

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

Danilo Veronez Sant’Ana

Equalizadores Não Dissipativos para Células de Bateria

**Ilha Solteira
2022**



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

EQUALIZADORES NÃO DISSIPATIVOS PARA CÉLULAS DE BATERIA

Discente: Danilo Veronez Sant'Ana

Orientador: Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo

Curso: Engenharia Elétrica

Trabalho de Graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira como parte dos requisitos para obtenção do título de graduação em engenharia elétrica.

Março de 2022

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

S232e Sant'Ana, Danilo Veronez.
Equalizadores não dissipativos para células de bateria / Danilo Veronez
Sant'Ana. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2022
29 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) -
Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2022

Orientador: Guilherme de Azevedo e Melo
Inclui bibliografia

1. Baterias de íon de lítio. 2. Equalizadores ativos. 3. Equalizadores passivos.
4. Chaveamento com corrente nula.


Raiane da Silva Santos

Supervisora Técnica de Seção
Seção Técnica de Referência, Atendimento ao usuário e Documentação
Diretoria Técnica de Biblioteca e Documentação
CRB/8 - 9999

ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos vinte e oito dias do mês de maio do ano de dois mil e vinte e dois, o discente *Daniilo Veronez Sant'Ana*, matriculado sob o nº 141051558, tendo como banca examinadora o seu orientador, o *Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo*, *Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro* e o *Dr. Luis Armando de Oro Arenas*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado “**EQUALIZADORES NÃO DISSIPATIVOS PARA CÉLULAS DE BATERIA**” obtendo a nota 8,0 (oito) e conceito aprovado.

DANILO
SANTANA

Digitally signed by DANILO
SANTANA
DN: cn=DANILO SANTANA,
c=CH, o=ABB Asea Brown Boveri
Ltd, ou=BR
Date: 2022.03.28 15:15:50 -03'00'

Prof. Dr. Guilherme de Azevedo Melo
- orientador -

Daniilo Veronez Sant'Ana
- discente -



Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro

Dr. Luis Armando de Oro Arenas

- Membro da Banca -

- Membro da Banca -

Sumário

1. Introdução.....	6
2. Desenvolvimento Teórico.....	10
2.1. Circuito Multiplicador de Tensão	10
2.2. Conversor <i>Buck-Boost hard</i>	12
2.2.1. Etapas de funcionamento	14
2.2.1.1. Primeira etapa: o MOSFET junção N se fecha e P se abre	14
2.2.1.2. Segunda etapa: o MOSFET junção P se fecha e N se abre	15
2.2.2. Cálculo das correntes máxima e mínima (<i>Ripple</i>)	16
2.2.3. Conclusão parcial.....	17
2.3. Circuito Conversor Bidirecional Quase-Ressonante Chaveado com corrente nula	18
2.3.1. Etapas de funcionamento	18
2.3.1.1. Primeira etapa: $t_0 < t < t_1$	18
2.3.1.2. Segunda etapa: $t_1 < t < t_2$	21
2.3.1.3. Terceira etapa: $t_2 < t < t_3$	21
2.3.1.4. Quarta etapa: $t_3 < t < t_4$	23
2.3.1.5. Quinta etapa: $t_4 < t < t_5$	23
2.3.2. Conclusão parcial.....	23
3. Simulações.....	25
4. Conclusão	29
5. Bibliografia.....	30

Resumo

Este trabalho está focado no entendimento de alguns circuitos de equalizadores de tensão de células de baterias, os quais compõem um BMS (Battery Management System). Na referência bibliográfica utilizada como base deste trabalho, são avaliadas 24 estruturas para esse fim, entretanto apenas três delas são exploradas no trabalho, às quais contam com modelamento matemático.

Além da modelagem matemática, as simulações propiciam a validação dos cálculos quando confrontadas com os resultados calculados esperados. Para as simulações das estruturas de equalização ativa de carga de células de baterias, foi utilizado o MATLAB®/SIMULINK.

Palavras-Chave: baterias de íon de lítio, equalizadores ativos, equalizadores passivos, chaveamento com corrente nula.

Abstract

The main focus of this work is the understanding of some battery cell voltage balancing circuits, which compose a BMS (*Battery Management System*). The main reference of this work evaluates 24 balancing structures, however, only three are going to be analyzed in this work, including their mathematical modeling.

Beyond mathematical modeling, the simulations validate all results by comparing it to the expected results. The software used to simulate the structures of battery cell voltage equalization was MATLAB®/SIMULINK.

Keywords: lithium-Ion batteries, passive equalizers, active equalizers zero current switching.

1. Introdução

Com foco em aplicações dos equipamentos contemporâneos e no estado da arte, é imprescindível a aplicação de equalização de carga entre as células de bancos de baterias de íon de lítio e outras similares.

As tendências globais de mercado e de indústria cada vez mais convergem para as chamadas soluções verdes, gerando um ambiente de forte pesquisa e desenvolvimento da eletrificação de cidades, grandes empreendimentos e modais de transporte. Os meios de transporte híbridos e elétricos começam a se desenvolver e se popularizar como ferramentas fundamentais para se concretizar estratégias sustentáveis.

A pesquisa e o desenvolvimento de tecnologias de armazenamento de energia, como baterias, vêm sendo impulsionados pelas rigorosas metas de eficiência energética de agências reguladoras como as da Organização Marítima Internacional (IMO) para determinados tipos de embarcações, que determinam um aumento de eficiência energética de até 50% até 2022 e no período de 2022 a 2050 uma redução de 750 milhões de toneladas de emissões de CO₂ [1].

Os dois tipos dominantes de armazenamento de energia eletroquímica são: baterias e capacitores. As baterias armazenam energia elétrica em forma de energia química e o armazenamento de energia pelos capacitores é feito por carga superficial. Desta forma, a construção de ambos os equipamentos deve ter sua composição característica. Nas baterias, o fornecimento de energia elétrica é dado a partir das reações químicas que ocorrem entre os seus compostos e, portanto, essas reações devem ocorrer continuamente por diversos ciclos de utilização para garantir baterias que são comercialmente viáveis, tendo em vista sua capacidade de recarga. Os capacitores, por utilizarem energia superficial, dependem de grandes áreas de superfície (placas com grande área) para terem grande capacidade de armazenamento [2].

Como não há alteração na composição dos materiais utilizados nos capacitores, estes podem ser carregados e descarregados diversas vezes sofrendo poucas alterações, enquanto nas baterias, mesmo com bons processos de recarga, mudanças estruturais ocorrem nos reagentes, reduzindo sua vida útil. Os supercapacitores também têm sido estudados como formas de armazenamento de energia devido a sua boa performance para sistemas de alta potência [3]. Além disso, apresentam a vantagem de serem carregados e descarregados rapidamente e possuem elevada vida útil [4]. Mesmo tendo a vantagem de não ter sua estrutura alterada durante os ciclos de uso, a utilização de capacitores deve ser focada em suas capacidades relacionadas à potência, uma vez que seu armazenamento de energia é bem inferior ao das baterias [5].

As primeiras baterias inventadas, no início do século XIX, chamadas de baterias primárias, não eram recarregáveis. As baterias secundárias, ou recarregáveis, foram inventadas ao decorrer do mesmo século, passando pelas baterias de chumbo ácido, níquel-cádmio, níquel-hidreto metálicos e de íon de Lítio, em 1977. As baterias de Níquel-Cádmio são amplamente utilizadas na indústria, porém em aplicações mais ligadas ao consumidor final são trocadas, devido a toxicidade do cádmio, pelas baterias de Lítio [2].

É conhecida uma grande diversidade de compostos que podem ser explorados na construção de baterias como: Chumbo-Ácido, Níquel-Cádmio, íons e polímeros de Lítio. Cada um desses tipos de bateria apresenta características físicas, comportamentos elétricos, densidade energética e performance diferentes.

Destas, as baterias de Lítio podem fornecer grandes potências, elevado ciclo de vida, além de apresentarem tolerância térmica vantajosa [6].

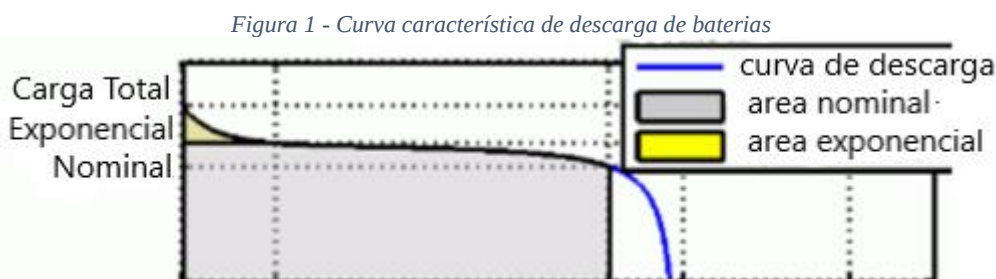
Estudos sobre baterias de íon Lítio operando em temperatura ambiente tornaram-se o foco das pesquisas no início da década de 1970, mostrando que reações de intercalação, onde são inseridos íons ou moléculas nas estruturas dos materiais sem causar grandes mudanças, podem gerar energia a ponto de serem de interesse para o desenvolvimento de sistemas de armazenamento de energia como as baterias. Até hoje as baterias se utilizam de reações de intercalação na construção de seus eletrodos [7].

Os eletrodos positivos das baterias e dos capacitores são chamados de anodos e os eletrodos negativos são chamados de catodos, por onde fluem os elétrons que executarão trabalho. O balanceamento deste fluxo de elétrons é feito pelo fluxo de cátions no eletrólito da bateria, onde não ocorre fluxo de elétrons devido a existência de um separador poroso. Os eletrólitos geralmente são soluções aquosas, como ácido sulfúrico por exemplo [2].

Ao longo do desenvolvimento das tecnologias das baterias de íon Lítio, foram testados diversos materiais para a fabricação dos eletrodos, principalmente nos anodos. A formação de dendritos nos anodos feitos puramente de lítio gerava curto-circuito nas baterias, provocando as explosões das células. Também foram utilizados anodos feitos de uma liga de Alumínio-Lítio, possibilitando as primeiras aplicações de fornecimento de energia para displays de LED [2]. Provavelmente, a substituição de eletrodos feitos de compostos de carbono sintéticos, com alto custo de produção, por grafites purificadas naturais, foi a descoberta que mais contribuiu para que essas baterias pudessem ser utilizadas em escalas comerciais [8].

Dentre as inúmeras composições químicas existentes para construção de baterias, as de Íon-Lítio ganham o lugar de maior destaque por garantirem um maior equilíbrio entre as características consideradas mais relevantes: Densidade de Energia e Potência, Segurança, Performance, Ciclo de vida e Custo [9]. Considerando as características supracitadas, este trabalho empregará o modelo da bateria de íon-Lítio para todas as análises realizadas.

De forma genérica, uma curva característica de descarga de bateria consiste em três etapas. A primeira etapa representa a queda de tensão exponencial de quando a bateria está carregada, sendo sua extensão determinada pelo tipo da bateria. A segunda etapa mostra a quantidade de carga da bateria que pode ser utilizada, mantendo a tensão nominal da bateria. A última etapa representa a descarga completa da bateria, quando a tensão cai rapidamente. A curva característica de descarga da bateria é mostrada na Figura 1:



Fonte: Matlab/Simulink.

Na utilização de um modelo de simulação, a representação da recarga na bateria se dá quando sua corrente é negativa, seguindo a curva característica. Os parâmetros do modelo são obtidos a partir das

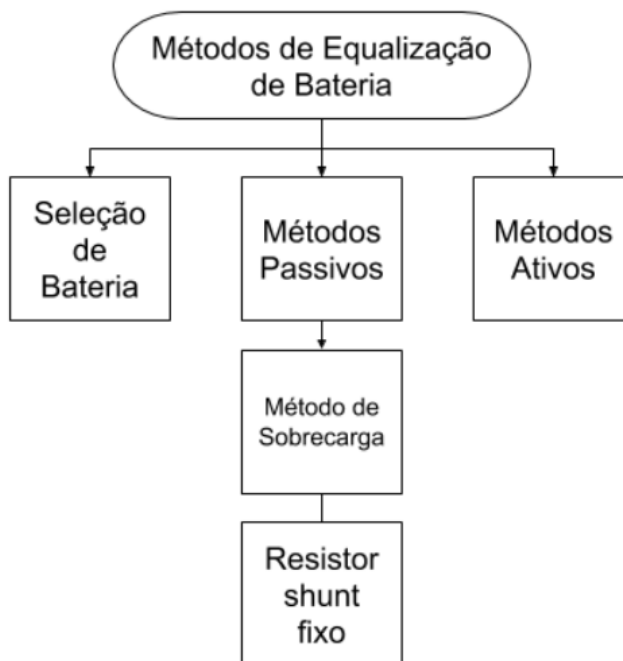
características de descarga, considerando que essas características são semelhantes para a recarga da bateria.

Outro parâmetro fundamental a ser considerado é o estado de carga SOC (*State of Charge*) da bateria, o qual representa efetivamente a carga da bateria e é expresso como uma porcentagem da carga total.

Grande parcela dos equipamentos alimentados por baterias demanda uma tensão maior do que aquela obtida por uma única célula, culminando em arranjos em série. Arranjos em paralelo são empregados quando da necessidade de elevação de armazenamento energético em bancos cujo nível de tensão atende à carga, mas a energia armazenada em um único arranjo série não é suficiente. A diferença entre as tensões das células de um banco de baterias é um problema muito comum para esses tipos de arranjos e tem fator determinante no ciclo de vida do sistema, pois pode fazer com as baterias fiquem sobrecarregadas e/ou subcarregadas. Isso ocorre basicamente por dois motivos: variações físicas como impedância interna, volume e taxa de descarregamento; e também por variações externas como a diferença de temperatura distribuída no banco de baterias [10].

Devido a existência desse desbalanço de tensões em um banco de baterias, é importante estudar os métodos de equalização de células de baterias para que se resolvam ou mitiguem os problemas relacionados a ciclo de vida, eficiência e segurança operacional. Os métodos de equalização são categorizados em três grandes grupos: o método de seleção de bateria, os métodos passivos e os métodos ativos, conforme a Figura 2.

Figura 2 – Métodos de equalização gerais



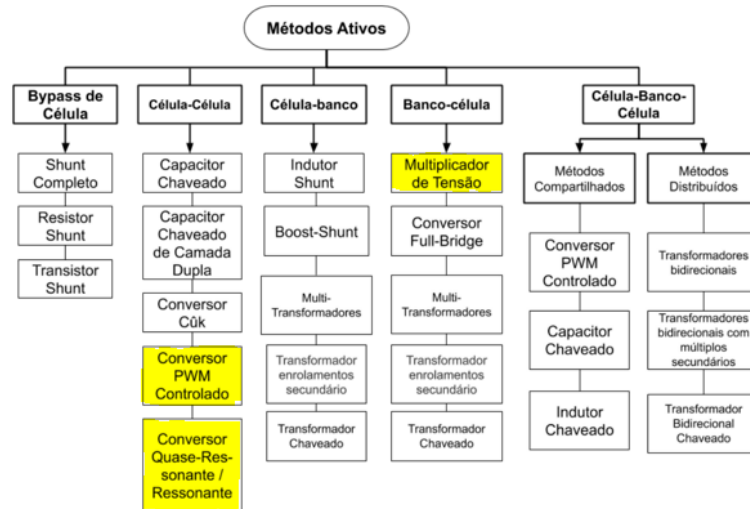
Fonte: [9]

O método de seleção de bateria consiste em construir um banco com baterias com características mais semelhantes possíveis e não tem viabilidade comercial. Os métodos passivos não utilizam controle para equalizar as baterias e são dissipativos. Já os métodos ativos fazem o uso de circuitos externos com

controles ativos para fazer a equalização das tensões e podem ser dissipativos e não dissipativos. Como mencionado anteriormente, a performance dos bancos de baterias e seu ciclo de vida é uma das preocupações do mercado atual, portanto este trabalho está focado no estudo de métodos ativos não dissipativos, uma vez que apresentam melhor rendimento energético e maior desempenho na manutenção do ciclo de vida das células [10].

Pode-se classificar os métodos de equalização ativa, levando em consideração o fluxo de potência, nas seguintes categorias: *bypass* de célula, célula-célula, célula-banco, banco-célula e célula-banco-célula, conforme a Figura 3.

Figura 3 - Classificação dos diferentes métodos ativos de equalização



Fonte: [9]

Os três métodos de equalização destacados na Figura 3 serão estudados neste trabalho, sendo eles: Circuito Multiplicador de Tensão, Conversor PWM Controlado (*Buck-Boost Hard*) e o circuito Conversor Quase-Ressonante / Ressonante.

2. Desenvolvimento Teórico

Os circuitos que serão analisados a seguir são todos classificados como equalizadores ativos e se apresentam como diferentes alternativas para as mais diversas necessidades de aplicações de bancos de bateria.

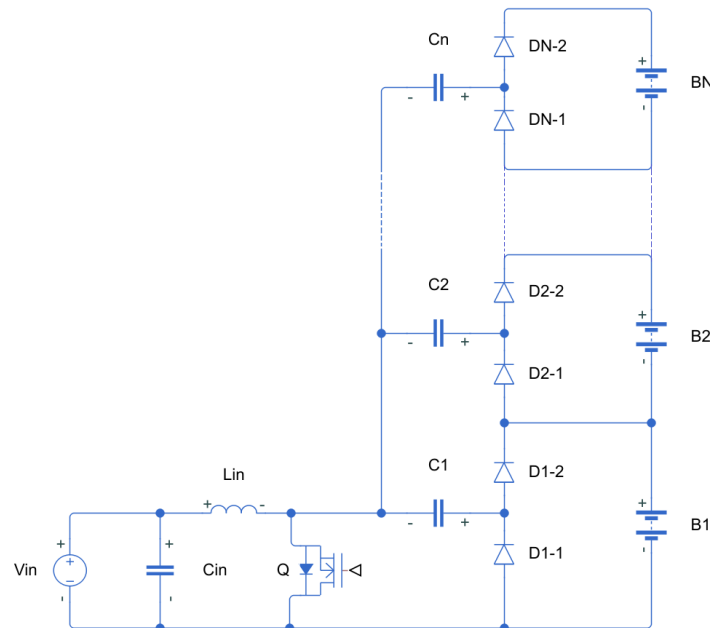
Características como nível de tensão, potência, tamanho e custo de implementação são pontos que devem ser levados em conta ao se analisar esses circuitos para que a equalização das células seja feita da maneira mais otimizada possível.

Tendo em vista essas particularidades dos circuitos, o desenvolvimento da análise e os equacionamentos serão feitos levando em consideração as etapas de funcionamento de cada circuito.

2.1. Circuito Multiplicador de Tensão

A partir da análise dos diversos métodos de equalização, verificou-se a aplicabilidade do método Multiplicador de Tensão: circuito com baixa complexidade, pequeno tamanho e baixo custo [10]. Somente com o intuito de estudar um primeiro circuito com mais profundidade, este equalizador de Transistor-Indutor únicos é apresentado.

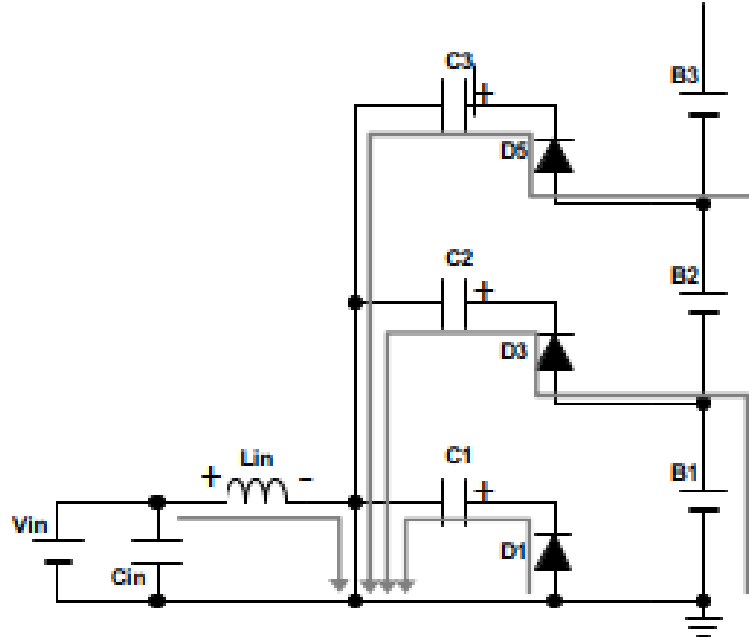
Figura 4 - Circuito Transistor-Indutor Únicos



Fonte: Adaptado de [10]

A Figura 4 ilustra a topologia do circuito Transistor-Indutor Únicos: o circuito é composto por componentes passivos, um componente magnético – o indutor L_{in} , e um único componente ativo Q, que neste caso trata-se de um transistor. Cada uma das baterias está em paralelo com dois diodos conectados em série os quais tem um capacitor conectado em suas junções. A parte do circuito que agrega os diodos D1-D6, os capacitores C1-C3 e o banco de baterias pode ser chamado de Circuito Multiplicador de Tensão. Durante o período “on”, ilustrado na Figura 5, as correntes fluem das baterias B1 e B2 em direção ao transistor Q.

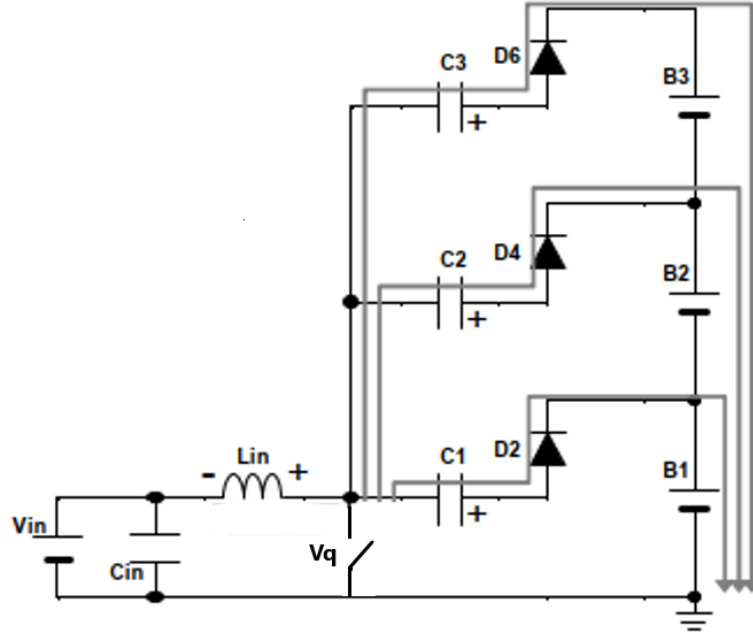
Figura 5 – Período “on” do circuito



Fonte:[10]

Durante o período “off” a corrente do indutor L_{in} é distribuída pelos capacitores para as células de bateria conforme ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – período “off” do circuito



Fonte: [10]

Analisando o circuito, sendo as tensões V_{C1A} , V_{C2A} e V_{C3A} as tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 respectivamente, durante o período “on”, tem-se:

$$\begin{cases} V_{C1A} = -V_D \\ V_{C2A} = V_{B1} - V_D \\ V_{C3A} = V_{B1} + V_{B2} - V_D \end{cases}, \quad (1)$$

sendo V_D a queda de tensão nos diodos, considerando que todos os diodos têm características semelhantes. Para o período “off” o equacionamento é o seguinte:

$$\begin{cases} V_{C1B} = V_{B1} + V_D - V_Q \\ V_{C2B} = V_{B1} + V_{B2} + V_D - V_Q \\ V_{C3A} = V_{B1} + V_{B2} + V_{B3} + V_D - V_Q \end{cases}, \quad (2)$$

sendo V_Q a tensão no transistor Q durante o período “off”, dada por: $V_Q = \frac{1}{1-d} V_{in}$, e do ciclo de operação do transistor.

Subtraindo (2) de (1), as variações de tensão nos capacitores são dadas por:

$$\begin{cases} \Delta V_{C1} = (V_Q - 2V_D) - V_{B1} \\ \Delta V_{C2} = (V_Q - 2V_D) - V_{B2} \\ \Delta V_{C3} = (V_Q - 2V_D) - V_{B3} \end{cases}. \quad (3)$$

Como a carga média dada por um capacitor é $Q = C \times \Delta V = I \times t$, (4) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\begin{cases} I_{C1} = C_1 f (V_Q - 2V_D) - V_{B1} \\ I_{C2} = C_2 f (V_Q - 2V_D) - V_{B2} \\ I_{C3} = C_3 f (V_Q - 2V_D) - V_{B3} \end{cases}. \quad (4)$$

Sendo I_{C1-3} e C_{1-3} as correntes médias e as capacitâncias dos capacitores e f é a frequência de chaveamento do transistor Q.

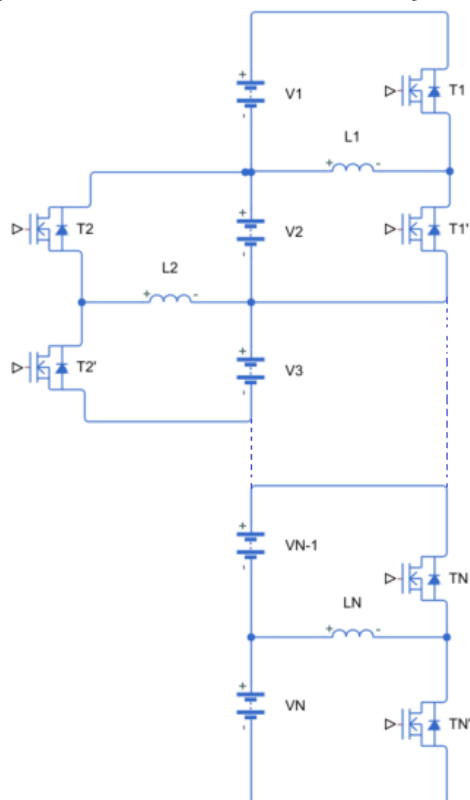
Ao analisar (4) pode-se ver que, caso as baterias estejam balanceadas no que diz respeito a tensão, as correntes médias pelos capacitores serão iguais, considerando que os capacitores e os diodos têm características semelhantes. Por outro lado, na situação em que houver uma diferença nas tensões das células, caracterizando um desequilíbrio de tensões, as correntes terão valor de acordo com o nível dessas tensões. Tão maior será a corrente I_{Cn} o quanto menor for a tensão V_{Bn} , configurando uma transferência de carga maior para células com menor tensão.

Após análise do circuito, no estudo do circuito da Figura 4, verificou-se uma limitação de processamento de potência por conta dos capacitores em série que compõem sua topologia. Além disso, esses capacitores podem gerar elevadas correntes que podem danificar os componentes do circuito ativos do circuito como os transistores e também as próprias baterias. Desta forma será feito o estudo de outros dois circuitos equalizadores durante o desenvolvimento deste trabalho.

2.2. Conversor *Buck-Boost hard*

A topologia do circuito equalizador *Buck-Boost hard* que será utilizada neste estudo é apresentada pela Figura 7:

Figura 7 - Conversor Buck-Boost controlado por PWM

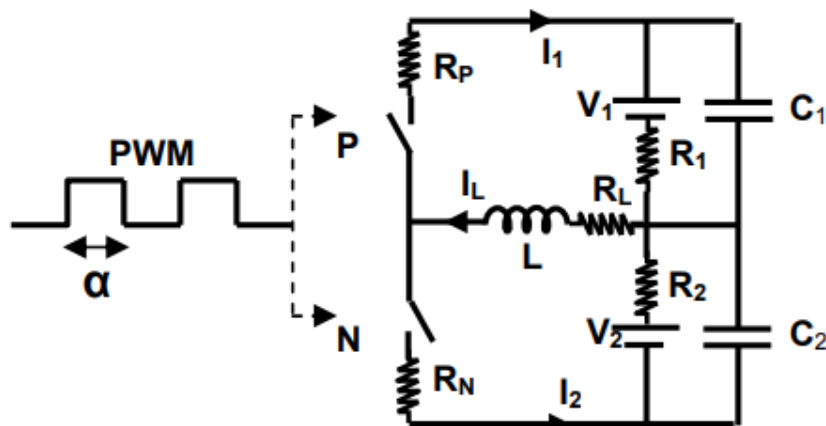


Fonte: Adaptado de [11]

Cada módulo equalizador é conectado entre duas células de baterias adjacentes para que essas células possam transferir energia entre si. Cada módulo equalizador é composto de dois transistores e um indutor [11] sendo que a energia é transferida da célula com maior tensão para a célula com menor tensão.

É possível representar o circuito pelo diagrama esquemático apresentado na Figura 8:

Figura 8 - Diagrama esquemático do conversor Buck-Boost hard



Fonte: [11]

Os principais componentes deste circuito são duas baterias de Ion-Lítio conectadas em série V_1 e V_2 , dois MOSFETs com diodos em anti-paralelo D_1 e D_2 , um indutor L e os capacitores C_1 e C_2 . Os MOSFETs são controlados pelo mesmo sinal PWM para se obter uma comutação complementar [11]. A intensidade da transferência de energia entre as células é função da diferença de tensão entre as células

envolvidas na equalização. Será adotado para este circuito a chamada equalização natural, em que se é utilizada uma razão cíclica $D = 0,5$.

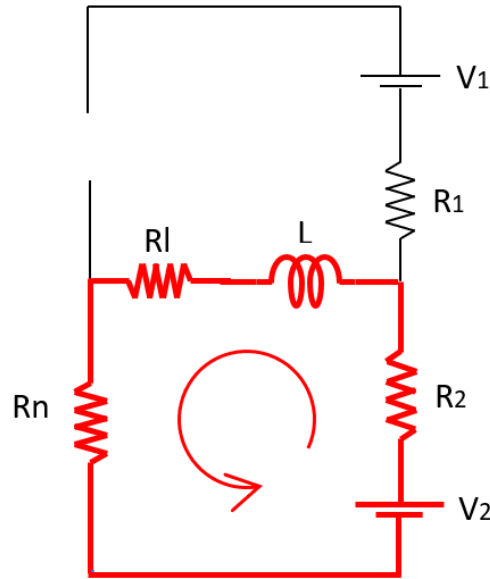
2.2.1. Etapas de funcionamento

Para o estudo das etapas de funcionamento deste circuito foi considerado que $V_2 > V_1$.

2.2.1.1. Primeira etapa: o MOSFET junção N se fecha e P se abre

A topologia aproximada do circuito em funcionamento na primeira etapa é apresentada na Figura 9:

Figura 9 - Primeira etapa de funcionamento



Fonte: Autor

Primeiro, o MOSFET junção N se fecha e, uma vez que os MOSFETs são controlados de maneira complementar, a malha superior fica em aberto e uma corrente circula pela malha inferior, carregando o indutor L. Pode-se obter a seguinte equação para o circuito:

$$V_2(t) - i_L R_2 - L \frac{di_L(t)}{dt} - R_n i_L(t) - i_L(t) R_l = 0, \quad (5)$$

$$V_2(t) = i_L(t) R_2 + i_L(t) R_l + L \frac{di_L(t)}{dt} + i_L(t) R_n, \quad (6)$$

$$V_2(t) = i_L(t) (R_2 + R_l + R_n) + L \frac{di_L(t)}{dt}, \quad (7)$$

sendo (7) a equação dinâmica do circuito.

Para encontrar um valor de $i_L(t)$, deve-se aplicar a Transformada de Laplace:

$$\frac{V_2}{s} = I_L(s) (R_2 + R_l + R_n) + s L I_L(s) - L I_L(0), \quad (8)$$

$$I_L(s) = \frac{V_2}{s(R_2 + R_l + R_n + sL)} + \frac{I_L(0)L}{(R_2 + R_l + R_n + sL)}, \quad (9)$$

sendo $\alpha = R_2 + R_l + R_n$, e fazendo a transformada inversa de Laplace, tem-se:

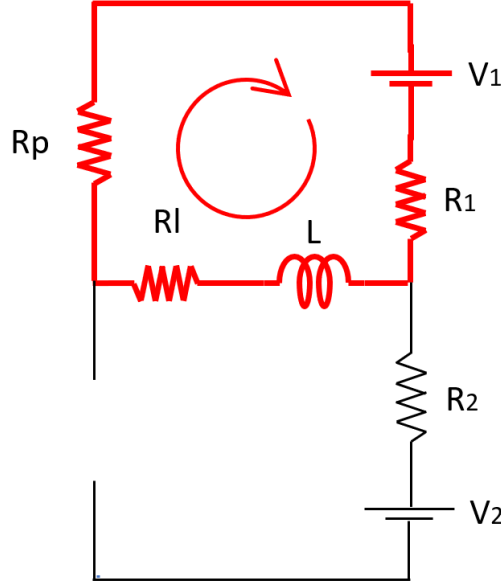
$$i_L(t) = V_2(t) \left(\frac{1 - e^{-\alpha t/L}}{\alpha} \right) + I_L(0) e^{-\alpha t/L} \quad (10)$$

Uma vez determinada a equação de $i_L(t)$ para a primeira etapa, deve-se analisar a segunda etapa de funcionamento do circuito.

2.2.1.2. Segunda etapa: o MOSFET junção P se fecha e N se abre

Durante a segunda etapa, a topologia aproximada do circuito em funcionamento é exibida na Figura 10:

Figura 10 - Segunda etapa de funcionamento



Fonte: Autor

Novamente, por conta da complementaridade do controle dos MOSFETs a malha inferior do circuito se abre e uma corrente passa a circular pela malha superior. Desta vez, o indutor L está sendo descarregado na bateria V1, fazendo com que a energia uma vez em V2 seja transferida para V1.

A partir do circuito, verifica-se:

$$i_L(t)R_1 + V_1 + i_L(t)R_l + L \frac{di_L(t)}{dt} + i_L(t)R_p = 0, \quad (11)$$

$$i_L(t)(R_1 + R_l + R_p) + L \frac{di_L(t)}{dt} + V_1 = 0, \quad (12)$$

sendo $\beta = R_1 + R_l + R_p$ e aplicando a transformada de Laplace na equação dinâmica do circuito (12), tem-se:

$$I_L(s)\beta + L(sI_L(s) - I_L(0)) + \frac{V_1}{s} = 0 \quad (13)$$

$$I_L(s)(\beta + sL) - LI_L(0) + \frac{V_1}{s} = 0 \quad (14)$$

$$I_L(s) = \frac{I_L(0)L}{(\beta + sL)} - \frac{V_1}{s(\beta + sL)} \quad (15)$$

Ao se aplicar a transformada inversa de Laplace, obtém-se a seguinte equação para (15):

$$i_L(t) = I_0(t)e^{-\beta \frac{t}{L}} - V_1 \left(\frac{1 - e^{-\beta t/L}}{\beta} \right). \quad (16)$$

2.2.2. Cálculo das correntes máxima e mínima (*Ripple*)

Para calcular as correntes máxima e mínima, faz-se as seguintes considerações:

$$R_N = R_P ; R_1 = R_2 , \quad (17)$$

$$\gamma = R_1 + R_l + R_p . \quad (18)$$

Considerando a razão cíclica D:

$$I_{max} = iL1 (DTs) = V_2 \left(\frac{1-e^{-\gamma DT/L}}{\gamma} \right) + I_{min} e^{-\gamma DT/L} , \quad (19)$$

$$I_{min} = iL2 ((1-D)Ts) = I_{max} e^{-\gamma \frac{(1-D)T}{L}} - V_1 \left(\frac{1-e^{-\gamma(1-D)T/L}}{\gamma} \right) . \quad (20)$$

Substituindo (20) em (19):

$$I_{max}(t) = V_2 \left(\frac{1-e^{-\gamma DT/L}}{\gamma} \right) + \left[I_{max} e^{-\gamma \frac{(1-D)T}{L}} - V_1 \left(\frac{1-e^{-\gamma(1-D)T/L}}{\gamma} \right) \right] e^{-\gamma DT/L} , \quad (21)$$

$$I_{max}(t) = V_2 \left(\frac{1-e^{-\gamma DT/L}}{\gamma} \right) + \left[I_{max} e^{-\gamma \frac{(1-D)T}{L}} * e^{-\gamma DT/L} - V_1 e^{-\gamma DT/L} \left(\frac{1-e^{-\gamma(1-D)T/L}}{\gamma} \right) \right] , \quad (22)$$

$$I_{max} - I_{max} e^{-\gamma T/L} = V_2 \left(\frac{1-e^{-\gamma DT/L}}{\gamma} \right) - V_1 e^{-\gamma DT/L} \left(\frac{1-e^{-\gamma(1-D)T/L}}{\gamma} \right) , \quad (23)$$

$$I_{max} (1 - e^{-\gamma T/L}) = V_2 \left(\frac{1-e^{-\gamma DT/L}}{\gamma} \right) - V_1 \left(\frac{e^{-\gamma DT/L} - e^{-\gamma T/L}}{\gamma} \right) , \quad (24)$$

$$I_{max} = \frac{V_2(1-e^{-\gamma DT/L}) - V_1(e^{-\gamma DT/L} - e^{-\gamma T/L})}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})} . \quad (25)$$

Substituindo (25) em (19):

$$\frac{V_2(1-e^{-\gamma DT/L}) - V_1(e^{-\gamma DT/L} - e^{-\gamma T/L})}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})} = V_2 \left(\frac{1-e^{-\gamma DT/L}}{\gamma} \right) + I_{min} e^{-\gamma DT/L} , \quad (26)$$

$$I_{min} = \frac{\left(V_2(1-e^{-\gamma DT/L}) - V_1(e^{-\gamma DT/L} - e^{-\gamma T/L}) \right) e^{\gamma DT/L}}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})} - V_2 e^{\gamma DT/L} \left(\frac{1-e^{-\gamma DT/L}}{\gamma} \right) , \quad (27)$$

$$I_{min} = \frac{V_2(e^{\gamma DT/L} - 1) - V_1(1 - e^{\gamma T/L(D-1)})}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})} - V_2 \left(\frac{e^{\gamma DT/L} - 1}{\gamma} \right) . \quad (28)$$

O *ripple* é dado pela diferença entre as correntes máxima e mínima, $\Delta I = I_{max} - I_{min}$

Logo:

$$\frac{V_2(1-e^{-\gamma DT/L})-V_1\left(e^{-\gamma DT/L}-e^{-\gamma T/L}\right)}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})}-\left[\frac{V_2(e^{\gamma DT/L}-1)-V_1\left(1-e^{\gamma T/L(D-1)}\right)}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})}-V_2\left(\frac{e^{\gamma DT/L}-1}{\gamma}\right)\right], \quad (29)$$

$$\Delta I = \frac{V_2(1-e^{-\gamma DT/L})-V_1\left(e^{-\frac{\gamma DT}{L}}-e^{-\gamma T/L}\right)-V_2\left(e^{\frac{\gamma DT}{L}}-1\right)+V_1\left(1-e^{\gamma T/L(D-1)}\right)}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})}+V_2\left(\frac{e^{\gamma DT/L}-1}{\gamma}\right), \quad (30)$$

$$\Delta I = \frac{V_2\left(2-\frac{1}{e^{\frac{\gamma DT}{L}}}-e^{\frac{\gamma DT}{L}}\right)+V_1\left(1-e^{\gamma T/L(D-1)}-e^{-\frac{\gamma DT}{L}}+e^{-\gamma T/L}\right)}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})}+V_2\left(\frac{e^{\gamma DT/L}-1}{\gamma}\right), \quad (31)$$

$$\Delta I = \frac{V_2\left(2-\frac{1-e^{-\frac{\gamma DT}{L}}}{e^{\frac{\gamma DT}{L}}}\right)+V_1\left(1-e^{\gamma T/L(D-1)}-e^{-\frac{\gamma DT}{L}}+e^{-\gamma T/L}\right)}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})}+V_2\left(\frac{e^{\gamma DT/L}-1}{\gamma}\right), \quad (32)$$

$$\Delta I = \frac{V_2\left(2-\frac{1-e^{-\frac{\gamma DT}{L}}}{e^{\frac{\gamma DT}{L}}}\right)+V_1\left(1-\frac{e^{\gamma T/L(D)}}{e^{\frac{\gamma T}{L}}}-\frac{1}{e^{\frac{\gamma DT}{L}}}+\frac{1}{e^{\gamma T/L}}\right)}{\gamma(1-e^{-\gamma T/L})}+V_2\left(\frac{e^{\gamma DT/L}-1}{\gamma}\right), \quad (33)$$

2.2.3. Conclusão parcial

Adotando-se uma razão cíclica de operação do circuito $D = 0,5$, pode-se dizer que se trata de uma equalização natural [11]. Após certo tempo de operação do circuito operando desta maneira, as tensões das células das baterias são completamente equalizadas, sendo que o valor das correntes no indutor do circuito aumenta no início do processo e decai no final.

A operação desse circuito, com chaveamento em alta frequência, possibilita a redução dos elementos indutivos ao mesmo tempo em que se pode manter o *ripple* de corrente em valores aceitáveis para garantir vida útil mais prolongada das células de bateria.

Adicionando-se técnicas de comutação não dissipativa, como chaveamento com tensão zero e chaveamento do corrente zero, do inglês ZVS (*Zero Voltage Switch*) e ZCS (*Zero Current Switch*) respectivamente, é possível aumentar a frequência de chaveamento e diminuir o *ripple* de corrente, garantindo menores volumes de indutores e/ou maior vida útil às baterias.

O principal componente que precisa ser reduzido nesta topologia de circuito é o indutor, uma vez que seu custo e tamanho são diretamente relacionados com a corrente que por ele passa e pela energia que transfere. Além disso o elevando *ripple* da corrente nas baterias é alto, fazendo-se necessário a introdução de um filtro capacitivo grande como uma resposta da bateria para correntes de alta frequência [11].

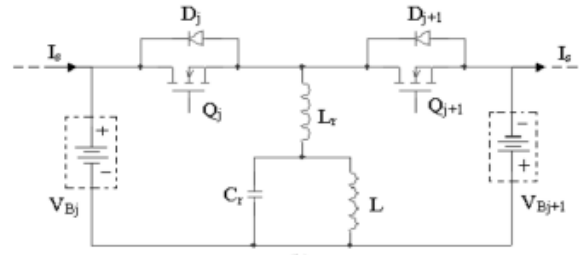
Para se viabilizar a aplicação deste circuito, seria necessário a aplicação de uma técnica de redução dos elementos indutivos, como a compensação do fluxo magnético [11].

2.3. Circuito Conversor Bidirecional Quase-Ressonante Chaveado com corrente nula

O Circuito Conversor Bidirecional Quase-Ressonante Chaveado corrente nula (*Quasi-Resonant Zero-Current-Switching Bidirectional Converter – QRZCS*) é basicamente um conversor *Buck-Boost* modificado que possui corrente de chaveamento nula[12]. Esse chaveamento com corrente nula reduz as perdas nos MOSFETs e aumenta a eficiência do circuito de equalização das baterias.

A Figura 11 mostra a topologia do circuito proposto:

Figura 11 - Circuito Conversor Bidirecional Quase-Ressonante Chaveado com corrente nula



Fonte: [12]

Para se conseguir uma corrente de chaveamento quase-ressonante nula faz-se necessário inserir elementos capacitivos e indutivos, C_r e L_r respectivamente [12]. A diferença do nível de tensão ou a capacidade residual de cada uma das baterias adjacentes é que irá determinar a direção do fluxo de transferência de energia. A energia fluirá sempre da bateria com maior nível de tensão ou capacidade residual para a bateria adjacente.

2.3.1. Etapas de funcionamento

Para o estudo a seguir, será considerado que a bateria V_{Bj} apresenta um nível de tensão maior do que V_{Bj+1} . Além disso, serão feitas as seguintes considerações:

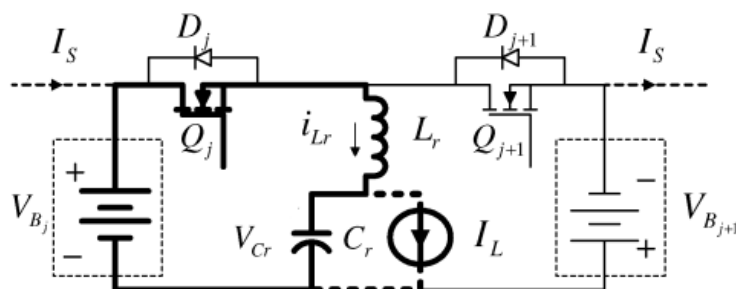
- 1) O indutor L tem um tamanho suficientemente grande para que a corrente que passa por ele seja considerada quase constante, chamada de I_L ;
- 2) Os transistores MOSFETs, são ideais;
- 3) Os elementos reativos do circuito são ideais.

Serão definidas no estudo da primeira etapa de funcionamento do circuito equações gerais que irão auxiliar e facilitar o entendimento do mesmo.

2.3.1.1. Primeira etapa: $t_0 < t < t_1$

Nesta etapa o MOSFET Q_j é ligado em $t=t_0$ e então o indutor L passa a ser carregado conforme a Figura 12:

Figura 12 - Primeira etapa



Fonte: [12]

Obtém-se a (34):

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \int i_{Cr}(t) dt = V_{Bj} \quad (34)$$

Além disso, sabe-se que:

$$i_{Lr}(t) = i_{Cr}(t) + I_L \quad (35)$$

Substituindo (35) em (34):

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \int (i_{Lr}(t) - I_L) dt = V_{Bj} \quad (36)$$

Dividindo os dois lados por L_r e derivando os dois lados de (36), encontra-se (37):

$$\frac{d^2 i_{Lr}(t)}{dt^2} + \frac{i_{Lr}(t)}{C_r L_r} = \frac{I_L}{C_r L_r}. \quad (37)$$

Sabe-se que para frequência de ressonância:

$$X_{Lr} = X_{Cr}; L_r \omega_r = \frac{1}{\omega_r C_r}; \omega_r^2 = \frac{1}{L_r C_r}. \quad (38)$$

Então:

$$\frac{d^2 i_{Lr}(t)}{dt^2} + \omega_r^2 i_{Lr}(t) = I_L \omega_r^2. \quad (39)$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$s^2 I_{Lr}(s) - s i_{Lr}(t_0) - \frac{di_{Lr}(t_0)}{dt} + \omega_r^2 I_{Lr}(s) = \frac{I_L \omega_r^2}{s}, \quad (40)$$

$$v_{Cr}(t_0) + v_{Lr}(t_0) = V_{Bj}, \quad (41)$$

$$v_{Cr}(t_0) + L_r \frac{di_{Lr}(t_0)}{dt} = V_{Bj}, \quad (42)$$

$$\frac{di_{Lr}(t_0)}{dt} = \frac{V_{Bj} - v_{Cr}(t_0)}{L_r}. \quad (43)$$

Para cada etapa, haverá uma tensão inicial no capacitor V_{Cr} e, portanto, faz-se a seguinte consideração:

$$v_{Cr}(t_0) = V_{Cr0}. \quad (44)$$

Substituindo (44) em (43) tem-se:

$$\frac{di_{Lr}(t_0)}{dt} = \frac{V_{Bj} - V_{Cr0}}{L_r}. \quad (44)$$

Além disso, será considerada para cada etapa também uma corrente inicial I_{Lr} :

$$i_{Lr}(t_0) = I_{Lr0}. \quad (45)$$

Fazendo as devidas substituições de (44) e (45) em (40) obtém-se:

$$s^2 I_{Lr}(s) - s I_{Lr0} - \left(\frac{V_{Bj} - V_{Cr0}}{L_r} \right) + \omega_r^2 I_{Lr}(s) = \frac{I_L \omega_r^2}{s}, \quad (46)$$

$$I_{Lr}(s) = \frac{\omega_r^2 I_L}{s(s^2 + \omega_r^2)} + \frac{s I_{Lr0}}{(s^2 + \omega_r^2)} + \left(\frac{V_{Bj} - V_{Cr0}}{L_r} \right) \frac{1}{(s^2 + \omega_r^2)}. \quad (47)$$

Para determinar $i_{Lr}(t)$ deve-se aplicar a transformada inversa de Laplace em (47), entretanto, o termo $\frac{1}{s(s^2 + \omega_r^2)}$ desta equação deverá passar por uma manipulação pelo método de frações parciais:

$$\frac{1}{s(s^2 + \omega_r^2)} = \frac{A}{s} + \frac{Bs - C}{(s^2 + \omega_r^2)}, \quad (48)$$

$$1 = A(s^2 + \omega_r^2) + (Bs - C)s, \quad (49)$$

$$A = -B; A = \frac{1}{\omega_r^2}, B = -\frac{1}{\omega_r^2}; C = 0, \quad (50)$$

$$\frac{1}{s(s^2 + \omega_r^2)} = \frac{1}{\omega_r^2 s} + \frac{s}{\omega_r^2(s^2 + \omega_r^2)}. \quad (51)$$

Fazendo a substituição de (51) em (47) obtém-se:

$$I_{Lr}(s) = I_L \omega_r^2 \left(\frac{1}{\omega_r^2 s} + \frac{s}{\omega_r^2(s^2 + \omega_r^2)} \right) + \frac{s I_{Lr0}}{(s^2 + \omega_r^2)} + \left(\frac{V_{Bj} - V_{Cr0}}{Lr} \right) \frac{1}{(s^2 + \omega_r^2)}, \quad (48)$$

$$I_{Lr}(s) = I_L \left(\frac{1}{\omega_r^2 s} + \frac{s}{\omega_r^2(s^2 + \omega_r^2)} \right) + \frac{s I_{Lr0}}{(s^2 + \omega_r^2)} + \left(\frac{V_{Bj} - V_{Cr0}}{Lr} \right) \frac{1}{(s^2 + \omega_r^2)}. \quad (49)$$

Então, o valor da corrente no domínio do tempo é obtido aplicando-se a Transformada de Laplace inversa em (49):

$$i_{Lr1}(t) = I_L(1 - \cos(\omega_r t)) + I_{Lr0} \cos(\omega_r t) + \left(\frac{V_{Bj} - V_{Cr0}}{Zr} \right) \text{sen}(\omega_r t). \quad (50)$$

A equação (50) é a primeira equação geral determinada para o circuito e que poderá ser adotada para descrever o circuito em todos os períodos que o circuito estiver operando com a malha da Figura 11, sendo necessário apenas que sejam reconsideradas as condições iniciais do capacitor C_r e da corrente $i_{Lr}(t)$.

A próxima equação geral a ser determinada será a equação da tensão V_{Cr} . Sabe-se que:

$$v_{Cr1}(t) + v_{Lr}(t) = V_{Bj}, \quad (51)$$

$$v_{Cr1}(t) = V_{Bj} - v_{Lr}(t), \quad (52)$$

$$v_{Cr1}(t) = V_{Bj} - Lr \frac{di_{Lr}(t)}{dt}. \quad (53)$$

Substituindo a equação (50) em (53):

$$v_{Cr1}(t) = V_{Bj} - Lr \frac{d}{dt} \left(I_L(1 - \cos(\omega_r t)) + I_{Lr0} \cos(\omega_r t) + \left(\frac{V_{Bj} - V_{Cr0}}{Zr} \right) \text{sen}(\omega_r t) \right), \quad (54)$$

$$v_{Cr1}(t) = V_{Bj} - Lr \omega_r \left[(I_L - I_{Lr0}) \text{sen}(\omega_r t) + \left(\frac{V_{Bj} - V_{Cr0}}{Zr} \right) \cos(\omega_r t) \right], \quad (55)$$

$$v_{Cr1}(t) = V_{Bj}(1 - \cos(\omega_r t)) + V_{Cr0} \cos(\omega_r t) + Zr(I_{Lr0} - I_L) \text{sen}(\omega_r t). \quad (56)$$

A equação (56) encontrada é a equação geral da tensão do capacitor sempre que o circuito estiver operando de acordo com a malha da Figura 11, sendo necessário apenas que sejam reconsideradas as condições iniciais de cada etapa.

Para a primeira etapa do circuito, serão consideradas as seguintes condições iniciais [12]:

$$V_{Cr0} = V_{Cr01} = v_{Cr}(t_0) = -V_0, \quad (57)$$

$$I_{Lr0} = I_{Lr01} = i_{Lr}(t_0) = 0. \quad (58)$$

Fazendo as substituições de (57) e (58) em (50) é possível definir qual o tempo t_1 onde $i_{Lr} = I_L$, o que caracteriza o fim da primeira etapa [12]:

$$i_{Lr1}(t_1) = I_L(1 - \cos(\omega_r t_1)) + \left(\frac{V_{Bj} + V_0}{Z_r}\right) \text{sen}(\omega_r t_1) = I_L, \quad (59)$$

$$I_L - I_L \cos(\omega_r t_1) + (c) \text{sen}(\omega_r t_1) = I_L, \quad (60)$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_r} t_g^{-1} \frac{Z_r I_L}{V_{Bj} + V_0}. \quad (61)$$

2.3.1.2. Segunda etapa: $t_1 < t < t_2$

Nesta etapa, Q_j ainda está ligado conduzindo corrente até que atinja $\frac{V_{Bj} + V_0}{Z_r} + I_L$. Para se obter a condição de *Zero Current Switching* (Corrente de Chaveamento Nula) a seguinte condição deve ser atendida:

$$I_L \leq I_0 \leq \frac{V_{Bj} + V_0}{Z_r} + I_L, \quad (62)$$

sendo I_0 a corrente ZCS. A topologia do circuito nesta etapa é a mesma exibida na Figura 12.

Para determinar t_2 pode-se utilizar a mesma equação geral da tensão do capacitor encontrada para a primeira etapa, ou seja, a equação (56), entretanto, é necessário aplicar as novas condições iniciais para o novo intervalo de tempo:

$$V_{Cr}(t) = V_{Cr02} = -V_{Bj+1}. \quad (63)$$

Substituindo (63) em (56):

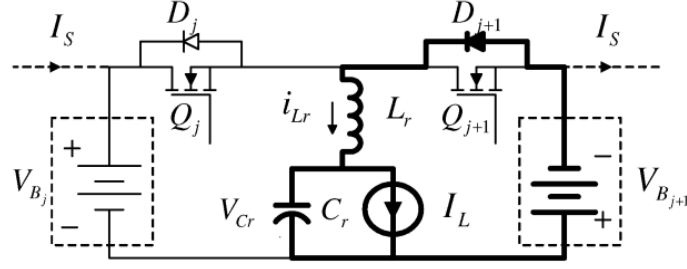
$$v_{Cr}(t_2) = -V_{Bj+1} = V_{Bj}(1 - \cos(\omega_r t_2)) + V_{Cr02} \cos(\omega_r t_2) + Z_r(I_{Lr02} - I_L) \text{sen}(\omega_r t_2), \quad (64)$$

$$t_2 = \frac{1}{\omega_r} \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_{Bj} + V_{Bj+1}}{V_{Bj} - V_{Cr02}} \right). \quad (65)$$

2.3.1.3. Terceira etapa: $t_2 < t < t_3$

Quando Q_j desliga em $t = t_2$, a corrente do indutor ressonante automaticamente força o diodo D_{j+1} a entrar em condução e consequentemente a bateria V_{Bj+1} passa a ser carregada. Esta etapa de funcionamento do circuito pode ser representada pela Figura 13:

Figura 13 - Terceira Etapa



Fonte: [12]

Como nesta etapa a topologia do circuito sofre uma pequena alteração, com a entrada da bateria V_{Bj+1} , faz-se necessário a definição de uma nova equação geral. A equação geral da terceira etapa será semelhante a equação da quinta etapa também, entretanto, cada uma com suas especificações relacionadas as condições iniciais para cada período e condições dinâmicas do circuito.

A definição da equação geral da terceira etapa é feita pelo mesmo método da equação geral das etapas anteriores e é definida por (66):

$$i_{Lr3}(t) = I_L(1 - \cos(\omega_r t)) + I_{Lr03} \cos(\omega_r t) - \frac{V_{Bj+1} + V_{Cr03}}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t), \quad (66)$$

sendo $I_{Lr03} = i_{Lr3}(t_2)$, a condição inicial da corrente i_{Lr} no período e $V_{Cr}(t_2) = V_{Cr03}$ a tensão inicial no capacitor V_{Cr} no período.

Seguindo também o raciocínio da primeira etapa, pode-se obter a equação geral da tensão no capacitor C_r , representada por (69)

$$v_{Cr3}(t) = -V_{Bj+1} - v_{Lr}(t) = -V_{Bj+1} - L_r \frac{d i_{Lr3}(t)}{dt}, \quad (67)$$

$$v_{Cr3}(t) = -V_{Bj+1} - L_r \frac{d \left(I_L(1 - \cos(\omega_r t)) + I_{Lr03} \cos(\omega_r t) - \frac{V_{Bj+1} + V_{Cr03}}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t) \right)}{dt}, \quad (68)$$

$$v_{Cr3}(t) = V_{Bj+1}(-1 - \cos(\omega_r t)) - I_L Z_r \text{sen}(\omega_r t) - I_{Lr03} \cos(\omega_r t) - V_{Cr03} \cos(\omega_r t). \quad (69)$$

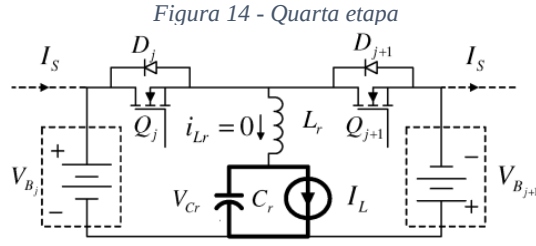
No final desta etapa, a corrente i_{Lr3} , responsável pelo carregamento da bateria V_{Bj+1} cai até ficar nula em $t=t_3$. Com isto, pode-se determinar t_3 utilizando-se (66):

$$i_{Lr3}(t_3) = 0 = I_L(1 - \cos(\omega_r t_3)) + I_{Lr03} \cos(\omega_r t_3) - \frac{V_{Bj+1} + V_{Cr03}}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t_3), \quad (70)$$

$$t_3 = \frac{-2}{\omega_r} Tg^{-1} \left[\frac{V_{Bj+1} + V_{Cr03}}{Z_r(I_{Lr03} - 2I_L)} - \sqrt{\frac{I_{Lr03}}{(I_{Lr03} - 2I_L)} + \frac{(V_{Bj+1} + V_{Cr03})^2}{Z_r^2(I_{Lr03} - 2I_L)^2}} \right]. \quad (71)$$

2.3.1.4. Quarta etapa: $t_3 < t < t_4$

Esta etapa pode ser representada pela Figura 14:



Neste intervalo Q_j e D_{j+1} estão desligados e a corrente no indutor L_r é nula uma vez que foi completamente descarregada em V_{Bj+1} . Neste caso, basta descrever a equação do capacitor pela sua definição:

$$v_{Cr4}(t) = V_{Cr04} - \frac{1}{C_r} \int I_L dt . \quad (72)$$

Em $t = t_4$, o capacitor terá descarregado completamente em L . Sendo $v_{Cr}(t_3) = V_{Cr04}$ e $i_{Cr4}(t) = -I_L$ a determinação de t_4 é dada por:

$$v_{Cr4}(t_4) = 0 = V_{Cr04} - \frac{1}{C_r} \int I_L dt , \quad (73)$$

$$t_4 = V_{Cr04} \frac{C_r}{I_L} . \quad (74)$$

2.3.1.5. Quinta etapa: $t_4 < t < t_5$

Quando a corrente do capacitor $i_{Cr5}(t)$ é menor do que I_L , um estágio de roda-livre entre V_{Bj+1} , L e o diodo de roda-livre D_{j+1} ocorre. Neste intervalo, o circuito equivalente é semelhante ao da terceira etapa representado pela Figura 13 e a corrente $i_{Lr5}(t_4) = i_{Lr5}(t_5) = I_{Lr05} = 0$ [12].

Essas condições de contorno são suficientes para se determinar de maneira aproximada o tempo t_5 utilizando (66) e fazendo as substituições das condições de contorno da etapa, conforme os passos a seguir:

$$i_{Lr5}(t_5) = I_L(1 - \cos(\omega_r t_5)) + I_{Lr05} \cos(\omega_r t_5) - \frac{V_{Bj+1} + V_{Cr05}}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t_5), \quad (74)$$

$$0 = I_L(1 - \cos(\omega_r t_5)) + -\frac{V_{Bj+1} + V_{Cr05}}{Z_r} \text{sen}(\omega_r t_5) , \quad (75)$$

$$t_5 = \frac{2}{\omega_r} T g^{-1} \left(\frac{V_{Bj+1} + V_{Cr05}}{Z_r I_L} \right). \quad (76)$$

2.3.2. Conclusão parcial

Com os tempos que definem o início e fim de cada uma das etapas de funcionamento do circuito, pode-se dimensionar os elementos passivos do circuito de acordo com as baterias que terão suas tensões equalizadas.

O Circuito Conversor Bidirecional Quase-Ressonante Chaveado com Corrente Nula tem um custo mais elevado e implementação mais complexa do que os outros dois circuitos apresentados, entretanto, podes-se verificar diversas vantagens em contraponto, sendo as principais citadas a seguir [12]:

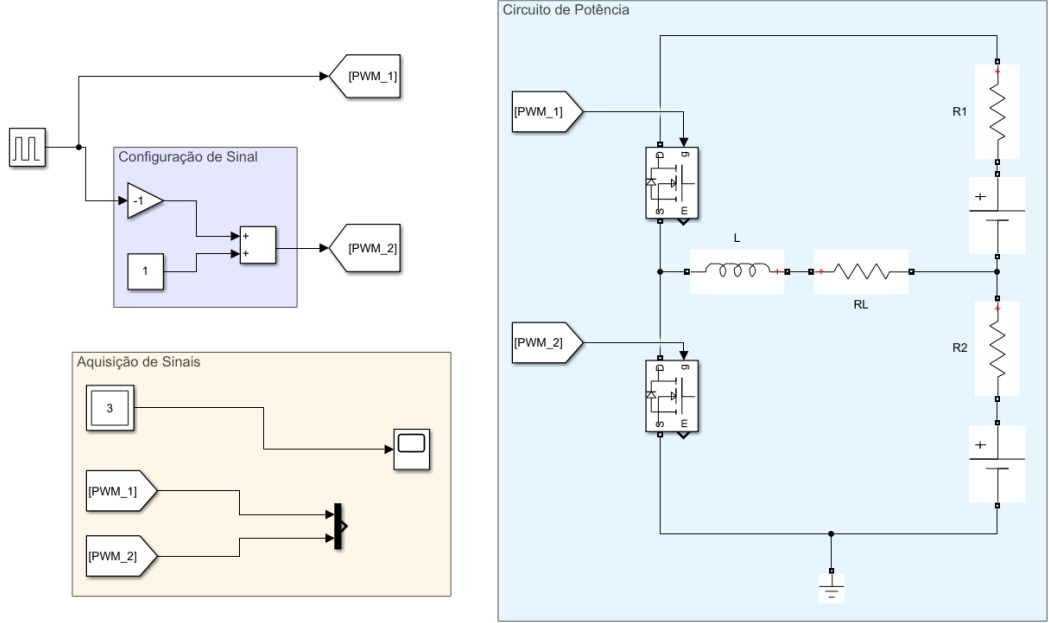
- a) Os MOSFETs são utilizados em ZCS mas não são ligados da mesma maneira, e isso pode gerar pequenas perdas. Entretanto, no geral, ainda há ganhos significativos de eficiência em relação aos outros conversores [12];
- b) A eficiência da transferência de energia é entre 20% a 30% maior do que em relação ao circuito equalizador utilizando o Conversor *Buck-Boost* [12];
- c) As formas de onda de chaveamento nos conversores têm característica senoidal e com isso, as emissões eletromagnéticas na fonte de carregamento das baterias podem ser suprimidas [12];
- d) Como o circuito apresenta menos elementos, é possível adequar o equalizador em *designs* modulares capazes de atender aplicações de baterias de Íon-Lítio de baixa tensão.

3. Simulações

Serão apresentados a seguir as simulações, feitas no MATLAB®/SIMULINK, realizadas durante o estudo do circuito Conversor *Buck-Boost hard*.

O circuito montado na simulação é apresentado na Figura 15:

Figura 15 - Conversor Buck-Boost controlado por PWM feito no SIMULINK



Fonte: Autor

Foram considerados para a simulação os seguintes parâmetros descritos na Tabela 1:

Tabela 1- Valores dos parâmetros utilizados na simulação do equalizador Buck-Boost hard

Descrição	Parâmetro	Valor	Unidade
Resistência internas da bateria V1	R_1	0,001	Ω
Resistência internas da bateria V2	R_2	0,001	Ω
Resistência série do indutor	R_L	0,001	Ω
Resistência em condução do MOSFET P	R_P	0,001	Ω
Resistência em condução do MOSFET N	R_N	0,001	Ω
Indutor armazenador de energia	L	3×10^{-4}	H
Razão cíclica	D	0,5	Adimensional
Frequência de chaveamento	F_s	30×10^3	Hz
Período de chaveamento	T	$\frac{1}{F_s}$	s

Os parâmetros escolhidos para a realização das simulações foram determinados de maneira aleatória visando apenas conseguir fazer uma análise do circuito em torno do que se é esperado independente dos valores. As resistências internas das baterias, por exemplo, são informações fornecidas

nos datasheets dos fabricantes e, portanto, não são parâmetros a serem projetados. Ao passo que o indutor do circuito deverá ser projetado quando houver a necessidade de uma verificação experimental do funcionamento do circuito.

O circuito da Figura 15 é o mesmo da Figura 7 com a inclusão de um bloco/subsistema chamado de “Configuração de Sinal” onde o sinal do gerador de onda é tratado para gerar a complementaridade dos sinais de controle dos MOSFETs que atuam como interruptores.

Para uma boa análise do circuito, é interessante observar o comportamento das correntes nos resistores R1, R2 e RL uma vez que essas correntes podem ser relacionadas diretamente a equalização das baterias. O comportamento das correntes pode ser verificado na Figura 16.

Nos gráficos da Figura 16 as correntes nos resistores R1, R2 e RL são representadas pelas cores azul, verde e vermelho respetivamente. A Figura 17 apresenta as correntes com maior detalhamento do seu comportamento enquanto a Figura 18 mostra com mais de detalhes apenas a corrente do indutor, facilitando a visualização do *ripple* característico de funcionamento do circuito.

Ao simular o circuito de acordo com as condições acima obteve-se os seguintes resultados, comparados aos valores obtidos através das equações (25) e (28):

Tabela 2 - Comparação entre resultados teóricos (calculados algebricamente) e de simulação

	Valor da Simulação	Valor Calculado pelas Equações	Diferença Simulação- Teórico (%)
Imáx	4,298 (A)	4,210 (A)	2,09
Imin	4,212 (A)	4,1236 (A)	2,14
Imed	4,255 (A)	4,1667 (A)	2,11
ΔI	0,0856 (A)	0,0861 (A)	0,58

Observa-se nos dados da Tabela 2 uma diferença entre os valores obtidos na simulação e os valores calculados. Essa diferença pode ser gerada por conta do grau de fidelidade do modelo da simulação em relação ao circuito real e/ou também pelos métodos de cálculos e aproximações feitas na simulação.

Figura 16 - Comportamento das Correntes

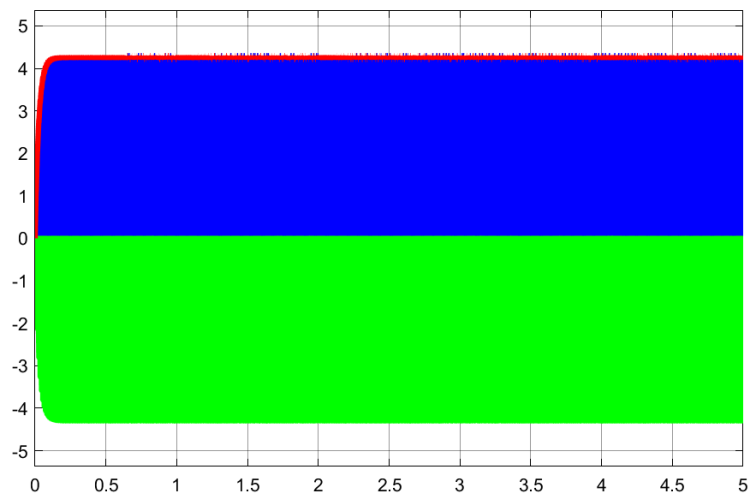


Figura 17 - Comportamento detalhado das correntes

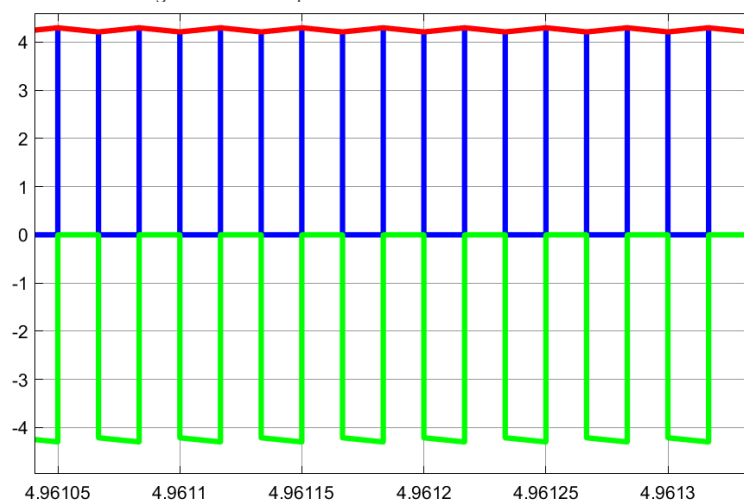
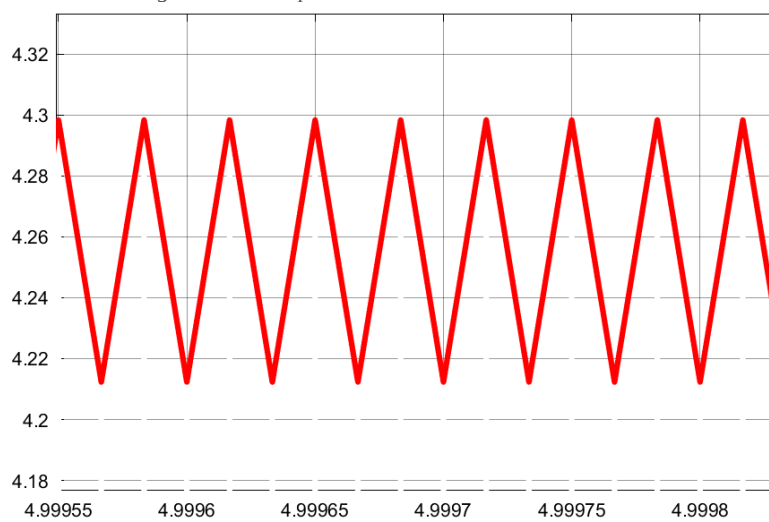
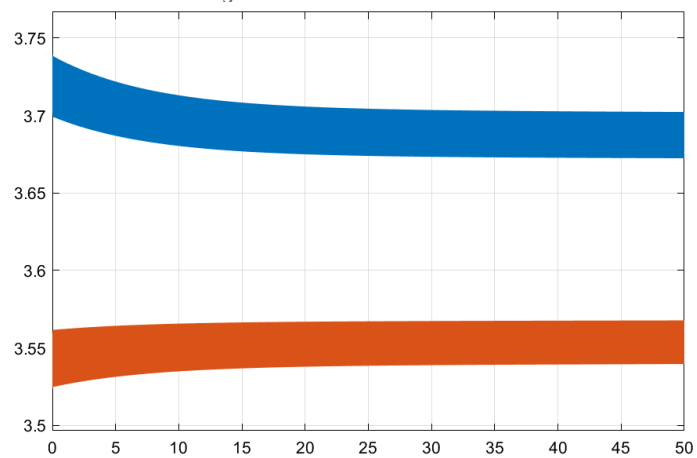


Figura 18 - Comportamento da corrente no indutor "L"



Pode-se verificar na Figura 19 a tendência das tensões das baterias B1 e B2, em azul e laranja respectivamente, se igualarem se for dado o tempo suficiente de operação para tal.

Figura 19 - Tensão das baterias



Fonte: Autor

4. Conclusão

O Circuito Conversor Bidirecional Quase-Ressonante Chaveado com corrente nula apresenta, em relação ao Circuito Multiplicador de Tensão e ao Conversor *Buck-Boost hard*, melhores características para a equalização de tensão em células de baterias de íon Lítio em série.

Pode-se concluir que, em relação ao Circuito Multiplicador de Tensão, o derivado do *Buck-Boost* possibilita maior fluxo de potência por não sofrer limitações derivadas de elementos capacitivos, o quais podem elevar os valores instantâneos de corrente responsáveis pela transferência de energia entre as baterias. Essas correntes podem danificar componentes ativos do circuito, como os elementos de chaveamento, e inclusive as próprias baterias.

Quando se compara o conversor *Buck-Boost* Quase-Ressonante com o Conversor *Buck-Boost hard*, pode-se verificar a relevância das perdas de energia dissipada nos MOSFETs na estrutura *hard*, o que reduz o rendimento do conversor. Além disso, o nível do ripple das correntes de equalização neste circuito fica limitado por um compromisso entre valor da indutância utilizada e frequência de chaveamento. Tais parâmetros determinam o peso e o volume do circuito, impactando ainda no custo, sendo que a composição de todas essas variáveis determina a viabilidade da solução.

O Circuito Conversor *Buck-Boost* Bidirecional Quase-Ressonante ZCS apresenta propriedades importantes, como a redução das perdas por chaveamento dos MOSFETs, aumento do rendimento na equalização e extensão significativa da vida útil das baterias e da capacidade do banco de baterias.

Este trabalho fica disponível como base para futuros estudos e desenvolvimentos do Circuito Conversor *Buck-Boost* Bidirecional Quase-Ressonante ZCS.

O desenvolvimento teórico do trabalho como um todo proporcionou ao discente o conhecimento de análise, equacionamento e desenvolvimento teórico de circuitos elétricos bem como identificar quais são os pontos relevantes de cada etapa de funcionamento dos circuitos estudados e como dar a atenção devida a esses pontos.

5. Bibliografia

- [1] IMO define metas mais rigorosas de emissões para novos navios. Portos e Navios, 2019. Disponível em: <<https://www.portosenavios.com.br/noticias/navegacao-e-marinha/imo-define-metas-mais-rigorosas-de-emissoes-para-novos-navios/>>. Acesso em: 20 de jun. de 2020.
- [2] STANLEY WHITTINGHAM, M. History, Evolution, and Future Status of Energy Storage. Proceedings of THE IEEE, Vol 100, 13 de maio de 2012.
- [3] CARLEN, M. KOTZ, R. Principles and applications of electrochemical capacitor. Science Direct, 2000. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S001346860003546/>>. Acesso em: 30 de maio de 2020.
- [4] P. Simon and Y. Gogotsi, B Materials for electrochemical capacitors, Nature Mater., vol. 7, pp. 845–854, 2008.
- [5] COUTO, Joaquim Rodrigues Carneiro de Sá. Armazenamento de Energia. 2012. Dissertação (Mestrado). Curso de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2012.
- [6] F. R. Gamble, J. H. Osiecki, M. Cais, R. Pishardy, F. J. Disalvo, and T. H. Geballe, B. Intercalation complexes of Lewis bases and layered sulfides: A large class of new superconductors, Science, vol. 174, pp. 493–497, 1971.
- [7] . FLANDROIS, S. SIMON, B. Carbon materials for lithium-ion rechargeable batteries. Centre de Recherche Paul Pascal, Carbon 37 (1999) 165–180.
- [8] Introduction to Lithium Ion Solutions for Data Center 3 Phase UPS. Bicsi.Org, 2017. Disponível em:<https://www.bicsi.org/docs/default-source/conference-presentations/2017-winter/introduction-to-lithium-ion-solutions.pdf?sfvrsn=c17a959_2/> Acesso em: 13 de mar. de 2020.
- [9] GALLARDO-LOZANO, J; et al. Battery equalization active methods. Journal of Power Sources, Volume 246, 15 de Janeiro de 2014, páginas 934-949. University of Extremadura, School of Industrial Engineering, Avda.
- [10] UNO, M. TANAKA, K. Single-Switch Single-Inductor Equalization Charger Using a Voltage Multiplier for Series-Connected Energy Storage Modules. 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011.
- [11] T.H. Phung, J. Crebier, A. Chureau, A. Collet, T. Van Nguyen, in: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-sixth Annual IEEE, 2011, pp. 1374-1381.
- [12] T. Hoon Kim, N. Ju Park, R. Young Kim, D. Seok Hyun, in: Proc. Twentyseventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC), pp. 2590-2595.