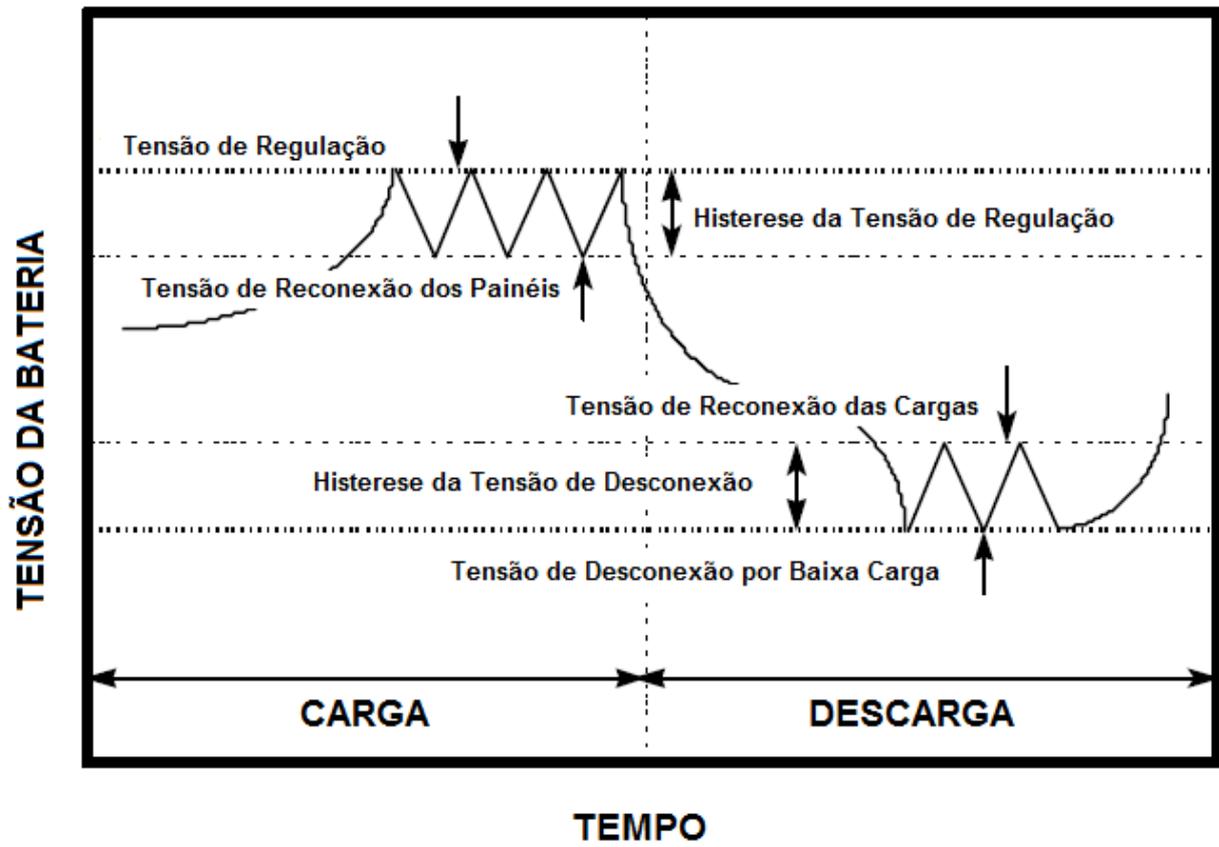


Figura 5: Gráfico com os "set points" da tensão de bateria

## 6. Projetos de controladores de carga

Existem dois métodos básicos para controlar ou regular a carga fornecida para a bateria a partir de painéis fotovoltaicos, chamadas regulagens em “shunt” e “série”. Entende-se por “básicos” porque há variações destas soluções nos projetos dos controladores, em função do custo e eficiência pretendida por parte de cada fabricante. Projetos mais simples se limitam a ligar e desligar os painéis fotovoltaicos, enquanto que outros mais sofisticados controlam a corrente de carga a partir da manutenção de uma tensão constante, de forma a otimizar a carga total sobre a bateria. O algoritmo ou estratégia de carga do controlador determinarão a eficiência da transferência de energia dos painéis à bateria e desta atender à demanda do sistema.

### a. Controladores do tipo “shunt”

Por construção, os painéis fotovoltaicos podem ser curto-circuitados sem problema, pois apresentam resistência interna que limita a corrente em curto-circuito. Com base nesta característica, os controladores tipo shunt evitam o excesso de corrente fornecida à bateria, desviando a corrente dos painéis através de uma espécie de “curto-circuito” proporcionado por um elemento de potência (transistor ou MOSFET), conforme pode ser visualizado na figura 6. Este “curto circuito” pode ser pleno ou controlado, dependendo do tipo de controlador e, neste aspecto, classifica os controladores shunt em dois tipos:

- shunt interrompido: que apenas estabelece um curto pleno e interrompe o fornecimento de corrente à bateria
- shunt linear: que controla a corrente do elemento shunt de forma a melhor regular a tensão aplicada sobre a bateria e otimizar a sua carga.

**Shunt interrompido:** Neste caso o PFV é desconectado da bateria quando a tensão sobre ela atinge a tensão de regulação. A partir deste ponto a bateria segue descarregando até atingir a tensão de reconexão, quando o elemento shunt religa o PFV retomando a carga da bateria, de forma cíclica. O período deste ciclo de carga/descarga dependerá das características do conjunto PFV, bateria e demanda do sistema. É um controlador de baixo custo que não otimiza a carga pela variação da tensão de regulação. A dissipação sobre o elemento shunt é menor, limitada às perdas relativas à tensão de saturação do elemento shunt do controlador (MOSFET ou transistor) multiplicada pela corrente de curto. Há também as perdas devido à queda de tensão no diodo série que impede o retorno de corrente da bateria nos momentos em que o PFV é curto-circuitado.

### ESQUEMA BÁSICO DE UM REGULADOR SHUNT

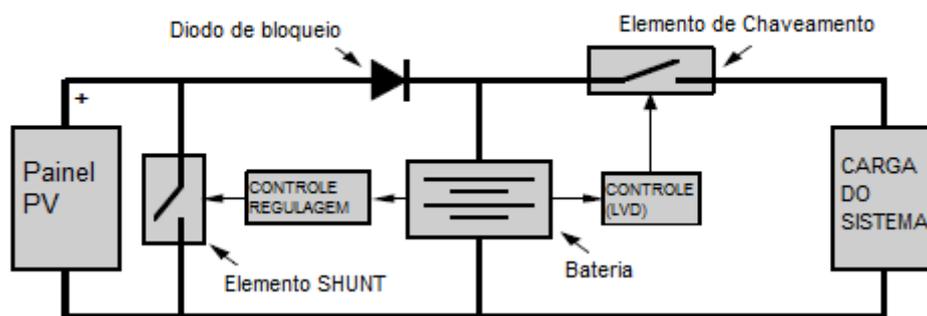


Figura 6: Diagrama básico do controlador tipo shunt

**Shunt linear:** Neste tipo de controlador, o mesmo regula a corrente que passa pelo elemento shunt. Desta forma, a corrente total que passa pelo PFV (soma da corrente de shunt com a que vai para a bateria e carga) resulta em uma queda de tensão no próprio PFV. Ao controlar a corrente do shunt, o controlador controla e otimiza a tensão aplicada à bateria. Neste caso, paga-se o preço (bem

justificado) de uma maior dissipação do elemento shunt, dada pelo produto da tensão da bateria (e não mais de saturação) multiplicada pela corrente drenada pelo shunt.

Este tipo de controlador é indicado para as baterias que requerem maior controle da tensão de regulação por dificuldade de manutenção ou por serem do tipo sem manutenção (seladas).

### b. Controladores do tipo “série”

Neste tipo de controlador a regulação é feita por um elemento série entre o PFV e a bateria, conforme pode ser visto na figura 7. O elemento série pode operar de várias formas conforme a complexidade e custo do controlador:

**Tipo série/interrupção:** É o mais simples dos controladores, apenas abrindo e fechando o circuito entre PFV e bateria à medida que a tensão da bateria atinja as tensões de regulação e de reconexão, respectivamente. Consequentemente opera de forma cíclica e, na medida em que a bateria vai se carregando, o tempo de carga é mais rápido e o ciclo vai sendo mais curto. A dissipação é baixa pois o elemento série opera como uma chave. Opera de forma idêntica ao shunt interrompido, diferindo apenas na forma de conectar/desconectar o PFV da bateria, e apresenta as mesmas características no que toca às baterias aplicáveis e não aplicáveis.

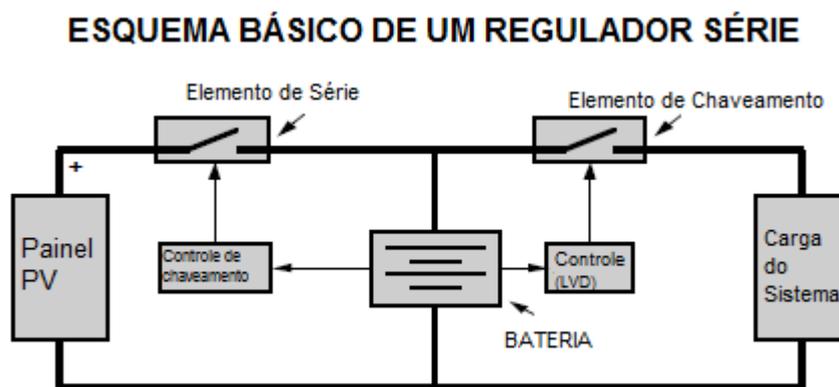


Figura 7: Diagrama básico do controlador tipo série

**Tipo série/linear:** Nesta modalidade, no lugar do elemento série operar simplesmente abrindo ou fechando o circuito completamente (com o transistor ou MOSFET trabalhando no corte e na saturação) o mesmo pode operar na região linear, controlando a sua corrente de forma a manter a tensão da bateria constante na tensão de regulação. Ao longo da carga da bateria, a sua corrente vai sendo reduzida pela ação do elemento série na medida em que esta se carrega. Este elemento, portanto, dissipa a diferença entre a energia fornecida pelo PFV e a absorvida pela bateria (e sistema), o que requer o emprego de dissipadores apropriados para o controle de temperatura. Graças à capacidade de controlar a tensão de carga sobre a bateria, ao contrário de simplesmente conectar o PFV à bateria onde a tensão dependerá da interação entre estes elementos) este tipo de controlador é adequado para qualquer tipo de bateria, além de ser mais eficiente no sentido de obter a carga completa da bateria em menor tempo e sem sobrecargas com perda de eletrólito.

**Tipo série/interrupção por modulação de pulso (PWM):** Esta modalidade trabalha interrompendo completamente a conexão entre PFV e bateria, porém em uma forma pulsada relativamente rápida (em dezenas ou centenas de ciclos por segundo). Desta forma (inteligente) a dissipação é reduzida, visto que o elemento série funciona no corte ou saturação, porém controlando a corrente como se fosse um regulador série/linear, ou seja, mantendo uma tensão média constante em valores predeterminados em função da fase da carga da bateria. É uma modalidade de controlador que junta as vantagens do tipo interrupção com as do tipo série/linear, ou seja, custo e dissipação relativamente baixos, adequado a qualquer tipo de bateria e que garante uma carga plena em menor tempo do que a modalidade por interrupção.

## 7. Projeto Básico do Controlador de Carga da Bateria

Para este projeto, optou-se pelo desenvolvimento de um controle de carga do tipo série/interrupção por modulação de pulso (PWM).

A razão da escolha do controle por PWM se deve à facilidade de controle da tensão e corrente médias fornecidas à bateria por um microcontrolador, como o PIC, assim como devido à baixa dissipação da unidade de potência, visto que esta opera no corte ou saturação. As perdas inerentes aos momentos de transição deste tipo de chaveamento, assim como outras perdas associadas às não idealidades de componentes, como diodos ou indutores, são muito inferiores àquelas resultantes da operação do transistor de potência na região linear. Baixa dissipação juntamente com a flexibilidade de um controle digital configurável por um aplicativo rodando em um PC permitem maior facilidade em alterações e adaptações do projeto para outras aplicações, como a carga de baterias de maior capacidade do que a empregada nas experimentações em laboratório deste projeto.

Desta forma, a base para o carregador consiste basicamente de um IGBT como elemento de potência responsável por chavear o painel fotovoltaico à bateria, e de um driver capaz de acioná-lo de acordo com o sinal PWM fornecido por um PIC, segundo o diagrama da figura 8.

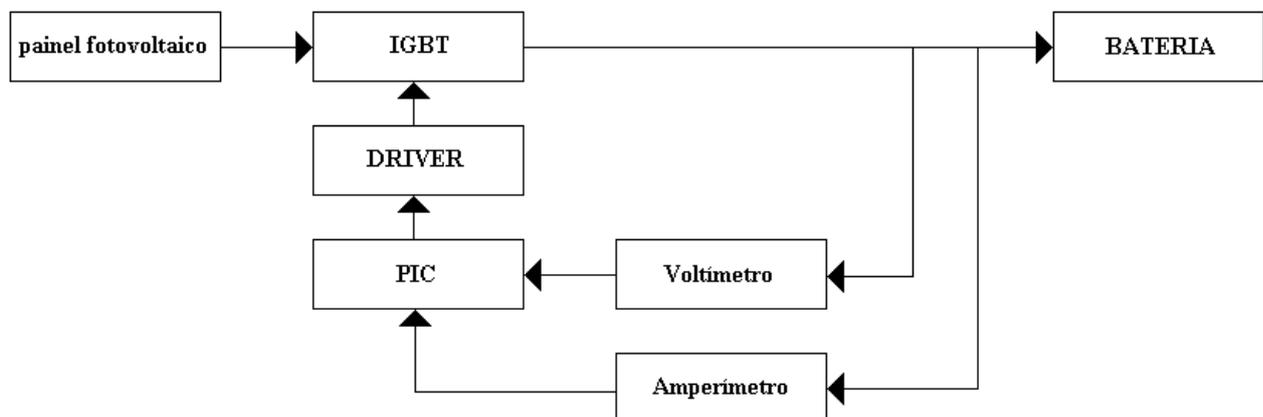


Figura 8: Diagrama em blocos do regulador por PWM

A frequência do PWM deverá ser na ordem de algumas centenas de hertz, podendo variar conforme a necessidade de controle da corrente, dentro de limitações da topologia utilizada. Assim, podem-se atingir correntes médias muito baixas como as necessárias apenas para compensar as perdas da bateria em flutuação (*trickle-charging*). Frequências baixas também minimizam as perdas por chaveamento e facilitam o processamento por permitir maiores períodos de amostragem.

O diagrama da figura 8 apresenta um circuito de condicionamento de sinal, responsável por enviar ao conversor A/D do PIC as informações referentes à tensão e corrente da bateria, parâmetros realimentados para o controle de carga.

A seguir são apresentados os componentes escolhidos para compor o sistema de carga de baterias deste projeto, referentes ao diagrama da figura 8, excluindo-se os componentes da parte de realimentação, a serem vistos com mais detalhes no capítulo 8.

### a. Microcontrolador

O microcontrolador escolhido para operar o carregador do projeto foi o PIC16F913, pela disponibilidade do mesmo em laboratório. Dentre as suas características e periféricos, destacam-se:

- Até 24 pinos de I/O para uso como entrada e saída, permitindo a implementação de diversas modificações e interfaces, além de um módulo para displays de LCD.
- Módulo UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*) para comunicação com aparelhos externos, como por exemplo, o computador (por meio de um conversor TTL/RS232 como o CI MAX232).
- Módulo de PWM
- Conversor A/D de 10bits, multiplexado com cinco canais de sinais analógicos, permite que sejam acompanhados até 5 sinais analógicos simultaneamente, como tensão e correntes de carga e descarga da bateria.
- Capacidade de operar com um oscilador interno no modo INTOSCIO (*Internal oscillator with I/O*) até 8MHz, permitindo a redução do total de componentes externos ao PIC e aumentando o número de portas I/O disponíveis para uso geral. A redução de componentes externos é também desejável para a compatibilidade eletromagnética entre circuitos de potência (poluidores) e os circuitos digitais (possíveis vítimas).
- Baixo consumo, com corrente máxima menor que 20mA e tensão de alimentação de 5V.

### b. Elemento de chaveamento

A escolha do elemento de potência se deu entre a utilização de um IGBT ou MOSFET para o chaveamento da conexão do PFV com a bateria. Esta escolha leva em consideração os seguintes fatores positivos e negativos de cada um dos dois elementos:

- **Potência de acionamento:** Os transistores bipolares de potência caracterizam-se pela relativamente alta potência necessária para o acionamento dos mesmos, uma vez que necessitam de corrente constante na base. Os MOSFETs e IGBTs, por sua vez, são acionados por cargas nos seus Gates, já que a impedância destes é praticamente capacitiva, representando substancial redução da potência de excitação. Por essa razão os transistores bipolares foram descartados para o projeto.
- **Frequência de chaveamento:** Os MOSFETs têm capacidade para chavear potência em valores de frequência muito superiores aos suportados pelos IGBTs. Mas como o projeto opera em poucas centenas de Hz, não há contra-indicação para o uso dos IGBTs.
- **Perdas durante a condução:** Durante a condução, os IGBTs possuem uma resistência interna menor do que a dos MOSFETs, logo apresentam uma queda de tensão inferior entre coletor e emissor. Desta forma, a potência dissipada durante a condução para os IGBTs é menor do que a dissipada pelos MOSFETs.
- **Perdas durante o chaveamento:** Perdas nos dispositivos de chaveamento ocorrem durante o período de transição de estados (corte e saturação). Durante a transição de estados, devido às próprias características de construção dos elementos de potência, ocorrem períodos de tensão e correntes instantâneas entre seus terminais. Neste momento, a potência dissipada é considerável e, por esta razão, quanto mais rápido for a transição, menor será a dissipação e perda total.

Os IGBTs possuem transições mais lentas e dissipam mais potência durante o seu chaveamento, enquanto MOSFETs são mais rápidos e dissipam pouca potência no chaveamento. Porém, os MOSFETs dissipam mais energia durante a condução. Desta forma, em aplicações onde a frequência for muito alta, ou seja, ocorrerem muitos chaveamentos em períodos menores de tempo, o MOSFET é preferido ao IGBT. Por conseguinte, em aplicações onde a frequência for inferior (períodos mais prolongados no estado de condução), o IGBT será uma escolha superior, justificando o seu uso no projeto como a melhor escolha em relação à eficiência energética.

Devido a disponibilidade de componentes em laboratório, o IGBT utilizado foi o G4PC30UD, que suporta tensões de coletor-emissor até 600V e correntes de até 12A.

### c. Driver

O driver tem como propósito excitar os dispositivos de potência que, dependendo da aplicação e da topologia, podem flutuar sobre uma tensão variável no tempo, tornando mais complexo o projeto do mesmo. A figura 9 mostra este caso onde a tensão de excitação de um MOSFET está referenciada à tensão do *source* ( $V_S$ ), que pode variar bastante e atingir valores bem altos. Assim, o circuito de acionamento deve dispor de um isolamento que gere as tensões necessárias para o acionamento do *gate*, independentemente da tensão  $V_S$ , ou seja, que trabalhe flutuando sobre  $V_S$ . Várias alternativas de isolamento de driver são possíveis, cada qual com vantagens e desvantagens. Um exemplo é apresentado na figura 10, onde o acionamento é realizado através de pulsos acoplados via transformador de isolamento.

O mercado possui uma série de opções disponíveis de integrados de baixo custo para a função de *driver* com esta característica (isolado), atendendo diversas topologias de dispositivos de potência. Para este projeto, é preciso um *driver* capaz de controlar apenas um IGBT, sendo este uma chave com emissor referenciado ao terminal da bateria que apresenta uma tensão variável, conforme a sua carga. Outra opção seria o emprego da topologia *buck converter*, onde a tensão  $V_S$  varia entre a tensão máxima do PFV e a tensão de condução direta de um diodo ( $V_S = -0,7V$  aproximadamente), conforme visto no capítulo 11. O integrado escolhido para o projeto foi o IR2117. Este *driver* é capaz de chavear rapidamente um IGBT (ou MOSFET), referenciado a uma tensão flutuante.

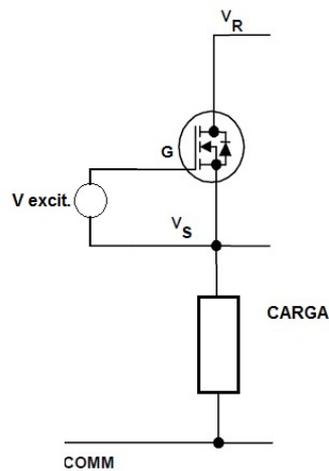


Figura 9: Chaveamento flutuante de um IGBT

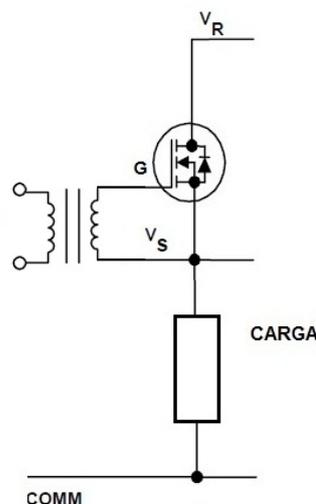


Figura 10: Exemplo de isolamento por transformador

#### d. Condicionamento de sinais de tensão e corrente

O diagrama da figura 8 apresenta o controle do ingresso de carga do painel fotovoltaico para a bateria como sendo realizada pelo IGBT (elemento de chaveamento) controlado pelo PIC (elemento de controle). A lógica de controle requer, no entanto, que exista uma realimentação informando continuamente ao microcontrolador os valores de tensão e corrente ingressando na bateria, de forma a permitir que o algoritmo minimize os erros entre os valores observados e os *setpoints* estabelecidos em *software*.

**Precisão e resolução do conversor A/D:** O PIC16F913 possui um conversor analógico de 10bits para a conversão de tensões da faixa de 0V a 5V. A resolução de um conversor é fornecida pela equação 1 onde a resolução, medida em volts, é igual à faixa total de tensão de entrada do conversor dividida pelo maior valor da palavra de saída da conversão. Como o conversor do PIC16F913 possui a sua saída como uma palavra de 10bits, a sua resolução será a faixa de entrada de 5V dividida por 1024, ou seja, a resolução do conversor A/D do projeto é de aproximadamente 4,88mV por bit.

$$RESOLUÇÃO(V) = FAIXA\_CONV(V) / 2^{\#BITS\_CONVERSOR} \quad (1)$$

Desta forma é necessário converter a tensão e corrente da bateria para sinais de tensão capazes de serem lidos pelo conversor A/D e interpretados pelo PIC. Ao realizar esse tratamento, no entanto, é importante buscar "casar" a faixa de variação possível dos sinais a serem convertidos com a faixa de conversão (0-5V), de forma a obter uma maior resolução dentro da faixa de valores esperados para os sinais. Esta otimização é descrita nos condicionamentos de sinais a seguir.

**Condicionamento de sinal de tensão da bateria:** A tensão nos terminais da bateria variam de 10V, quando a mesma está completamente descarregada, até valores próximos a 15V, durante estágios finais de carga. Por tratar-se de uma variação de aproximadamente  $\Delta V_{BAT} = 5V$  (variação de tensão entre os terminais da bateria), ao aplicar-se um *offset* é possível transformar os valores da tensão da bateria de 10V a 15V para 0v até 5v, conferindo uma maior precisão durante a conversão. O circuito de tratamento dos valores de tensão da bateria é apresentado no capítulo 8 item c.

**Condicionamento de sinal de corrente da bateria:** Para facilitar a montagem e teste em bancada do circuito de potência, utilizou-se uma bateria chumbo-ácida selada própria para nobreaks de pequeno porte (7A.h) voltados para PCs domésticos. Estas baterias têm um limite de 2A para a corrente máxima de carga, definindo a corrente máxima para o dimensionamento do conversor para a entrada analógica do canal de corrente no microcontrolador. Assim sendo, é preciso converter os valores de corrente entre -2A e +2A para a faixa de tensão de entrada entre 0 e 5V.

Para converter esta corrente em um sinal de tensão, optou-se por uma resistência em série (shunt) com a bateria, referenciada ao terra, e de valor 0,1 $\Omega$ , suficientemente pequeno para evitar perdas de tensão e dissipações significativas na resistência em série. Este valor de resistor dá um sinal de tensão entre -200mV e +200mV, que deve ser tratado para um maior aproveitamento do conversor. Optou-se por uma amplificação de fator 12 para o sinal de entrada com ajuste de offset de +2,5V do sinal de saída, proporcionando uma tensão de saída entre 0,1V (-2A) e 4,9V (2A).

## 8. Descrição detalhada de cada subparte do projeto

### a. Funcionamento do driver IR2117

Conforme já exposto acima, a função do *driver* é polarizar adequadamente o elemento de potência a partir de um comando na entrada de sinal, sendo que este elemento de potência pode estar referenciado a uma tensão alta e variável. A figura 11 apresenta o diagrama simplificado do 2117 onde observa-se que a unidade de chaveamento para a geração da tensão  $V_{GE}$  do IGBT é isolada da entrada  $H_{IN}$ , que recebe sinais no nível da lógica do circuito.  $V_{SS}$  é o terra da lógica de entrada e COMM é o terra do circuito de potência. Por questões de segurança de operação dos circuitos internos do driver, estas conexões  $V_{SS}$  e COMM, no CI, são feitas em terminais distintos e suportam uma diferença de tensão máxima de apenas 5V positivo ou negativo. Normalmente  $V_{SS}$  e COMM são interligados externamente, pois estão na mesma referência de 0V das fontes de alimentação das lógicas de controle e da etapa de potência. Entretanto, não idealidades dos circuitos impressos e fiações de terra podem gerar transitórios superiores a estes 5V nas transições rápidas ou curto circuitos momentâneos na carga, podendo danificar o integrado. No capítulo 12 sobre compatibilidade eletromagnética são apresentados os cuidados desta interligação.

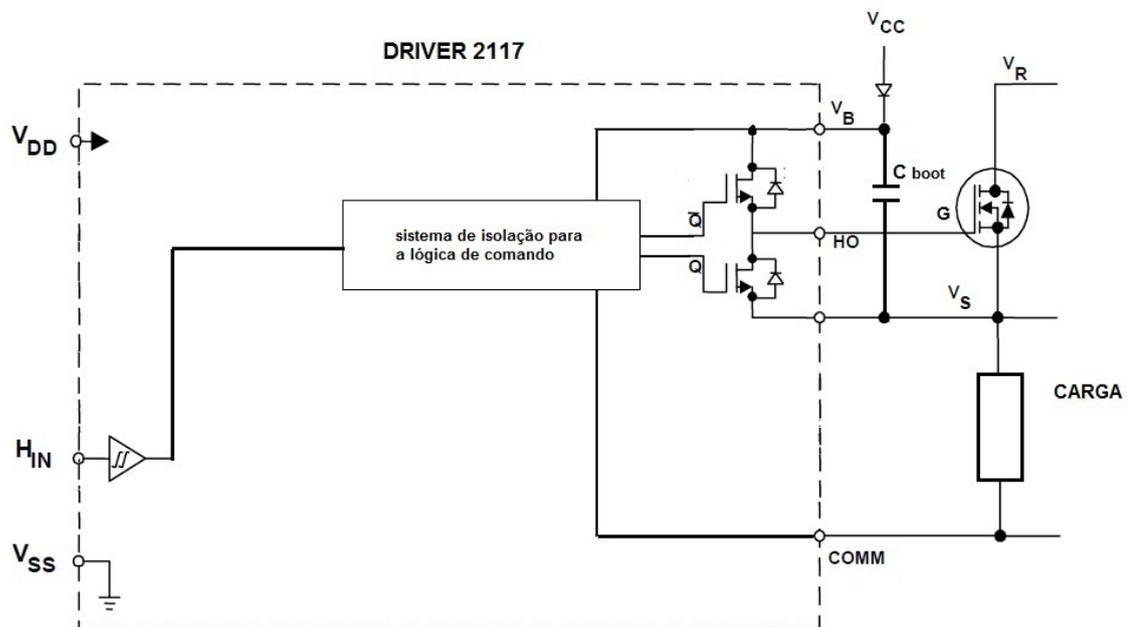


Figura 11: diagrama simplificado do driver IR2117

A função do driver é colocar o IGBT rapidamente em corte ou saturação e, para isso, precisa ser capaz de fornecer uma tensão de  $V_{GE}$  própria ao chaveamento entre estados:

- Para que o IGBT entre em saturação, o valor de  $V_{GE}$  deverá ser, por segurança, pelo menos 10V (bem acima da tensão de limiar  $V_{GE(th)}$  que pode chegar a 6V no IGBT usado).
- Para que o IGBT entre em corte, é recomendado que o valor de  $V_{GE}$  seja nulo ( $V_{GE(th)}$  mínimo de 3V)

A figura 11 apresenta o circuito básico do chaveamento de um IGBT pelo IR2117 cuja saída é implementada com dois FETs internos do tipo *totem pole* que coloca o *gate* em curto ou no potencial  $V_B$ .  $V_B$  vale a tensão de emissor  $V_S$  somada à tensão do capacitor chamado de *bootstrap*, que deve estar carregado com uma tensão suficiente para o acionamento do gate do IGBT. Assim, quando o IGBT precisa ser colocado em saturação, o *gate* é alimentado com a tensão de saída do capacitor de *bootstrap*, que está referenciado a  $V_S$ . Quando a chave precisa ser colocada em corte, a tensão enviada

para o *gate* pelo driver é a tensão de  $V_S$ , dando  $V_{GE}=0V$ . Portanto, o acionamento do transistor de potência está referenciado sempre a  $V_S$ .

Os dois FETs de saída estão ligados à entrada de sinal  $H_{IN}$  por meio de um circuito isolado de comando.

Para garantir o acionamento do IGBT é preciso que o capacitor de bootstrap carregue-se com uma tensão de pelo menos 10V, até um máximo de 15V. Para cargas puramente resistivas na saída do IGBT,  $V_S$  vai a zero quando o IGBT corta (neste momento denominado  $V_{Scorte}$ ). Neste caso, a solução mais simples é ligar o capacitor na alimentação  $V_{DD}$  do 2117, cujo valor pode variar entre 10V e 15V, garantindo a carga do capacitor na fase de corte do IGBT. Em outras configurações (não resistivas) o emprego de  $V_{DD}$  será válido se a tensão de saída  $V_{Scorte}$  for, pelo menos, 10V menor do que  $V_{DD}$ . Isto é preciso para garantir a tensão sobre o capacitor de bootstrap suficiente para acionar o IGBT no momento de condução.

Não sendo possível utilizar  $V_{DD}$ , o capacitor deverá ser carregado por uma fonte  $V_{CC}$  externa (figura 11), cujo valor seja, pelo menos,  $V_{Scorte} + V_{GE} + V_D$ , onde  $V_D$  é a tensão de condução do diodo de bloqueio. Este diodo é necessário apenas nos casos onde  $V_S$  pode atingir valores superiores a  $V_{CC}$  durante a fase de condução do IGBT. Dependendo da aplicação,  $V_S$  pode atingir valores muito acima das tensões da lógica de controle (até centenas de volts). O diodo tem, desta forma, a função impedir a descarga de  $C_{BOOT}$ , além de isolar e proteger a alimentação ( $V_{DD}$  ou  $V_{CC}$ ).

Existe a possibilidade de se carregar  $C_{BOOT}$  a partir da fonte de alta tensão do IGBT através de um resistor e zener conforme mostrado na figura 12. Este circuito (resistor e zener) evita que o capacitor se carregue além do desejado, porém cria um caminho de condução entre  $V_R$  e a saída (carga) quando o IGBT está em corte. O valor do resistor deve ser suficientemente grande para não alterar significativamente a tensão  $V_{Scorte}$  sobre a saída, mas adequado para permitir a carga de  $C_{BOOT}$  considerando-se o menor tempo possível de saturação do IGBT, tempo durante o qual  $C_{BOOT}$  deve se carregar plenamente.

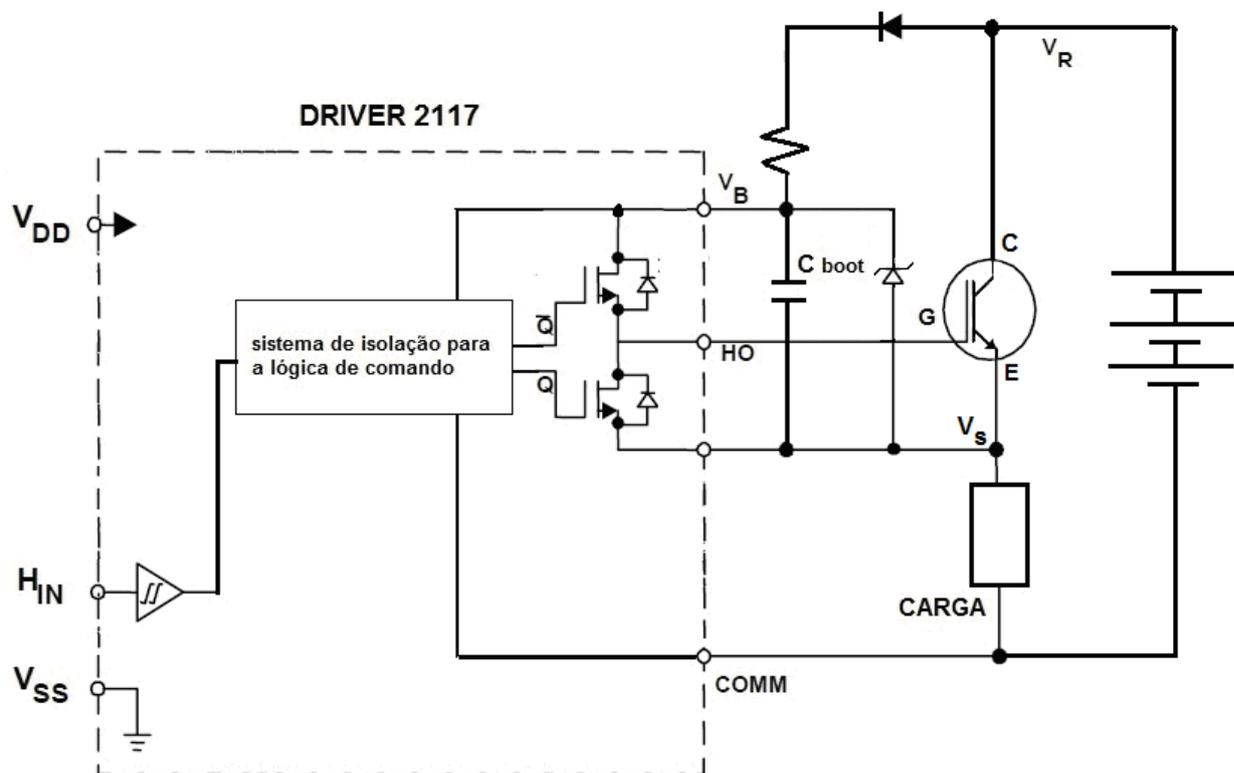


Figura 12: Configuração para carga de  $C_{BOOT}$  pelo PFV

No nosso projeto, como a carga é a bateria a ser carregada,  $V_S$  pouco variará entre corte e condução do IGBT pelas características naturais da bateria como elemento armazenador de energia. Para variações rápidas de corrente no tempo devido ao chaveamento do IGBT, a bateria comporta-se como um capacitor muito grande (associado a uma pequena impedância série). Por outro lado, a tensão da bateria sofre variação com o seu estado de carga, variando de 10V (totalmente descarregada) até valores próximos de 15V com carga plena.

Com esta solução de carregar o  $C_{boot}$  a partir do PFV, a sua tensão mínima deve ser a tensão  $V_{GE}$  mais os 15 volts da bateria carregada, ou seja, cerca de 25V, significando que só acima de determinado nível de insolação o circuito funcionará. A figura 13 apresenta um alternativa onde a tensão  $V_{Scorte}$  é forçada à tensão de saturação de um IGBT adicionado entre a saída e o terra, otimizando o funcionamento do carregador que passa a carregar com a tensão mínima do PFV de poucos volts acima da tensão de regulação (aprox. 15V). O diodo em série com a bateria impede o retorno de corrente e impõem uma pequena perda de tensão compensada largamente pelo ganho em eficiência por esta solução, já que a carga inicia-se em tensões do PFV bem inferiores ao caso anterior.

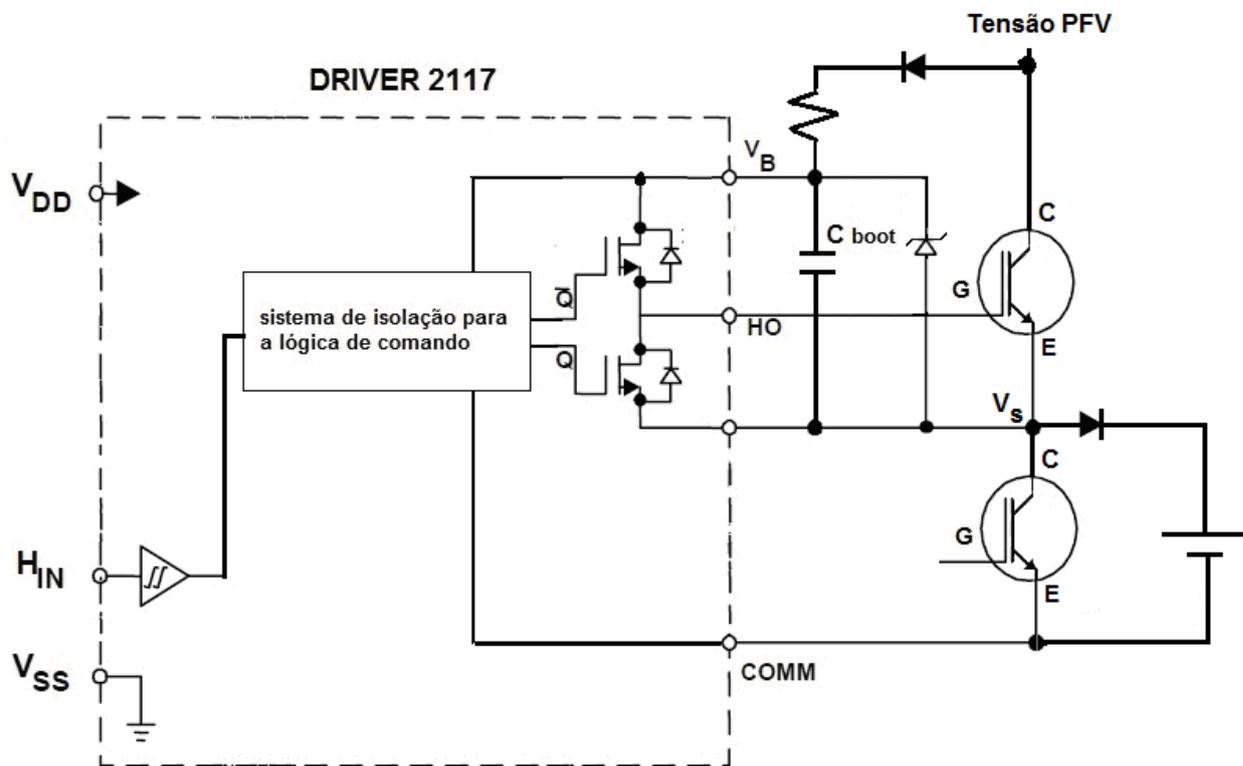


Figura 13: Configuração para driver duplo com tensão  $V_{Scorte}$  referenciada à terra

Para efeito de testes de bancada, utilizou-se uma fonte externa com tensão fixa para a carga de  $C_{BOOT}$  conforme mostrado na figura 14. Para 25V de saída da fonte que carrega  $C_{boot}$ , o zener não é necessário. O projeto pode utilizar, futuramente, fontes integradas de muito baixa potência para o  $V_{cc}$ , uma vez que a potência de acionamento do IGBT é muito baixa.

A fonte principal do IGBT é uma fonte de tensão cuja saída pode variar simulando o PFV em função do sol, e com controle de corrente máxima, simulando a resistência interna do PFV. Um resistor de potência em série com uma fonte de tensão comum poderia ser usado também.

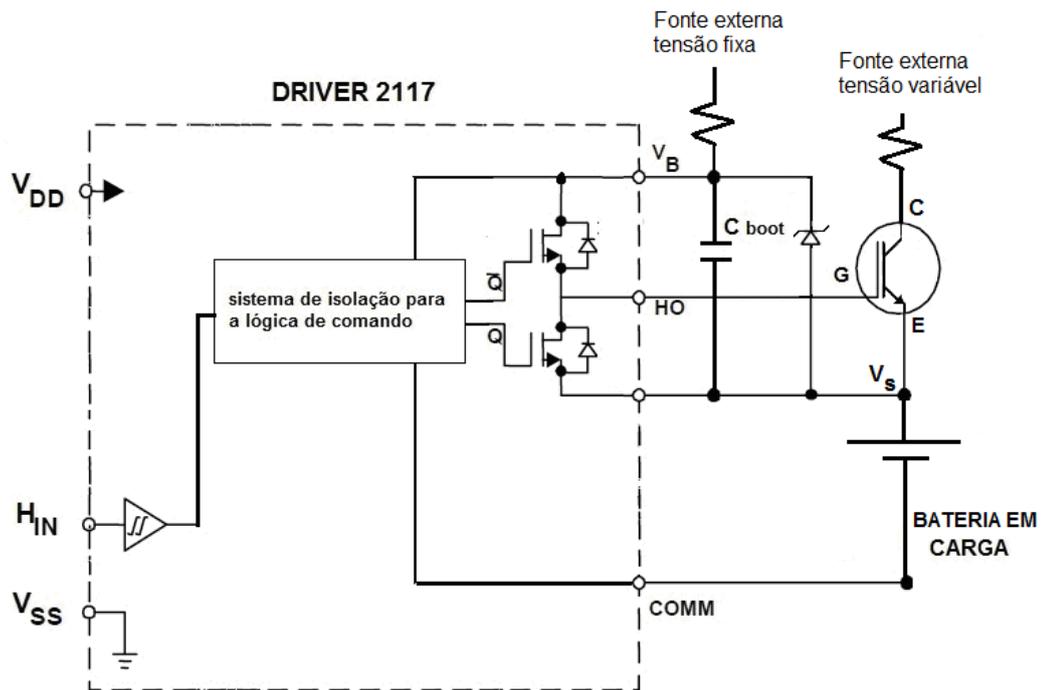


Figura 14: Configuração com carga de  $C_{BOOT}$  por fonte externa

### b. Cálculo do Capacitor de Bootstrap

O cálculo do capacitor de bootstrap ( $C_{BOOT}$ ) leva em consideração o conjunto total de cargas consumidas durante a transição corte/saturação do IGBT e as correntes quiescentes/vazamentos ao longo do tempo de ativação do gate, abaixo listados:

Cargas (independente do tempo de condução, ou seja, da frequência de chaveamento):

- $Q_G$ : Carga necessária para conduzir o IGBT.

Correntes drenadas durante a ativação do gate:

- $I_{LKGE}$ : corrente de fuga do gate para o emissor.
- $I_{LKD}$ : corrente de fuga reversa do diodo (não utilizado para a configuração da figura 14)
- $I_{QBS}$ : corrente quiescente (consumo interno) do driver.
- $I_{LKCAP}$ : corrente de fuga no próprio capacitor (no caso de capacitores eletrolíticos).

Valor mínimo para o capacitor de bootstrap:

$$C_{BOOTMIN} = \frac{Q_{TOT}}{\Delta V_{BS}} \quad (2)$$

Onde  $\Delta V_{BS}$  é a máxima variação admissível de  $V_{BS}$  sem prejuízo de acionamento do gate para saturação, e  $Q_{TOT}$  é a máxima carga perdida ao longo do tempo de saturação do IGBT.

A carga total  $Q_{TOT}$  é fornecida pela equação 3:

$$Q_{TOT} = Q_G + Q_{THON} \quad (3)$$

$$Q_{THON} = (I_{LKGE} + I_{QBS} + I_{LKCAP} + I_{LKD}) \cdot T_{HON} \quad (4)$$

A carga  $Q_{THON}$  é a carga total absorvida dependente do tempo, e descrita pela equação 4, onde  $T_{HON}$  é o tempo de condução do IGBT.

$$C_{BOOTMIN} = \frac{Q_{TOT}}{\Delta V_{BS}} = \frac{Q_G + (I_{LKGE} + I_{QBS} + I_{LKCAP} + I_{LKD}) \cdot T_{HON}}{\Delta V_{BS}} \quad (5)$$

Para  $Q_G=76nC$ ,  $I_{LKGE}=100nA$ ,  $I_{QBS}=50uA$ ,  $I_{LKCAP}=0$  (poliéster),  $I_{LKD}$  não se aplica,  $T_{HON}=1/300Hz$  e considerando a variação máxima de  $V_{BS}$  como  $\Delta V_{BS} = 25V - 15V - 0,7V - 6V = 3,3V$  (onde 15V é a tensão máxima esperada para a bateria, 0,7V é a queda do diodo e 6V é a tensão mínima de limiar para saturação do IGBT).

O valor mínimo para  $C_{BOOT}$  será 50nF (valor comercial mínimo 56kpF, porém por questão de segurança deve-se usar 100kpF, visto que não há impedimento para este valor).

### c. Configuração série/interrupção

A configuração do IR2117 e as tensões utilizadas em projeto, para que o IGBT atue como uma chave, são apresentadas na figura 15. Nesta, levou-se em consideração o esquema conforme as considerações ao final do item a. A tensão de alimentação do driver é 10V,  $V_{CB}$  é a tensão de alimentação de  $C_{BOOT}$  cujo valor é 25V, a tensão  $V_{SOL}$  é a tensão do painel em aberto enquanto a resistência  $R_{SOL}$  é a resistência interna do PFV, da ordem de 10Ω.

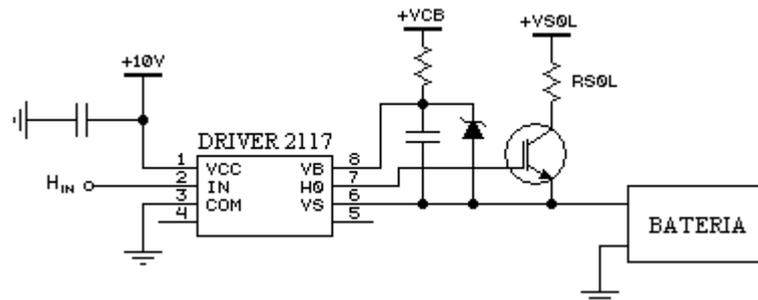


Figura 15: Driver e IGBT em configuração de chave em série com a bateria

O valor de tensão do sinal de entrada, quando em nível lógico alto, é fornecido pelo *datasheet* como a tensão de alimentação do driver, no caso, 10V. Em nível lógico baixo, a tensão especificada é a referência do driver, no caso,  $V_{SS}$ , referenciado à terra.

Como o PIC possui uma saída do tipo TTL, e não é capaz de fornecer um sinal PWM de 10V de pico, utilizou-se um amplificador/inversor com transistor npn, conforme a figura 16.

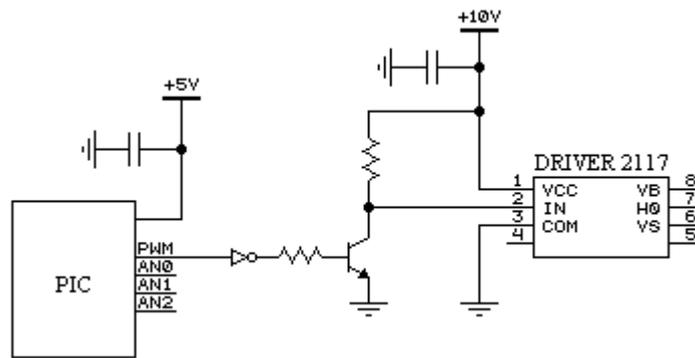


Figura 16: Circuito de amplificação do sinal PWM

Esta configuração permite que, quando o transistor esteja em corte, a tensão  $V_{IN}$  seja igual a  $V_{CC}$ , e quando o transistor esteja em condução,  $V_{IN}$  seja aproximadamente zero. Entretanto, este amplificador também atua como um inversor.

Esta análise é importante, pois torna-se necessária a lógica inversa do sinal do PWM, sendo preciso aumentar o ciclo do PIC para diminuir o ciclo do sinal de entrada para o IR2117. Para não trabalhar com a lógica inversa do PWM, basta acrescentar um inversor na saída de sinal do PIC, como pode ser visto na figura 16.

#### d. Condicionamento dos sinais de tensão e corrente da bateria

**Condicionamento do sinal de tensão da bateria:** Conforme descrito no capítulo 7 item *d* a faixa de variação que será observada pelo algoritmo de controle é de 10V a 15V. A figura 17 apresenta o circuito de condicionamento do sinal de tensão da bateria.

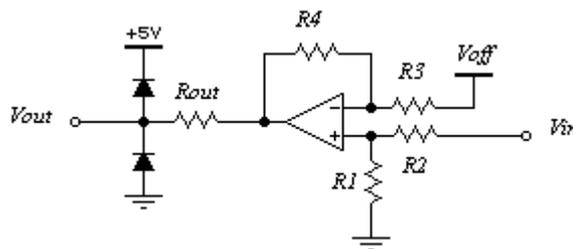


Figura 17: Circuito de tratamento do sinal de tensão da bateria

Este circuito apresenta uma configuração de amplificação do sinal de entrada  $V_{IN}$  com um ajuste de *offset* a partir da tensão  $V_{OFF}$  de valor igual a 5V.

A função de transferência é dada pela equação 6:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - \frac{R_4}{R_3} \cdot V_{off} \quad (6)$$

Como  $V_{IN}$  excursiona de 10V até valores próximos a 15V, utilizando-se um fator de amplificação unitário e um *offset* total de 10V na saída, obtém-se uma tensão  $V_{OUT}$  entre 0V e 5V (dentro da faixa de conversão do PIC).

Esta configuração é possível se R2 for o dobro de R1 e R4 for o dobro de R3. Por meio de um trimpot de 5k de precisão, ajustam-se os valores dos pares de resistências R1/R2 e R3/R4 até que a saída  $V_{OUT}$  esteja devidamente regulada.

Por especificação, a tensão de entrada nas portas analógicas do PIC não pode ultrapassar 0,3V acima da tensão de alimentação em  $V_{DD}$ , ou 0,3V abaixo da tensão de referência (terra). Desta forma, para evitar que possíveis induções, picos de tensões ou mesmo valores muito altos ou baixos nos terminais da bateria possam vir a exceder os limites suportados pelas portas do 16F913, foram colocados, na saída de sinal, dois diodos de germânio ( $V_F = 0,3V$ ).

Se a tensão  $V_{OUT}$  crescer muito, ao chegar em 5,3V o diodo superior estará polarizado e a corrente começará a fluir por ele, regulando a tensão até um máximo de 5,3V. Caso  $V_{OUT}$  aproxime-se de 0,3V negativos o diodo inferior entrará em condução, mantendo a tensão  $V_{OUT}$  dentro do mínimo aceitável.

Para limitar a corrente que flui pelos diodos durante a condução, uma resistência  $R_{OUT}$  de 1k $\Omega$  foi colocada na saída de sinal do amplificador operacional.

**Condicionamento do sinal de corrente da bateria:** Para medir a corrente que flui na bateria, utilizou-se uma resistência (shunt) de 0,1 $\Omega$  ligada em série com o terminal negativo da bateria e a referência (terra). Considerou-se, como especificação, que a corrente na bateria pode variar até 2A tanto durante a carga quanto na descarga. O valor da tensão  $V_{IN}$  sobre a resistência poderá variar de -200mV até 200mV, como visto no capítulo 7 item *d*. O circuito empregado fornece um offset no sinal de saída de 2,5V e fator de amplificação 12 produzindo um sinal de saída entre 0,1V e 4,9V, onde 2,5V indica corrente nula.

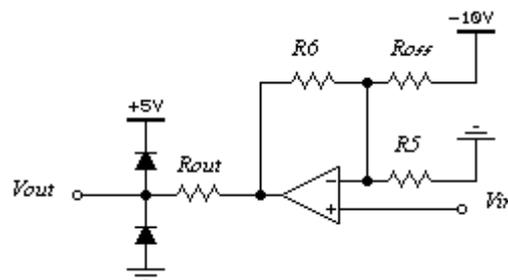


Figura 18: Circuito de tratamento final do sinal de corrente da bateria

O equacionamento do sinal de saída para o circuito da figura 18, em função de  $V_{off}$  e  $V_{IN}$ , pode ser visto abaixo na equação 7:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \left[ 1 + \frac{R_6}{R_{off}} + \frac{R_6}{R_5} \right] - \frac{R_6}{R_{off}} \cdot V_{off} \quad (7)$$

Para um offset positivo é preciso utilizar uma tensão  $V_{off}$  negativo. Para isso, utilizou-se a tensão de alimentação do terminal negativo do AMP OP, cujo valor é -10V.

Desta forma, para que a tensão  $V_{OUT}$  seja 2,5V quando o sinal  $V_{IN}$  for nulo, a equação 7 pode ser reescrita como:

$$V_{out} = 2,5V = -\frac{R_6}{R_{off}} \cdot (-10V) \quad (8)$$

Da equação 8, conclui-se que:

$$R_{off} = 4 \cdot R_6 \quad (9)$$

Encontrado o valor de  $R_6$  e  $R_{off}$  para o ajuste de offset, é preciso calcular  $R_5$ . Para um fator de amplificação igual a 10 obtém-se:

$$12 = \left[ 1 + \frac{R_6}{R_{off}} + \frac{R_6}{R_5} \right] \quad (10)$$

Substituindo-se (9) em (10):

$$12 = 1 + 0,25 + \frac{R_6}{R_5}$$

$$10,75 = \frac{R_6}{R_5} \therefore R_5 = \frac{R_6}{10,75} \quad (11)$$

Substituindo-se (10) e (11) na equação (7), e sabendo que  $V_{off}$  tem valor  $-10V$ , encontra-se o resultado:

$$V_{out} = V_{in} \cdot 12 + 2,5V$$

Observa-se que para esta configuração e relação de componentes,  $V_{OUT}$  é a soma de  $V_{IN}$ , com fator de amplificação 12, e uma tensão de offset com valor  $2,5V$ .

A saída do circuito da figura 18 apresenta a mesma configuração com diodos de germânio e resistência  $R_{OUT}$  do circuito da figura 17 (referente ao tratamento do sinal de tensão), de forma a impedir que a tensão  $V_{OUT}$  saia da faixa permitida para as portas analógicas do PIC.

Como o projeto se propõe a realizar um carregador e avaliador de carga de uma bateria para aplicações em outros sistemas, é importante que a bateria possua a mesma referência que o sistema que ela irá alimentar. Como a corrente máxima de entrada ou saída da bateria é inferior a 2A, a tensão que recai sobre a resistência terá um valor inferior a 200mA. Neste projeto, onde a corrente é limitada, optou-se por um resistor shunt para a medição de corrente, e a tensão sobre a bateria para efeito de controle é a tensão medida pela medição de tensão menos esta queda de tensão, o que pode ser feito por software. Para aplicações com correntes maiores, a queda no resistor pode ser inaceitável. Neste caso, é indicado usar integrados de efeito HALL para a medida de corrente como o ACS712. Neste caso não há o inconveniente de perdas e quedas de tensão no resistor shunt, e a saída do CI de efeito HALL já é adequada à entrada analógica do PIC (de 0V a 5V) incluindo valores de corrente negativos.

Para uma corrente nula, o sinal de saída do ACS712 é  $2,5V$ , e sua saída excursiona de  $1,5V$  (para uma corrente de  $-5A$ ) até  $3,5V$  para uma corrente de  $+5A$ ).

#### Cálculo do valor rms para corrente e tensão

A medição realizada com os circuitos descritos acima é a medição de valor instantâneo. A corrente rms é obtida a partir da medida instantânea durante a condução do IGBT multiplicada pelo duty-cycle. Assim, para uma medida instantânea de  $0,5A$  com um duty-cycle de 50%, o valor rms será  $0,25A$ .

No caso da tensão, a sua variação é muito inferior ao caso da corrente pelo efeito da bateria de tender a manter a tensão como um capacitor infinito no caso de variações rápidas. Na verdade há uma pequena variação com o chaveamento da corrente. O cálculo mais aproximado da tensão rms pode ser realizado com duas medições relativas ao momento de condução de corrente e o momento de corte, aplicando-se a proporção do duty-cycle similar ao cálculo da corrente.

## 9. Algoritmo de Controle

O algoritmo de controle neste projeto se baseia na regulação da tensão média, ou da corrente média que é enviada para a bateria, dependendo da fase da carga, conforme já foi descrito. O objetivo deste controle é ajustar a taxa de carga, controlar os limites de corrente e tensão (a fim de evitar danos ou sobrecargas à bateria), e garantir que a mesma se mantenha sempre no maior estado de carga possível.

Pela configuração do carregador série/interrupção por PWM, os valores médios de tensão e corrente podem ser controlados alterando-se o *duty cycle* (D) do sinal de controle. Desta forma, o controle se dá sobre a relação entre o tempo que o elemento de chaveamento permanece em condução ( $T_{ON}$ ) e o período (T).

O algoritmo implementado no PIC deve ser capaz de ler o valor do conversor A/D referente à tensão e corrente, calcular a média, verificar a diferença entre o valor medido e o *setpoint* desejado, e finalmente atuar sobre o *duty cycle* de forma a diminuir esta diferença (atingir o *setpoint*).

### a. Primeira fase de carga

A figura 19 apresenta a lógica de controle durante a primeira fase de carga da bateria (fase de corrente constante):

#### Lógica de Controle: Fase de Corrente Constante

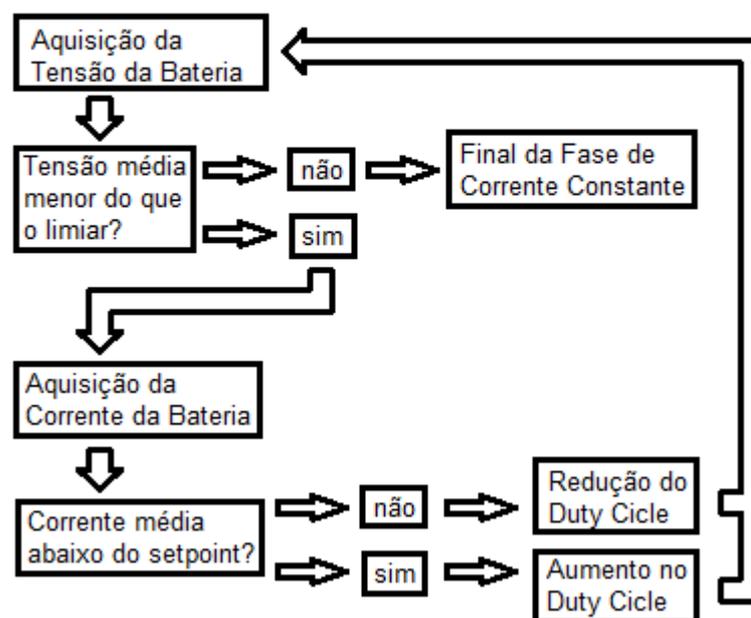


Figura 19: Lógica de Controle durante a primeira fase de Carga

Durante a primeira fase de carga, a corrente deve ser mantida constante como descrito no capítulo 4 item *a*. O código acompanha a tensão dos terminais da bateria e verifica se a mesma atingiu a tensão de limiar, tensão máxima que pode ser aplicada a bateria sem que esta perca eletrólito, e que marca o final da parte inicial do carregamento. Caso a tensão do terminal da bateria esteja abaixo da tensão de limiar, o código deve comparar a corrente com o *setpoint* estipulado para a primeira fase de carga. Caso a corrente esteja abaixo, o algoritmo irá incrementar o *duty cycle* adequadamente, e caso esteja acima, o mesmo será reduzido. Optou-se por um controle do tipo PID para o controle da corrente, onde

são fornecidos o *setpoint* adequado de corrente para a primeira fase de carga e os termos proporcional, integral e diferencial.

Uma vez que a tensão de limiar seja ultrapassada, inicia-se a segunda fase de carga

### b. Segunda fase de carga

A lógica da segunda fase de carga é muito semelhante à da primeira, entretanto o controle é realizado sobre o *setpoint* de tensão (tensão limiar) ao invés de um *setpoint* de corrente (corrente de carga da primeira fase). A figura 20 apresenta a lógica de controle para a fase de tensão constante.

#### Lógica de Controle: Fase de Tensão Constante

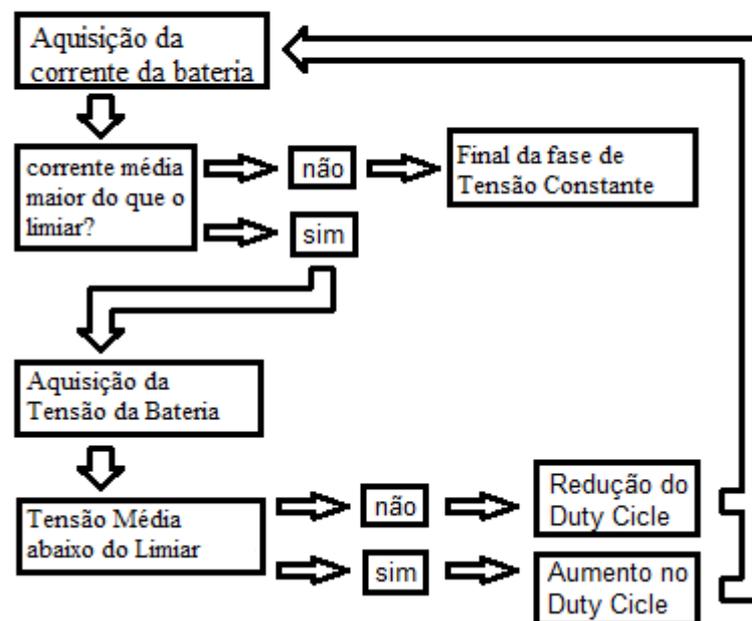


Figura 20: Lógica de controle durante a segunda fase de carga

Na segunda fase de carga, a tensão é mantida constante e igual ao valor de limiar que marca o final da primeira fase, e a corrente que entra na bateria começa a cair à medida que a mesma se carrega. O programa confere ciclicamente a corrente média que ingressa na bateria, e, caso esta atinja valores muito pequenos (limiar de corrente) da ordem de 20mA, a bateria pode ser considerada completamente carregada, indicando o final da segunda fase de carga.

Enquanto a corrente não cai até seu valor de limiar, o PIC permanece regulando a tensão média que entra na bateria, lendo o seu valor e aumentando ou diminuindo o *duty cycle* de acordo com a discrepância entre os valores medidos e o *setpoint*. Este controle de tensão é realizado por uma lógica PID.

Ao final do ciclo de tensão constante, a bateria está completamente carregada, e o microcontrolador inicia a terceira fase, a de manutenção.

### c. Fase de manutenção

A fase de manutenção consiste em fornecer pequenos pulsos para a bateria de forma a mantê-la sempre em seu estado de carga máxima, compensando as perdas internas inerentes à própria química da bateria e que provocam a sua descarga espontânea ao longo do tempo, como visto no capítulo 4

item c. Para isto, o PIC monitora a tensão em aberto da bateria, enquanto fornece pequenos e rápidos pulsos (*duty cycle* pequeno), e, caso a tensão em aberto da bateria caia em demasia, o PIC retoma a segunda fase de carga.

## 10. Comunicação com o PC

A comunicação com o PC permite que o PIC receba os parâmetros a serem utilizados pelo algoritmo de carga, como os dados da bateria (selada/inundada, tensões de carga e flutuação, etc) e consequentemente configure o carregador para operar com diferentes tipos de baterias de chumbo ácido.

Para isso, o PIC dispõe de um módulo AUSART (*Addressable Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter*) que permite que ele se comunique com outros integrados ou aparelhos por meio de comunicação serial síncrona ou assíncrona. Para a comunicação com o PC, optou-se por utilizar a comunicação assíncrona (UART), que é apresentada a seguir.

### d. Módulo UART do PIC

O módulo UART do 16F913 é um periférico do microcontrolador que permite a comunicação assíncrona do mesmo com dispositivos externos. Este módulo opera tanto no modo *half-duplex* quanto *full-duplex*, e possui um buffer de 2 palavras de 8 ou 9 bits para a entrada e 1 palavra para a saída.

O módulo UART utiliza o padrão NRZ (*non return to zero*) para a transmissão e recebimento de dados. Neste padrão, durante a transmissão ou recepção de uma palavra, os bits subsequentes que possuam o mesmo valor permanecem no mesmo nível lógico, sem retornar a um valor de tensão neutro, e a transmissão de cada palavra é dada sempre por um bit inicial (*start bit*), seguida dos 8 ou 9 bits de dados e finalizada por um ou dois bits de parada (*stop bit*).

### e. Conversão com MAX232

O computador utiliza uma comunicação em série do tipo RS232, cujas tensões (+12/-12V) não são as mesmas geradas pelo periférico UART do PIC (TTL). Surge a necessidade de conversão do sinal gerado pelo PIC para RS232, a fim de permitir a comunicação entre PC e PIC. Esta conversão é realizada pelo integrado MAX232, que permite a geração das tensões para comunicação RS232 por meio de uma fonte interna (gerador capacitivo) que fornece as tensões corretas a partir de uma fonte de 5V.

O conversor possui dois módulos de driver/recepção, que permite a ele estabelecer a comunicação entre o PC e o PIC e até mais uma nova conexão, caso seja necessária, entre outro computador e microcontrolador. A faixa de operação do MAX232 permite transmissões até 120kbps. A figura 21 apresenta a configuração do circuito de operação para o integrado MAX232.

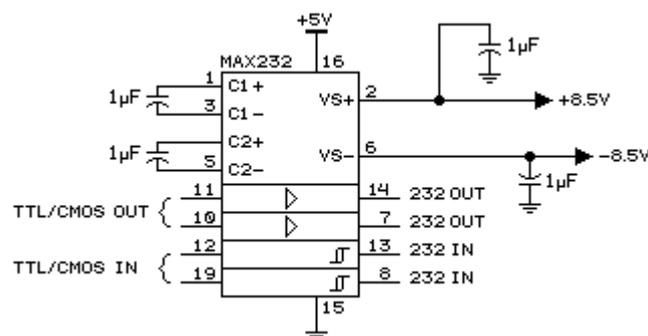


Figura 21: Circuito para a operação típica do integrado MAX232

### f. Cálculo da *baud rate*

A taxa de transmissão de dados *baud rate* é a taxa de sinalização que, no caso, representa a taxa de transmissão dos dados na comunicação entre o PIC e o PC. A taxa mais alta é sempre preferível de forma a otimizar a comunicação.

A *baud rate* do PIC é fornecida por um *baud rate generator* (BRG) que consiste de um timer de 8bits funcionando como um divisor interno da frequência de oscilação. Ele é responsável por produzir taxas menores de transferência a partir de  $F_{OSC}$  para serem usadas pelo módulo UART. Partindo-se da taxa desejada, é possível calcular o valor do registrador SPBRG, referente à contagem do timer do *baud rate generator*, pela fórmula da equação 12.

$$DESIRED\_BR = \frac{F_{OSC}}{64 \cdot (SPBRG + 1)} \quad (12)$$

O programa utilizado para programar o PIC, o mikroC, já possui um comando específico para o ajuste da *baud rate* que automaticamente ajusta o registrador SPBRG segundo a taxa desejada.

Optou-se por uma taxa de transferência de 7200bps, relativamente baixa, devido a problemas internos ao PIC ao se trabalhar com taxas maiores.

### g. Programa em LabView

Este é responsável pela interface humana, enviando para o PIC os dados ajustados pelo operador no PC, recebendo informações do mesmo e permitindo o ajuste adequado de parâmetros. Para isto, o programa deve ser capaz de se comunicar adequadamente com o microcontrolador, seguindo um protocolo de comunicação estipulado em projeto, ou seja, enviando as informações na ordem correta esperada pelo PIC.

O protocolo especifica a ordem de recebimento de cada informação para o PIC e o valor máximo que pode ser atribuído a cada parâmetro. Ele também pode estipular que uma nova informação seja enviada apenas quando for confirmada que a antiga foi entendida, enviando uma palavra e esperando o recebimento de uma confirmação na forma de uma palavra igual à enviada anteriormente. A figura 22 apresenta o visual da interface do programa.

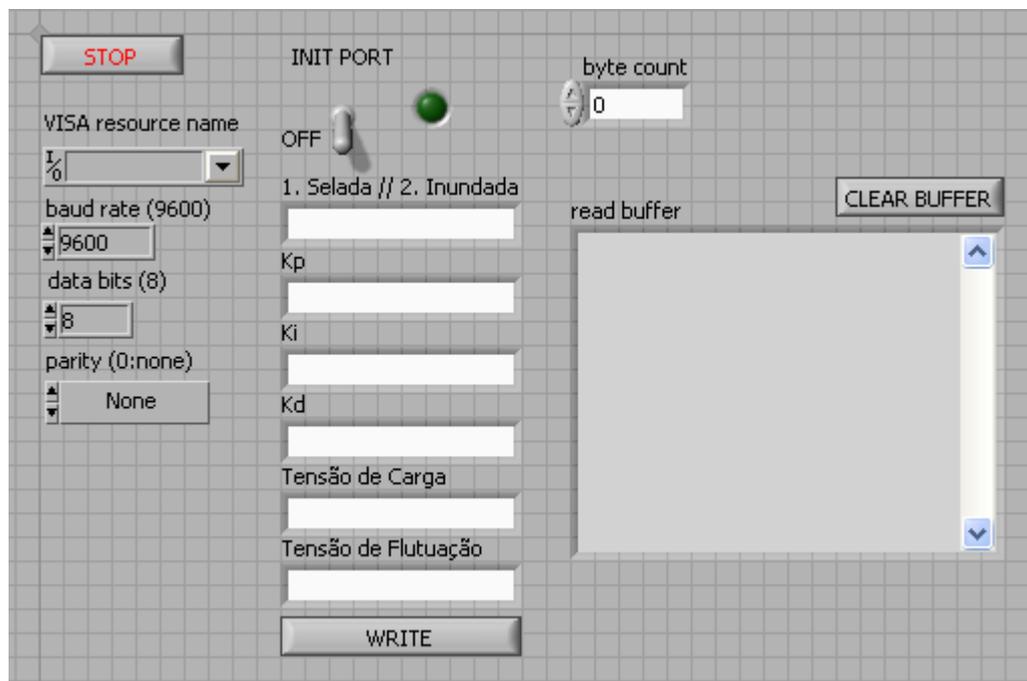


Figura 22: Interface em labview com o ajuste da configuração de porta e parâmetros

A transferência de dados inicia-se com o preenchimento adequado dos parâmetros, seguido da inicialização da porta serial com a configuração do PIC (palavra de 8bits, sem bit de paridade e *baud*

rate de 7200bps). Uma vez que a porta esteja iniciada e os valores ajustados, um clique no botão **write** começará a transmitir os dados para o microcontrolador.

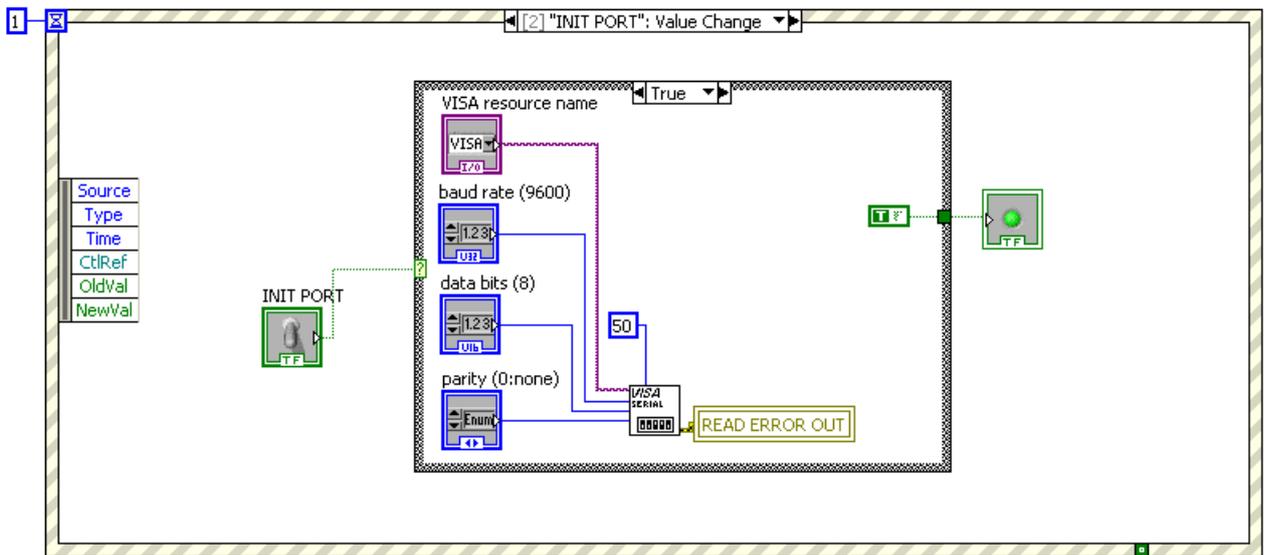


Figura 23: inicialização da porta serial COM

A figura 23 corresponde ao código em labview para a inicialização da porta serial COM do PC para o envio de dados ao PIC. Ao se mudar o estado da chave "INIT PORT" da interface para ligada, a porta é iniciada e o led verde se acende para indicar o mesmo. Mudar a posição da chave mais uma vez resultará no fechamento da porta, permitindo que ela esteja disponível para outros programas, e, caso uma nova configuração de parâmetros deva ser inserida no PIC, a porta precisará ser inicializada novamente.

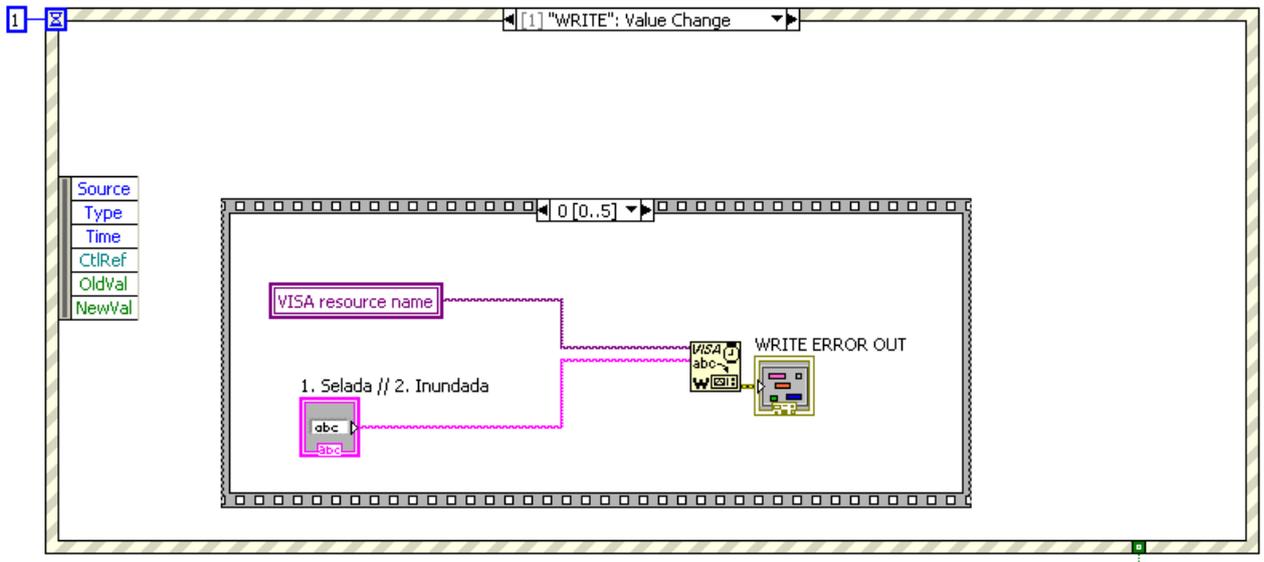


Figura 24: Rotina de escrita sequencial

A figura 24 apresenta o algoritmo de escrita do programa, uma vez que o botão **WRITE** seja apertado. O loop com formato de um filme de projetor corresponde a uma sequência de execução, no caso com 6 passos (de 0 até o 5). A figura mostra o primeiro passo da sequência, onde o parâmetro do tipo de

bateria é enviado para a porta COM. A sequencia prossegue com o mesmo código em cada passo, mudando-se apenas o parâmetro a ser escrito.

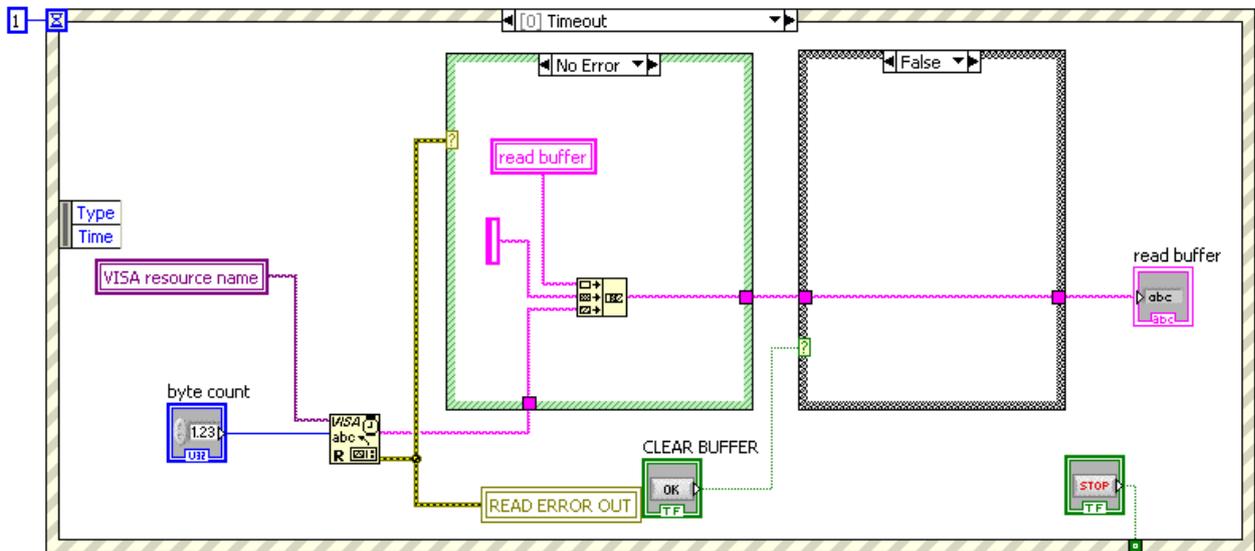


Figura 25: rotina de leitura

Quando o programa não está executando nenhuma das duas rotinas, de inicialização e escrita, o mesmo entra no modo de leitura constante, esperando a entrada de dados vindos do PIC. Esta rotina é útil, por exemplo, logo após a escrita das configurações, onde em resposta a receber os parâmetros, o PIC retorne ao operador os dados recebidos. Desta forma é possível comparar se as informações enviadas para o PIC e pelo PIC são iguais, indicando que a comunicação aconteceu adequadamente.

Caso seja preciso que o buffer de informações referente à leitura dos dados do PIC seja limpo, devido ao acúmulo de informações no mesmo, um botão de *clear* (CLEAR BUFFER) conferirá ao buffer uma palavra do tipo char vazia, reiniciando-o.

## 11. Aprimoramentos

Neste capítulo são abordadas algumas opções para futuros aprimoramentos do projeto, com o propósito de torná-lo mais eficiente e adaptá-lo para funções além do carregamento de baterias de chumbo ácido em sistemas fotovoltaicos.

### a. Configuração *buck converter*

O controle de carga do tipo série/interrupção por modulação de largura de pulso possui a vantagem de sua simplicidade, entretanto apresenta variações grandes de tensão e correntes entre os estados de condução e corte do IGBT. Este tipo de carregador é adequado para PFV porque estes têm uma resistência interna que limita naturalmente a corrente. Ainda assim, é necessário verificar se a corrente máxima durante os momentos de condução não excede a corrente máxima suportada pela bateria que está sendo carregada, ainda que o valor rms esteja dentro da especificação<sup>1</sup>. Esta corrente basicamente é obtida pela relação entre a diferença da tensão em aberto do PFV para a tensão apresentada pela bateria, pela resistência interna do PFV, considerando que não há perdas como no IGBT, diodos, resistores shunt para medir corrente etc.

$$I_{MAX} = \frac{V_{PFVaberto} - V_{BATdescarregada} - V_{IGBTsaturado} - V_{SHUNT}}{R_{PFV}} \quad (13)$$

O emprego deste tipo de carregador com uma fonte de tensão de capacidade de corrente superior ao suportado pela bateria se inviabiliza, a menos que a fonte tenha limite de corrente ou que se use um resistor limitador que dissipará bastante potência, portanto apresentando baixa eficiência.

A configuração do conversor de tensão CC-CC do tipo *buck*, vista na figura 26, fornece uma saída mais estável de tensão e corrente pela ação da reatância indutiva que tende a manter a corrente circulando no circuito de carga através do diodo nos momentos de corte do IGBT. O cálculo adequado dos componentes do filtro permite ripples menores de tensão e corrente, como é visto adiante.

Esta solução tem o peso e custo do indutor como limitações, dependendo da potência e frequência de chaveamento, limites de corrente mínima etc, mas são aspectos que podem ser plenamente compensados pela estabilidade da saída (mesmo para cargas resistivas), possibilidade de emprego de fontes de tensão de baixa resistência interna, facilidade de medição de correntes e tensões praticamente em rms pela ação de filtragem do conjunto LC etc.

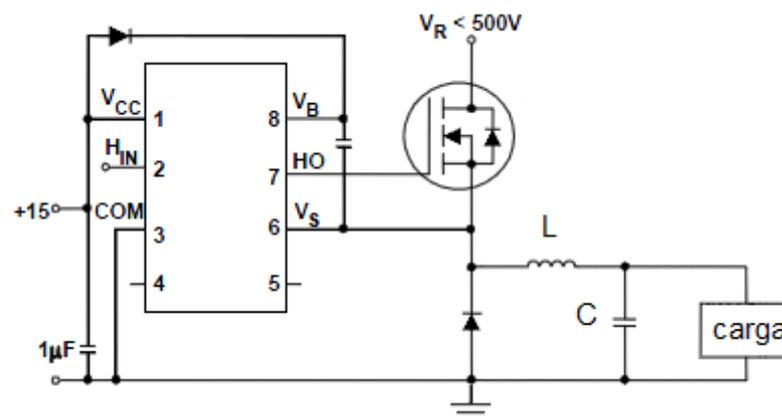


Figura 26: Configuração de um conversor CC-CC do tipo *buck converter* com o driver IR2117

Valores mais estáveis durante a carga da bateria garantem uma melhor performance e facilidade em controlar a potência média fornecida pelo chaveamento, além de um aumento da vida útil da bateria.

<sup>1</sup> Outra dificuldade existente é saber-se, ao certo, se a informação da corrente máxima admitida por uma bateria é rms ou de pico.

Para o cálculo do filtro LC, na saída do elemento de chaveamento, foram feitas as seguintes considerações:

- **O circuito está operando em regime permanente em modo estável:** As tensões e correntes representando transitórios são nulas, e o circuito opera em regime permanente com duty cycle constante.
- **Os componentes são ideais:** sem perda de potencia por dissipação
- **O modo de operação do *buck converter* é o Modo de Corrente Contínua (MCC):** O modo de operação MCC implica em corrente sempre presente no indutor, ou seja, nunca se anula. Este modo garante que  $V_{OUT}/V_{IN} = D$  (ou seja, o duty-cycle). Assim, a relação de transformação de tensões não só é igual ao D, como se apresenta linear.
- **O capacitor não chega a descarregar-se significativamente:** O capacitor do filtro possui uma capacitância grande o suficiente para que sua tensão ( $V_C$ ) possa ser considerada constante ao longo do chaveamento. Conseqüentemente, os valores de corrente fornecidos para a carga variam muito pouco em relação a sua média (apresentam pequeno ripple).

O modelo simplificado de um circuito *buck converter*, com L, C e IGBT atuando como chave, pode ser visto na figura 27, abaixo.

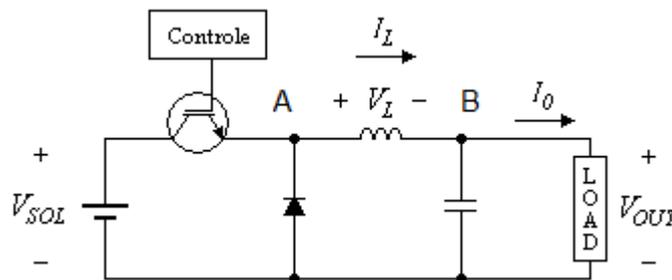


Figura 27: Modelo base de um *buck converter*

O período (T) do *duty cycle* para o *buck converter* é dividido em duas partes, a primeira quando a chave está fechada (ligada) e a segunda quando a mesma está aberta (desligada). Considerando o início do ciclo como o momento onde a chave é ligada, pode-se dividir o período T de  $t_0$  até  $t_0 + T_{ON}$  e de  $t_0 + T_{ON}$  até  $t_0 + T$  (sendo  $t_0$  o tempo onde o ciclo se inicia e  $T_{ON}$  o tempo que a chave permanece fechada).

Partindo do circuito base e das considerações feitas anteriormente, esboçam-se os gráficos dos valores das tensões fornecidas para a carga ( $V_{OUT}$ ), da tensão em A e sobre o indutor, durante o regime permanente.

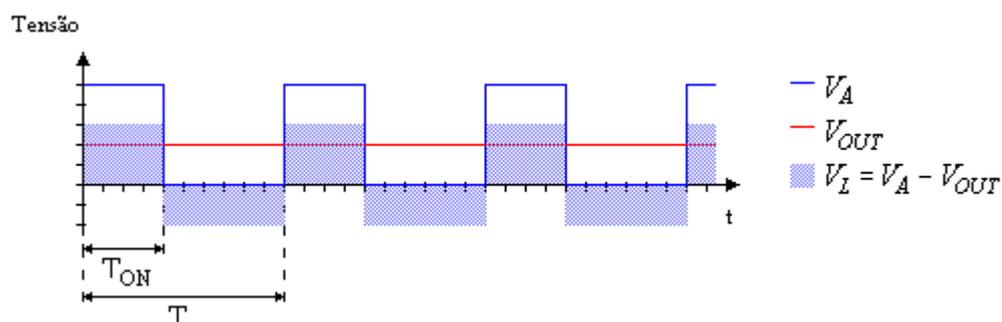


Figura 28: valores das tensões sobre o indutor ( $V_L$ ),  $V_A$  e  $V_{OUT}$  em regime permanente

A relação entre  $T$  e  $T_{ON}$  é chamada de Duty Cycle ( $D$ ), e é dada pela relação:

$$\frac{T_{ON}}{T} = D, \quad 0 \leq D \leq 1; \quad (14)$$

A tensão  $V_{OUT}$  fornecida para a carga (*load*) é considerada constante (pois é desejado que ela seja o mais estável possível). A tensão sobre o indutor será a diferença entre a tensão  $V_{OUT}$  e  $V_A$ , esboçada pela área azul do gráfico na figura 28.  $V_A$  excursiona de 0V durante o corte do IGBT (condução do diodo ideal) e  $V_{SOL}$  durante a condução do IGBT.

#### **Análise de $V_{OUT}/V_{SOL}$ , $\Delta I_L$ e $\Delta V_{OUT}$ :**

A relação tensão/corrente em um indutor é dada por:

$$I_L = I_0 + \int \frac{V_L}{L} \cdot dt; \quad (15)$$

$$\text{Donde } \Delta i_L = \int_{t_0}^{t_0+T_{ON}} \frac{V_L}{L} \cdot dt; \quad (16)$$

Ou para um  $t_0$  inicial nulo:

$$\Delta i_L = \int_0^{T_{ON}} \frac{V_L}{L} \cdot dt; \quad (17)$$

A equação 17 fornece a variação da corrente que percorre o indutor durante o tempo  $T_{ON}$ , ou seja, durante o período em que a chave (IGBT) permanece ligada (saturação). Analisando o gráfico da figura 28, é possível verificar que a integral será igual à área do retângulo azul claro, de 0 a  $T_{ON}$ , e que a curva da corrente terá um comportamento linear. Desta forma a variação de corrente é fornecida pela equação 18.

$$\Delta i_L = \frac{V_L}{L} \cdot T_{ON}; \quad (18)$$

Como  $V_L$  corresponde a tensão sobre o indutor, e esta é dada pela diferença entre  $V_{SOL}$  e  $V_{OUT}$ , tem-se:

$$\Delta i_L = \frac{V_{SOL} - V_{OUT}}{L} \cdot T_{ON}; \quad (19)$$

A equação anterior permite o esboço da curva para a corrente no indutor para o período  $T_{ON}$ . Entretanto, considerando-se que o circuito opera em regime permanente e que a corrente apresenta comportamento aproximadamente contínuo, é plausível dizer que a energia inicial e final do período do PWM é a mesma. Desta forma, a corrente em  $T_{OFF}$  terá como valor inicial o mesmo valor de  $I_{ao}$  de  $T_{ON}$  e vice versa, conforme a figura 29.

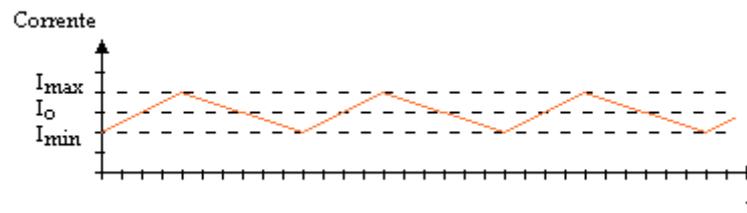


Figura 29: Valores de corrente durante o ciclo de chaveamento

Reescrevendo a equação 20, substituindo-se a equação 14, obtém-se:

$$L = \frac{V_{SOL} - V_{OUT}}{\Delta i_L} \cdot D \cdot T; \quad (21)$$

$\Delta i_L$ , ou *ripple* de corrente, é definido no projeto como a variação máxima de corrente aceitável. Como a corrente ( $I_0$ ) durante a primeira fase de carga é 2A para uma taxa de carga máxima, e julgando constante a corrente cujo *ripple* não ultrapasse 15%, tanto para  $I_{MAX}$  quanto para  $I_{MIN}$ , determina-se um *ripple*  $\Delta i_L$  total de 600mA (Inductor-current Ratio ou LIR = 0.3).

Os valores de  $V_{SOL}$  e  $V_{OUT}$  são 20V e 14V, e a frequência de chaveamento é 300Hz. D pode ser aproximado para  $V_{OUT}/V_{SOL}$ .

Logo, substituindo-se os valores na equação 20, e lembrando que  $T = f^{-1}$ :

$$L = \frac{20 - 14}{0.6 \cdot 300} \cdot 0.7 \cong 27mH;$$

Para uma frequência de 300Hz e indutor de valor  $L = 27mH$ , a corrente de saturação para o indutor deve ser um valor maior que 2.3A, afim de evitar que o mesmo sature próximo a  $I_{MAX}$ . Um valor aceitável seria algo próximo a 2,5A. É importante evitar que o indutor sature pois levaria o indutor a aquecer, provocando dissipações e reduzindo a eficiência do conversor.

Uma vez calculado o valor do indutor para que a corrente possua uma variação (*ripple*) de LIR = 0.3 é possível determinar os valores máximo ( $I_{MAX}$ ) e mínimo ( $I_{MIN}$ ) da corrente  $I_0$  que vai para a bateria:

$$I_{max} = I_0 + \frac{\Delta i_L}{2}; \quad (22)$$

$$I_{min} = I_0 - \frac{\Delta i_L}{2}; \quad (23)$$

Onde  $I_0$  é o valor médio de corrente que a bateria recebe durante a carga (corrente nominal).

A escolha do valor da capacitância C a ser utilizada será feita levando-se em conta o *ripple* na tensão de saída e o overshoot ao ocorrer a transição da chave de ligada para desligada. Entretanto, a bateria pode ser modelada como uma grande capacitância. Desta forma, a própria bateria é responsável por manter a tensão em um valor estável para uma corrente de carga aproximadamente constante.

Reduz-se o circuito de carga do tipo *buck converter* com o driver e IGBT para a configuração da figura 30, a seguir:

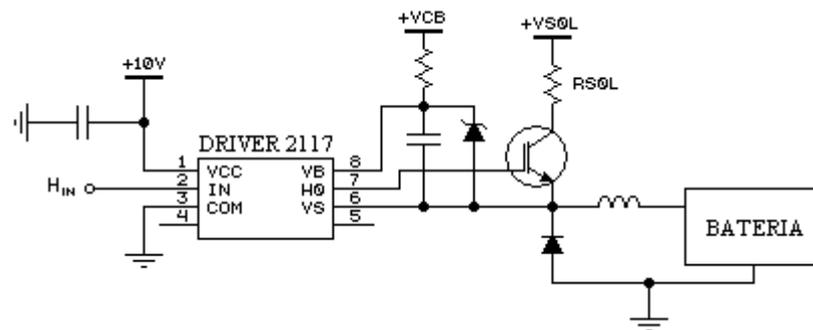


Figura 30: Circuito final de chaveamento para a carga com conversor do tipo *buck*

### b. Adaptabilidade para outros tipos de bateria

Considerando-se que o controlador de carga acima é controlado por um PIC, dispõe de medidas de corrente e tensão, e é configurável por software rodando em PC, a sua adaptação para outros tipos de bateria torna-se uma questão de desenvolvimento do algoritmo adequado com leves alterações no design do carregador.

Diferentes baterias possuem formas e etapas de carregamento distintos, além de valores de tensões e *setpoints* diferentes dos adotados para baterias de chumbo-ácido. Um exemplo se dá pela adaptação do carregador para a carga de baterias do tipo Ion-Li.

Baterias de Ion-Lítio possuem tensões nominais de circuitos em aberto de 3,2V/célula, e são carregadas com tensões típicas iniciais da ordem de 3,6V/célula a 3,7V/célula. Possuem os mesmos dois estágios de carga da bateria chumbo-ácido:

- **corrente constante:** A corrente é mantida constante ao longo desta etapa enquanto a tensão da bateria sobe, parecido com a primeira fase de carga do projeto para baterias de chumbo-ácido, porém com valores de tensões de 3,6V/célula até um limite de 4,2V/célula. A corrente máxima de carga é da ordem de poucos amperes (por volta de 2A), dependendo da capacidade da bateria.
- **Tensão constante:** A tensão é mantida no limite de 4,2V/célula e a corrente cai com o aumento da carga da bateria. Uma vez que esta tenha atingido valores muito pequenos (5% da corrente inicial de carga), a bateria é considerada completamente carregada.

Entretanto, apesar das etapas de carga serem idênticas das etapas para baterias de chumbo-ácido, as baterias de Ion-Li exigem valores bem estáveis e não suportam sobre-tensões e sobre-correntes.

Desta forma, a configuração *buck converter* é essencial para a carga deste tipo de baterias, pois permite valores estáveis (com pequenos *ripples*) de tensão e corrente, com os *setpoints* ajustados para os valores apropriados.

É muito importante ressaltar que estas baterias **não** são modeladas como grandes capacitores, e por esta razão a configuração *buck* precisa obrigatoriamente do capacitor do filtro LC conforme a figura 26 apresenta. A inabilidade deste tipo de baterias em lidar com sobre-tensões precisa ser levada em consideração durante a adaptação, e o *ripple* de tensão é fornecido pelo cálculo adequado do capacitor em função da corrente que passa pelo indutor e da frequência de chaveamento.

## 12. Compatibilidade eletromagnética

O projeto de circuitos eletrônicos com correntes e tensões variando rapidamente no tempo depara com elementos espúrios nos componentes eletrônicos reais. Assim, um capacitor por onde passa uma corrente ( $i$ ) apresenta uma indutância série ( $L_c$ ) devido ao fluxo magnético ( $\Phi$ ) em torno dos condutores e armadura, gerado pela corrente ( $i$ ) que os percorrem, sendo  $L_c = \Phi/i$ . Para baixas frequências ou baixas variações temporais de corrente, esta indutância espúria é desprezível. Entretanto, para altas derivadas temporais da corrente circulante, a tensão induzida  $V = L \cdot di/dt$  pode ser significativa para os sinais do circuito envolvido. O mesmo vale para as indutâncias de fios e trilhas de circuito impresso, onde acoplamentos indutivos entre estes condutores e loops próximos também podem ter efeitos indesejáveis na presença de grandes variações temporais de corrente.

Outro exemplo importante de elemento espúrio aos circuitos é a presença de capacitâncias entre fios e trilhas paralelas, assim como em dispositivos como transistores, indutores e outros. Estas capacitâncias podem ser significativas no caso de altas derivadas de tensão, causando acoplamentos indesejáveis de correntes e tensões entre circuitos independentes. Todos estes mecanismos são fundamentais nos atuais projetos de circuitos de potência pelas rápidas transições de corrente e tensão desejáveis para a redução de perdas e aquecimento. Trata-se de compatibilidade eletromagnética intra-sistêmica, ou seja, aquela entre os circuitos de um mesmo sistema ou equipamento. Vários exemplos de cuidados a serem tomados no projeto dos circuitos de potência e seus excitadores (drivers) serão apresentados.

A compatibilidade eletromagnética transcende também o funcionamento estável de um equipamento por si só, objetivando a capacidade do mesmo funcionar adequadamente sem gerar perturbações intoleráveis nos equipamentos locais, assim como de tolerar as interferências geradas por estes equipamentos. Trata-se da compatibilidade eletromagnética inter-sistêmica.

Resumindo, um equipamento não pode interferir nem ser interferido, ou seja, não pode gerar perturbações excessivas no seu ambiente eletromagnético, assim como deve suportar este ambiente desde que dentro dos limites estabelecidos por normas de EMC.

O controle de geração de interferências eletromagnéticas tem também, historicamente, a finalidade de proteger as telecomunicações, pela sua importância e susceptibilidade, já que opera com sinais de microvolts nas antenas receptoras. Novamente, ressalta-se o cuidado no projeto de circuitos de potência para que atendam às normas internacionais de emissividade, notadamente à CISPR 22 da IEC que limita a geração de energia eletromagnética interferente tanto radiada quanto conduzida em seus condutores (como tomada de energia elétrica, cabos de comunicação dentre outros).

Vale a pena ressaltar que a compatibilidade eletromagnética é uma preocupação mundial na medida que o atendimento às normas internacionais é obrigatório na esmagadora maioria dos países desenvolvidos, constituindo-se em reservas de mercado nestes países. No Brasil, a preocupação com o atendimento a este requisito é crescente conforme comprovado pelo decreto presidencial nº 7174 (seguida pela Portaria Inmetro nº 170) que exige o atendimento às normas de EMC (dentre outras) por todos os equipamentos de informática adquiridos pela administração pública federal, direta ou indireta.

### Cuidados com o projeto de controladores de potência PWM utilizando MOSFET e IGBT

Problemas de instabilidade em circuitos controladores de potência PWM são causados por capacitâncias espúrias nos próprios elementos de chaveamento de correntes (TBP, IGBT ou FET), assim como pelas indutâncias espúrias das fiações e trilhas de circuitos impressos (PCB). Este item apresenta soluções de como atuar no projeto para conviver com as capacitâncias espúrias dos elementos de potência e minimizar as indutâncias espúrias do layout de PCB, focando-se nos IGBTs, devido à sua utilização neste projeto. Os problemas são praticamente idênticos ao MOSFET e similares ao TBP.

**Capacitâncias espúrias internas ao elemento de chaveamento:** IGBTs e MOSFETs são semelhantes no que diz respeito à sua excitação. Eles têm uma capacitância de entrada, o que significa que são acionados por uma carga inicial que proporciona uma tensão suficiente para a sua polarização. Tanto no IGBT quanto no MOSFET, esta capacitância é formada por uma capacitância *gate/emissor* (*gate/source*) e por uma capacitância *gate/coletor* (*gate/drain*) conforme apresentado na figura 31.

Estas capacitâncias compõem a capacitância de entrada do transistor. Na figura 31 observa-se, ainda, uma capacitância espúria entre coletor e emissor (drain/source).

A capacitância de entrada influencia o projeto da excitação (driver) no que diz respeito ao cálculo do capacitor de bootstrap, conforme mostrado no capítulo 8, e a capacitância entre gate e coletor é importante para a estabilidade de funcionamento do driver, como visto a seguir.

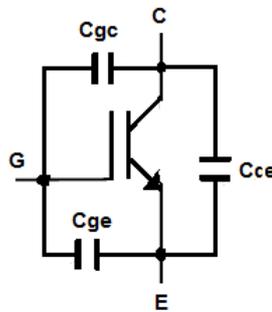


Figura 31: Capacitâncias internas de um IGBT

Os elementos de chaveamento modernos como os IGBTs e MOSFETs são bastante rápidos, resultando em bruscas mudanças de tensão na saída (coletor ou dreno) se excitados rapidamente. Na figura 32, observam-se dois IGBTs na configuração totem-pole para acionamento de uma carga indutiva. A carga apresenta, também, uma capacitância espúria entre espiras, importante no comportamento de alta frequência. Considerando-se que a saída do driver do IGBT inferior (IGBTi) o leva rapidamente ao corte (ao anular rapidamente a tensão  $V_{GE}$ ), a tensão de coletor sobe com uma derivada temporal muito alta. Esta brusca subida de tensão tende a injetar uma corrente através da capacitância  $C_{GC}$  ao circuito do gate. Dependendo dos valores de  $dV/dt$ ,  $C_{ge}$ ,  $C_{gc}$ , impedância interna de saída do driver e a indutância espúria de trilhas ( $L_{drive}$ ), esta corrente injetada pode gerar uma tensão momentânea  $V_{ge}$  que leve o IGBTi novamente à condução, gerando instabilidade ou até a sua destruição. A indutância mútua entre o circuito de saída de potência e o loop formado pelo circuito de saída do driver até o IGBT também pode gerar este tipo de interferência.

Outra consequência possível com transições de corrente muito rápidas é a geração de rápidas sobretensões transitórias entre coletor e emissor devido às indutâncias de trilhas e cabos no circuito de saída ( $L_T$  na figura 32). Estas sobretensões podem ultrapassar a tensão máxima admitida para o componente.

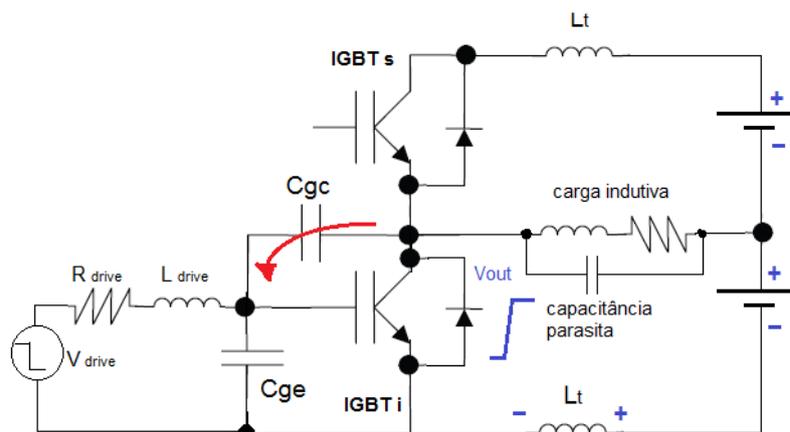


Figura 32: Derivadas de tensão e corrente podem provocar induções em trilhas e/ou interferência no sinal do gate, alterando o funcionamento do IGBT.

Considerando-se que  $C_{gc}$  e  $C_{ge}$  são inevitáveis, as seguintes ações que podem ser adotadas para reduzir estes efeitos:

1. Reduzir o  $dV/dt$  e o  $di/dt$  reduzindo-se a velocidade de comutação do IGBT. Isto é possível através de um resistor entre o driver e o *gate* do IGBT, proporcionando uma constante de tempo maior na carga e descarga da capacitância de entrada do gate e, portanto, na excitação do IGBT. Como o valor ideal de resistor pode variar para as condições de saturação e corte, é usual o emprego de resistores em paralelo com diodos de sinal para a operação alternada para cada um destes estados (vide figura 33). O cálculo destes resistores não é trivial e, quando se achava, variava com a referência consultada. Entretanto, deve ser de baixo valor (de poucos ohm a poucas dezenas de ohm) e deve considerar a resistência interna de saída do driver. A verificação experimental para cada caso, incluindo lay-out de impresso é recomendável.

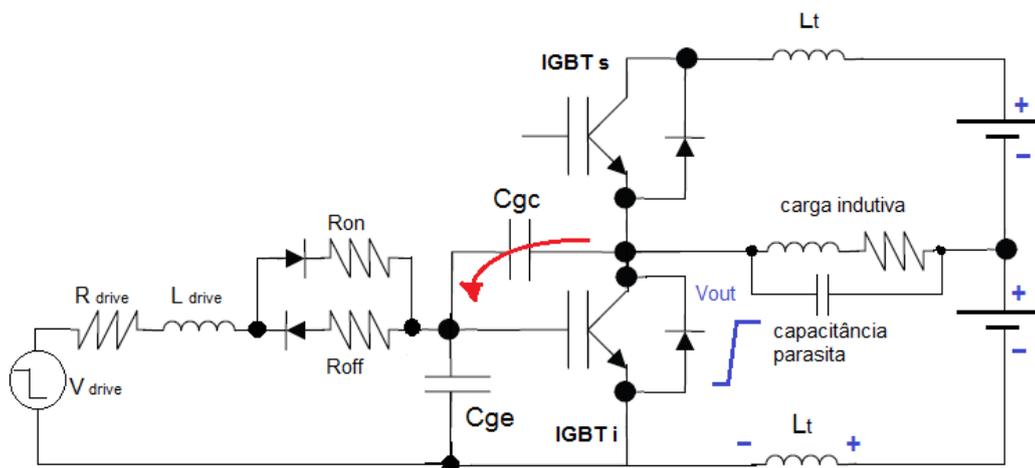


Figura 33: Circuito de redução do tempo de comutação do IGBTi

2. Reduzir a indutância intrínseca (auto-indutância) do circuito de saída do driver para o acionamento do IGBT, além da redução da indutância mútua entre circuitos de saída de corrente para a carga (coletor/emissor) e o circuito do driver aqui referido. Isto implica em roteamento adequado de trilhas de driver e de saída, que devem ser o mais curto e direto possível, reduzindo a formação de loops. O caminho crítico a ser observado para a redução de loops é o caminho das correntes de rápida transição (circuito AC), com potencial de acoplamento magnético (através de uma indutância mútua) com o circuito de excitação (saída do driver). Este cuidado também é muito importante para a redução da emissão de campos eletromagnéticos que podem exceder os limites definidos nas normas internacionais de emissividade.

**Acoplamentos por fiação e circuito impresso inadequados:** A figura 34 apresenta um circuito básico de um regulador de tensão do tipo Buck Converter (visto no capítulo 11 item a), utilizando um indutor. Este é alimentado por um FET controlado por um driver (IR2117, o mesmo do projeto). O circuito de potência é alimentado por uma fonte principal de alta tensão/corrente, enquanto o driver é alimentado por  $V_{CC}$  retirado de um regulador zener a partir da fonte principal.

O circuito de controle para a geração do comando do conjunto driver/FET encontra-se representado por um bloco de lógica de controle. O circuito de controle regula a tensão na carga a partir do ciclo de condução do FET (duty-cycle) que opera ciclicamente em corte e saturação. O caminho percorrido entre fonte de alimentação e carga pela corrente durante a condução do FET está representado pelas setas vermelhas. As setas azuis mostram o caminho da corrente durante o período de corte do FET, quando o indutor força a corrente a seguir pelo diodo. Importante relembrar que a corrente em todo o caminho entre a fonte a o transistor de potência sofre brusca queda no momento do corte abrupto do FET, ao

mesmo tempo que a corrente no diodo sofre um brusco aumento, conforme pode ser observado na figura 35.

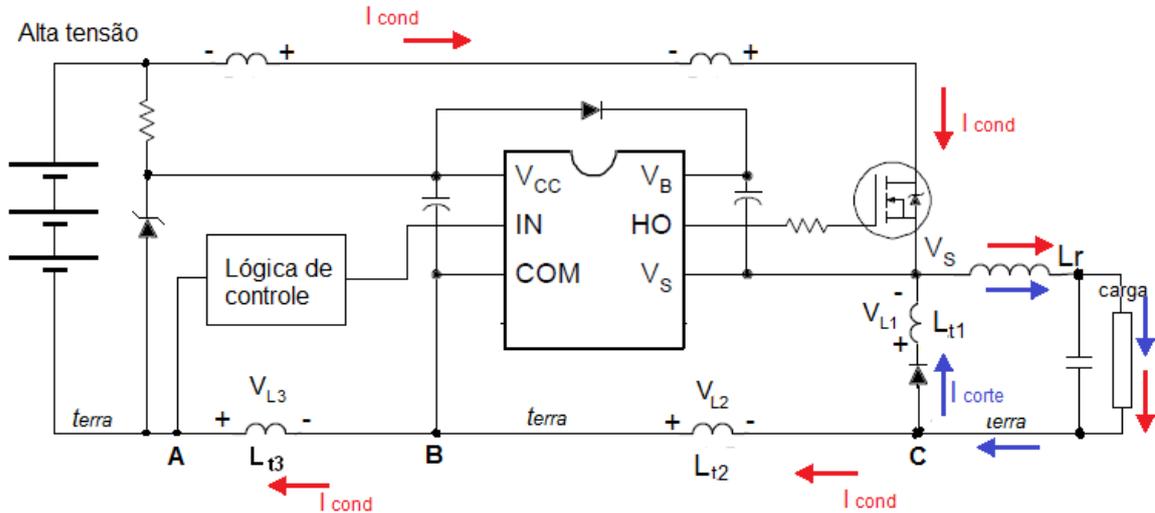


Figura 34: circuito de potência e distribuição de correntes

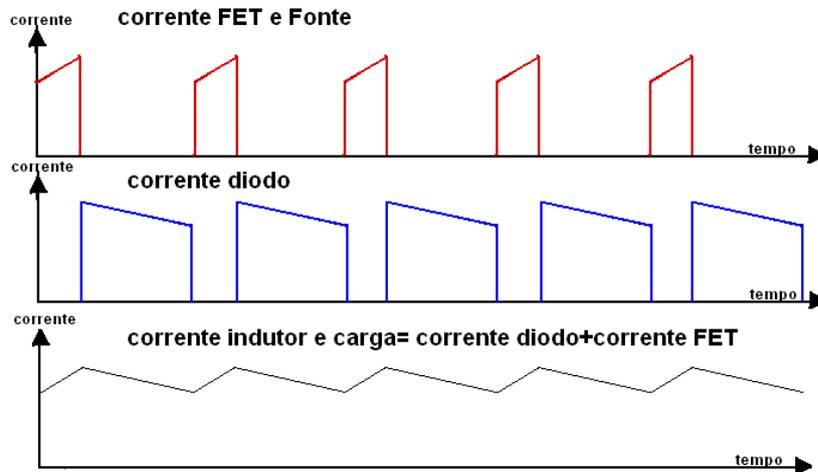


Figura 35: formas de onda das correntes do FET, do diodo e da carga/indutor

Nesta configuração, ambos os caminhos (azul e vermelho) formam loops onde há variação brusca de corrente (exceto no indutor e na carga/capacitor), configurando caminhos de corrente de espectro de alta frequência devido à velocidade de transição. São caminhos de grande capacidade de interferência, formando antenas transmissoras do tipo loop a radiarem para os demais loops formados por circuitos sensíveis como o circuito de saída do driver. A figura 36 mostra estes caminhos críticos radiantes através de setas verdes. A seguir é explicado o mecanismo de acoplamento por impedância comum e as recomendações para sua eliminação.

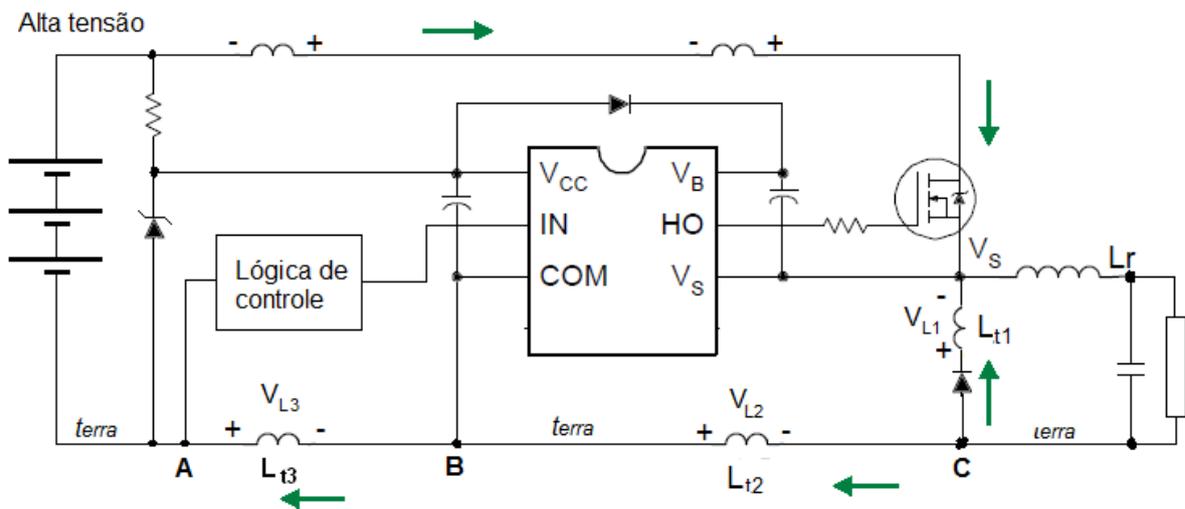


Figura 36: Caminhos de corrente com espectro de alta frequência

Uma das formas mais intensas de acoplamento de ruído entre os loops radiantes (normalmente circuitos de alimentação de potência) e os circuitos sensíveis é através da existência de impedância comum. Suponha-se que a topologia das trilhas de circuito impresso obedeça à mesma topologia do diagrama da figura 34, propositalmente errada para o entendimento do acoplamento de ruído por deficiências do circuito impresso e fiação. Sejam  $L_{t2}$  e  $L_{t3}$  as indutâncias intrínsecas das trilhas de retorno de alimentação (terra neste caso) entre os pontos B e C e entre A e B, respectivamente. As transições muito rápidas de corrente geram tensões ( $V=L_T \cdot di/dt$ ) ao longo destas trilhas, conforme mostrado na figura 37. No caso da trilha entre os pontos B e C, a tensão  $V_{L2}$  aparece somada a  $V_S$  por ser uma impedância comum tanto ao circuito de alimentação da unidade de potência, como ao circuito de alimentação do driver. Esta tensão  $V_S$  pode atingir várias dezenas de volts de pico (negativos e positivos), dependendo da indutância da trilha (comprimento e largura) entre B e C, assim como da derivada de corrente, que depende da rapidez do transistor de potência. Por características construtivas, os drivers da família IR2110 não suportam tensões negativas superiores a 5V de  $V_S$  em relação a COM.

Pelo mesmo motivo, uma tensão parasita ( $V_{L3}$ ) forma-se no circuito de lógica de controle entre os pontos A e B, somando-se ao sinal na entrada do driver, com potencial de perturbá-lo, também dependendo da indutância da trilha neste trecho e da derivada da corrente circulante.

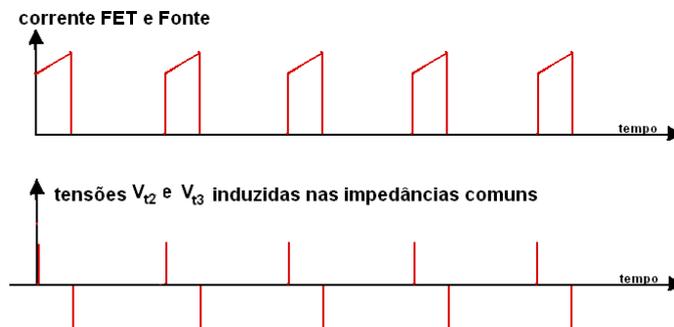


Figura 37: formas de onda das correntes do FET, e das tensões induzidas nas trilhas

A solução para este tipo de acoplamento é a redução das impedâncias/indutâncias comuns aos circuitos independentes, redefinindo a topologia das trilhas impressas, como na figura 38, onde as indutâncias ainda existem mas não são comuns aos circuitos de saída e de controle. Nesta configuração, observa-se que o terra do circuito de potência (entre pontos C e D) ficou mais segregado do terra do circuito de controle (entre os pontos A e C). Apesar desta topologia reduzir o acoplamento ao mudar a posição da alimentação e separar as trilhas de terra, o correto é, também, reduzir as indutâncias das trilhas, diminuindo os comprimentos e utilizando plano terra para o confinamento de campos magnéticos. Plano terra e ligações curtas reduzem a indutância intrínseca das trilhas.

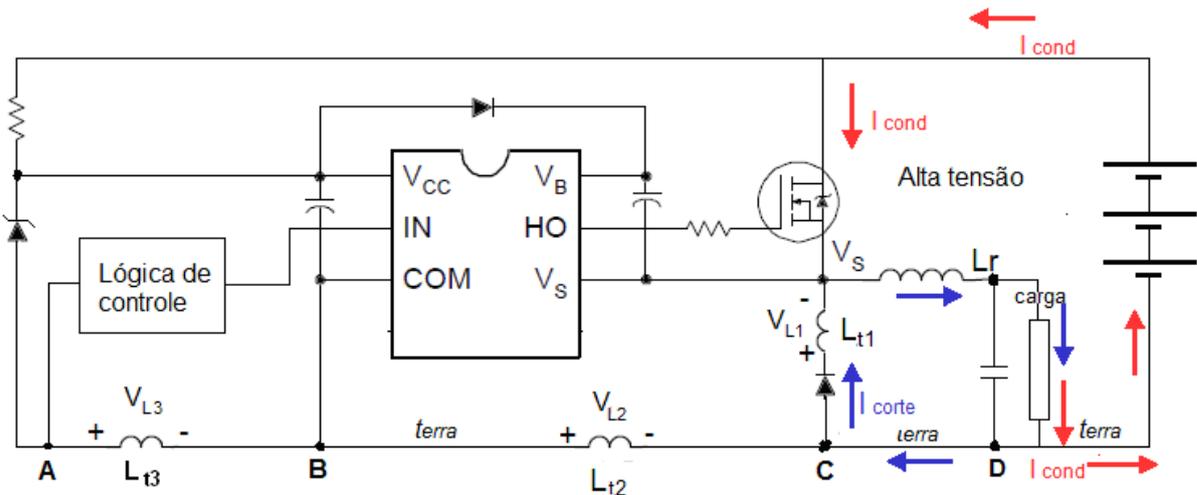


Figura 38: Exemplo de lay-out melhorado sem impedâncias comuns entre A e B, e B e C com o circuito de potência.

Outro importante meio usado de se reduzir o acoplamento devido às indutâncias de trilhas de alimentação é através de capacitor de filtro na alimentação. A sua função é fornecer a corrente no momento da sua variação quando a indutância das trilhas não permite. A figura 39 apresenta este caso onde se pode verificar que as correntes de alta frequência (aquelas sujeitas às rápidas variações temporais) limitam-se às trilhas entre o capacitor, o FET e o circuito de carga, incluindo o diodo nos momentos de corte do FET. A área em cinza representa o loop radiante de campo magnético interferente, devendo ter a sua área reduzida o máximo possível.

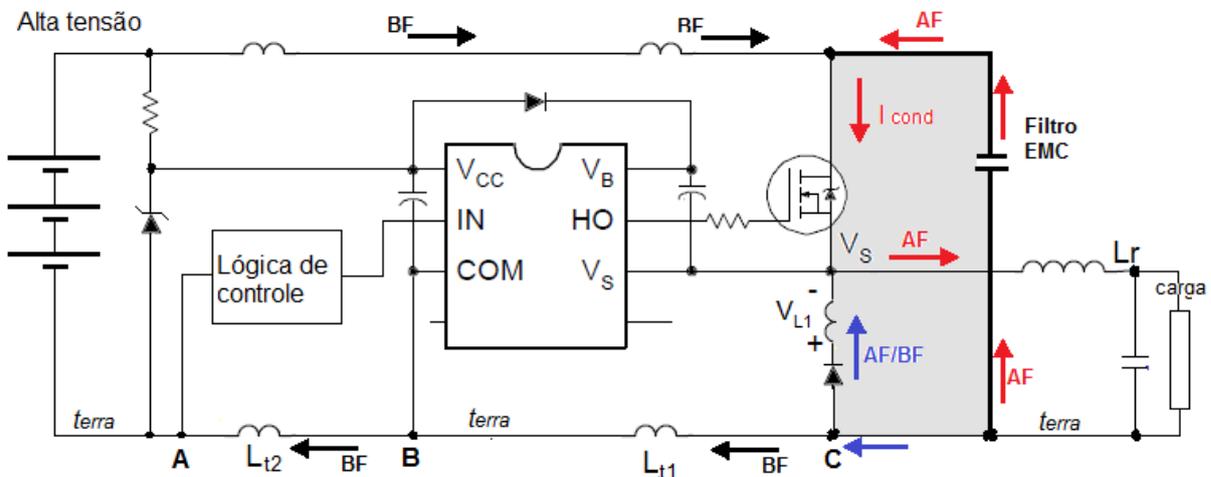


Figura 39: Mesmo layout da figura 36 onde o capacitor de filtro atua como fonte próxima de tensão em alta frequência.

É importante saber que mesmo os capacitores podem apresentar uma indutância interna dependente do seu valor e tipo, que pode ainda prejudicar o fornecimento de corrente com grande derivada temporal. Havendo necessidade de capacitores de alto valor como eletrolíticos, a associação de capacitores de valores e tipos construtivos diferentes permite a obtenção de um equivalente de grande capacidade e rápida resposta no tempo. Por exemplo, havendo a necessidade de um capacitor eletrolítico de 10uF que responda bem em alta frequência, este pode ser associado a um de 10kpF, de disco, que atenderá nas frentes mais íngremes, pelo tempo em que o eletrolítico ainda apresenta um retardo pela sua indutância interna mais alta. A figura 40 apresenta detalhe da associação de capacitores.

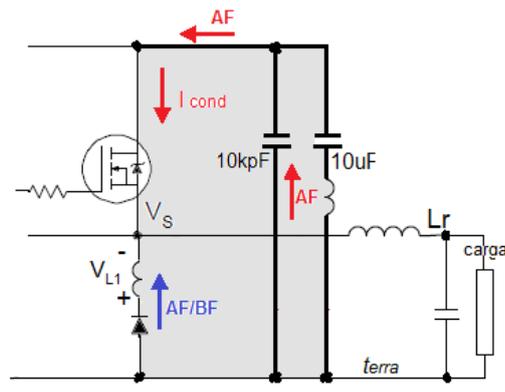


Figura 40: Exemplo de associação de capacitores para a melhoria da resposta em frequência de capacitores de maior capacidade com alta indutância intrínseca.

A figura 41 apresenta um diagrama com vários cuidados relativos à compatibilidade eletromagnética intra e inter-sistêmico. São representações simplificadas para dar a idéia dos cuidados a serem tomados em projetos envolvendo chaveamentos de correntes para controle PWM de potência.

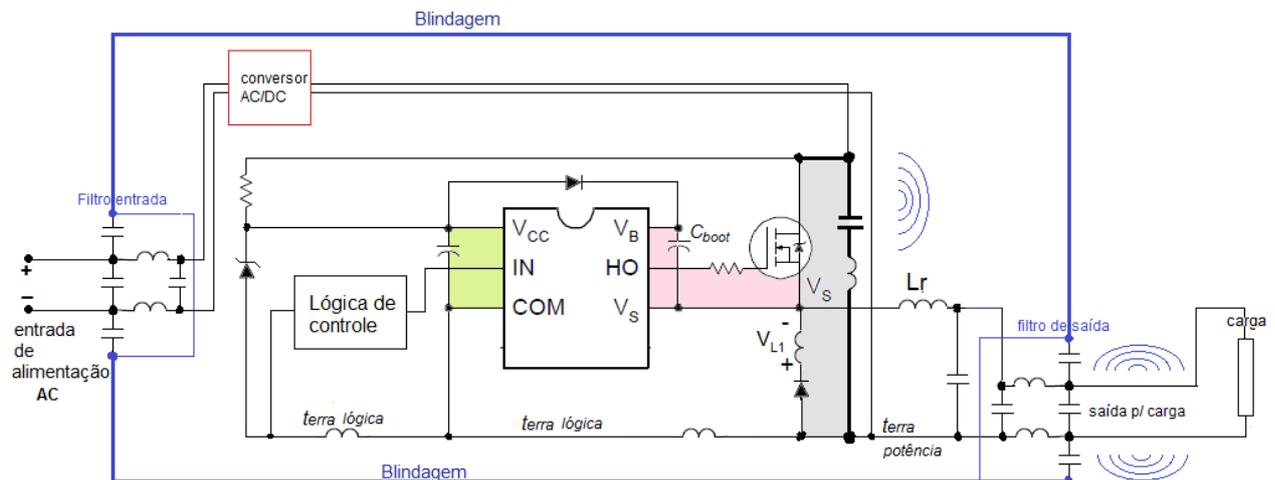


Figura 41: Diagrama do projeto de controlador de carga com cuidados em EMC

Na figura observa-se o loop do chaveamento de potência com transições rápidas que deve ter sua área minimizada (em cinza) para minimizar a indução sobre loops sensíveis, como o em verde representando a filtragem de alimentação do integrado de driver, assim como o loop em rosa representando o circuito de saída de acionamento do FET. O PCB segrega os terras do circuito de potência dos terras lógicos (apesar de estarem ligados e referenciados à mesma fonte de alimentação)

para evitar a existência de impedâncias comuns no terra (na figura representados por indutâncias de trilhas). Representou-se a alimentação correndo em trilhas paralelas próximas, para minimizar a existência de loop e captação de interferências geradas pelo loop de potência (cinza). Estas interferências captadas pela linha de alimentação podem gerar tensões e correntes de muito alta frequência que passam pelo circuito conversor/retificador atingindo a fiação externa. Esta fiação atua como antena transmissora radiando campos eletromagnéticos suficientes para interferirem em sistemas de telecomunicações.

Para reduzir este efeito, empregam-se blindagens metálicas para o equipamento como um todo, onde tomou-se o cuidado de incluir filtros supressores de tensões de alta frequência que tenham sido induzidos a partir do rápido chaveamento do circuito de potência (loop cinza). Observe-se que estes filtros estão tanto na entrada da alimentação quanto na saída do circuito de potência para a carga. Apesar da existência de um circuito LC formado pelo indutor de regulação e pelo capacitor para a terra, estes componentes não respondem adequadamente nas frequências muito altas associadas à transição muito rápida das correntes e tensões no circuito do FET. Desta forma, assim como no circuito de entrada, tensões e correntes transitórias de alta frequência podem aparecer na fiação entre a fonte/controlador PWM e a carga (motor, por exemplo), gerando o mesmo tipo de interferências em receptores de telecomunicações (TV, rádio etc).

### **13. Conclusão**

O projeto de controladores de carga de baterias envolve uma série de conhecimentos na área de eletrônica de potência, programação e utilização de microcontroladores, projetos em eletrônica analógica, computação, controle e compatibilidade eletromagnética, além de um conhecimento sobre os tipos de baterias, suas propriedades, métodos de carregamento e manutenção.

Saber os detalhes e necessidades do sistema onde será aplicado o carregador apresentado neste trabalho é crucial para a carga adequada da sua bateria, sendo necessário atender adequadamente a demanda do sistema e garantir que a bateria (ou banco de baterias) consiga permanecer sempre com a maior carga possível.

Deve-se também atentar aos detalhes técnicos durante a elaboração do controle e cálculo de componentes, a fim de se evitar possíveis sobrecorrentes e sobretensões que possam vir a danificar a bateria, reduzindo significativamente sua vida útil, e até mesmo colocar em risco o equipamento próximo à mesma. Um projeto adequado permitirá melhores taxas de carga e vida útil, tornando o sistema mais auto-suficiente e reduzindo gastos.

## 14. Referências

- [1] René P. Torrico Bascopé, Arnaldo José Perin (1997). *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. Porto Alegre: Sagra Luzzatto Editores.
- [2] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith. (n.d.). *Microeletrônica*. 5ª edição. São Paulo: Pearson Prentice Hall.
- [3] Jose Formenti, Robert Martinez. *Design Trade-offs for Switch-Mode Battery Chargers*.
- [4] Donald Schelle, Jorge Castorena, Technical Staff, Maxim Integrated Products, Sunnyvale, Calif. *Buck-Converter Design Demystified*. Power Electronics Technology, June 2006.
- [5] Souza, D. J. (2008). *Desbravando o PIC*. São Paulo: Editora Érica Ltda.
- [6] International Rectifier. Application Note AN-978 "HV Floating MOS-Gate Driver ICs".
- [7] A. Merello, A. Rugginenti, M. Grasso, International Rectifier. *Using Monolithic High Voltage Gate Drivers*.
- [8] Laszlo Kiraly, International Rectifier. *Keeping the Bootstrap Capacitor Charged in Buck Converters*.
- [9] J. A. Pomilio, *Fontes Chaveadas*.
- [10] James P. Dunlop, P.E. (January 15, 1997). *Batteries and Charge Control in Stand-Alone Photovoltaic Systems - Fundamentals and Application*.
- [11] Michel G. E. Brosset, Ghislaine C. Bodereau. *Conhecendo as baterias*.
- [12] Marcelo da Costa Saad, (2012), CEPEL- PUC-RJ, Relatório de estágio no Centro de Pesquisas de Energia Elétrica .
- [13] CISPR, Special international committee on radio interference,
- [14] CISPR 22, "Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement"