



TÉCNICO
LISBOA

Sistema de equilíbrio de tensões em sistemas de armazenamento de energia com supercondensadores

Rodolfo Filipe Correia dos Reis

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador(es): Prof. Doutor José Fernando Alves da Silva

Júri

Presidente: Prof. Célia Maria Santos Cardoso de Jesus

Orientador: Prof. Doutor José Fernando Alves da Silva

Vogal: Prof. Vitor Manuel de Carvalho Fernão Pires

Junho 2019

Declaração

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.

Agradecimentos

Em primeiro lugar quero apresentar os meus mais sinceros agradecimentos ao meu Orientador Professor Doutor Fernando Alves da Silva por me ter possibilitado a oportunidade de realizar esta dissertação, pela sua constante e paciente disponibilidade, pela sua motivação, conhecimento transmitido e enorme sabedoria que me ajudou a desenvolver o trabalho ao longo destes longos e duros meses.

Quero agradecer aos meus pais pelo esforço que fizeram para me proporcionar uma boa formação académica e ao meu irmão que apesar de estar muito ocupado com o trabalho disponibilizou o devido tempo para me ajudar e orientar.

Quero agradecer à minha namorada, Inês Fernandes. Sem o suporte dela, penso que não conseguiria ultrapassar as dificuldades durante estes anos.

A todos os que contribuíram para a minha formação académica deixo aqui o meu agradecimento. Obrigado!

Resumo

Esta dissertação têm como objetivo analisar e desenvolver um sistema de equilíbrio de tensões para operação de tecnologias de armazenamento de energia elétrica compostas por supercondensadores.

Para isso, obtém-se um modelo elétrico de supercondensador. A precisão deste modelo é avaliada experimentalmente. Foi obtido um resultado simulado muito similar ao observado experimentalmente.

Geralmente os supercondensadores suportam tensões muito reduzidas, entre 2 a 3 volts. Os sistemas de armazenamento com supercondensadores, usam dezenas ou centenas de supercondensadores ligados em série. Sendo carregados em série, as pequenas variações das suas propriedades (capacidade, correntes de fuga) levam ao desequilíbrio das tensões nos supercondensadores da série. Para resolver esta questão, desenvolve-se um sistema de gestão do processo de carga, ou seja, da tensão aos terminais dos supercondensadores da série tendo em conta custos, desempenho, tamanho e rendimento.

Os sistemas de equilíbrio das tensões nos supercondensadores mais simples de implementar e de dimensionar são os sistemas de equilíbrio passivo. No entanto, estes sistemas, comprometem a energia útil a fornecer pelos supercondensadores. Por este motivo são estudados e analisados sistemas de equilíbrio ativo.

Obtido um sistema de equilíbrio ativo satisfatório é desenvolvido o respetivo Protótipo, sendo um Conversor de Potência com a função de equilíbrio ativo das tensões nos supercondensadores. O protótipo permitiu validar os correspondentes modelos e simulações, sendo que, faltou apenas considerar o efeito pelicular.

Palavras-chave: supercondensador, modelo dinâmico, sistema de gestão da carga dos supercondensadores, equilíbrio das tensões nos supercondensadores ativo, protótipo.

Abstract

This dissertation aims to analyse and develop a voltage balancing system for the operation of storage technologies of storage of electrical energy in supercapacitors.

For this, an electric supercapacitor model is analysed. The accuracy of this model is evaluated experimentally. The obtained simulated result was very similar to that observed experimentally.

Generally supercapacitors withstand very low voltages, between 2 to 3 volts. Supercapacitor storage systems use dozens or hundreds of supercapacitors connected in series. Being connected in series, the smallest variations of its properties (capacity, leakage currents) lead to unbalance of the voltages in the supercapacitors of the series. In order to solve this issue, load management systems are developed, that is, the terminal voltage of the supercapacitors of the series taking into account costs, performance, size and efficiency.

The simplest balance systems of the voltages in the supercapacitors to implemented and to design are the passive balance systems. However, these systems compromise the useful energy to be supplied by the supercapacitors. For this reason, active equilibrium systems are studied and analysed.

Obtaining a satisfactory active balance system, the respective prototype is developed, being a Power Converter with active balance of the supercapacitors voltages. The prototype allowed to validate the corresponding models and simulations, and the only electromagnetic effect left to consider was the skin effect.

Keywords: supercapacitors, dynamic model, load management system, active balance system, prototype.

Conteúdo

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Figuras	xv
Lista de Símbolos	xix
Glossário	xxiii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Estrutura da dissertação	2
2 Supercondensadores: funcionamento, modelos e sistemas de equilíbrio de carga	3
2.1 Modelo dinâmico de um supercondensador	3
2.1.1 Funcionamento de supercondensadores [1853-1924]	3
2.1.2 Modelo dinâmico de um supercondensador	7
2.2 Sistema de gestão da carga dos supercondensadores	13
2.2.1 Equilíbrio passivo das tensões nos supercondensadores	16
2.2.2 Equilíbrio ativo das tensões nos supercondensadores	18
3 Simulação dos processos de equilíbrio de tensões em supercondensadores	29
3.1 Modelo dinâmico de um supercondensador	29
3.1.1 Parâmetros obtidos experimentalmente	30

3.1.2	Verificação e validação	31
3.2	Sistema de gestão de carga dos supercondensadores	34
3.2.1	Equilíbrio passivo das tensões nos supercondensadores	35
3.2.2	Equilíbrio ativo das tensões nos supercondensadores	40
4	Protótipo do sistema de equilíbrio da tensão em supercondensadores	45
4.1	Ciclo de trabalho a 50%	46
4.2	Controlo de corrente não linear	48
5	Conclusões	51
	Bibliografia	53
A	Fichas técnicas	55
A.1	Maxwell 100F Supercapacitor	55
A.2	ELNA 200F Supercapacitor	56
A.3	Diodo ROHM SCS320AHG - $V_F = 1.35V$	58
A.4	Diodo DSEI 12-10A - $V_F = 2.7V$	60
A.5	MOSFET STMicroelectronics STD134N4F7AG - $V_{DS} = 40V$	62
A.6	Zener VISHAY BZX85C2V7 - $V_Z = 2.7V$	63
A.7	Comutação na topologia com bloqueio de corrente Diodo-Mosfet, exemplo	64
A.8	Rendimentos - Equilíbrio Passivo	65
A.9	Microcontrolador PIC - Código	66
A.10	Protótipo - Componentes	70

Lista de Tabelas

2.1	Tolerância de um supercondensador	13
2.2	Número de componentes necessários nas topologias passivas	19
2.3	Número de componentes necessários nas topologias ativas	19
2.4	Descarregar/Carregar a célula k	20
2.5	Equilibrar supercondensadores ij	21
2.6	Descarregar i → Carregar j	22
2.7	Corrente na Bobina	22
2.8	Situações para o estado preparação	23
2.9	Carregar i → Descarregar j	23
3.1	Modelo elétrico - parâmetros obtidos	31

Lista de Figuras

2.1	Ilustração do modelo de Helmholtz	4
2.2	Modelo equivalente - Condensador	4
2.3	Resultado por Gouy-Chapman	5
2.4	Curva da capacidade em função da concentração de iões	5
2.5	Modelo de Stern	6
2.6	Modelo equivalente de Stern	6
2.7	Pré redistribuição	7
2.8	Após redistribuição	7
2.9	Modelo equivalente - Stern	8
2.10	Modelo equivalente - Acréscimo de R_{ESR}	8
2.11	Modelo dinâmico do supercondensador	8
2.12	Esquema ilustrativo dos ramos do modelo dinâmico de um supercondensador num ensaio prático	9
2.13	Circuito a analisar na fase de carregamento a corrente constante, I	10
2.14	Circuito a analisar após desligar a fonte de corrente	11
2.15	Sistemas de equilíbrio em supercondensadores	15
2.16	Esquema das topologias passivas por cada célula	16
2.17	Curva característica do comportamento do Diodo em sua polarização direta e inversa	17
2.18	Topologia com um indutor - patente de invenção nacional n.º 106681	18
2.19	Topologia com um indutor - modificada	18
2.20	Topologia com múltiplos indutores	19
2.21	Descarregando a célula 1	20
2.22	Carregando a célula 1	20

2.23 Diagrama de Estados	20
2.24 Estado final do equilíbrio do par 31	23
2.25 Estado inicial do equilíbrio do par 32	23
2.26 Estado 1: "Set"	23
2.27 Bloqueio de Corrente com MOSFETs	24
2.28 Equilíbrio de tensões de um par de células	25
2.29 Circuito equivalente e notação usada no sistema de equilíbrio de múltiplos indutores	26
3.1 Gráfico da tensão com os pontos de tensão e tempo anotados para a obtenção dos parâmetros	30
3.2 Simulação do modelo dinâmico de um supercondensador	32
3.3 Simulação do modelo dinâmico de um supercondensador - reajuste	33
3.4 Simulação do modelo RC de um supercondensador	33
3.5 Corrente contínua em função do incremento da temperatura	34
3.6 Parâmetros do Zener no Simulink	36
3.7 Simulação do sistema de equilíbrio passivo com Diodos	37
3.8 Simulação do sistema de equilíbrio passivo com MOSFETs	37
3.9 Simulação do sistema de equilíbrio passivo com Diodos, $\bar{V}_F = 0.9V$	38
3.10 Simulação do sistema de equilíbrio passivo com Zeners	39
3.11 Simulação: Topologia com um indutor com bloqueio de corrente Diodo-MOSFET	40
3.12 Simulação: Topologia com um indutor com bloqueio de corrente MOSFET-MOSFET	40
3.13 Rendimentos: Topologia de um Indutor	41
3.14 Simulação: Ciclo de trabalho a 50%, $\delta = 0.5$	42
3.15 Simulação: Ciclo de trabalho dinâmico, $\delta = 0.5 + 0.2 \cdot (v_{c_i} - v_{c_{i+1}})$	42
3.16 Simulação: Controle de corrente não linear	42
3.17 Rendimentos: Topologia de múltiplos Indutores	43
4.1 Topologia de múltiplos indutores	45
4.2 Ensaio para obter a capacidade do primeiro supercondensador	46
4.3 Ensaio para obter a capacidade do segundo supercondensador	46
4.4 Resultado Laboratorial: Ciclo de trabalho a 50%	47

4.5	Simulação: Ciclo de trabalho a 50%	47
4.6	Curto Circuito - Regime Permanente	48
4.7	Resultado Laboratorial: Controlo de corrente não linear. ΔI_L	49
4.8	Resultado Laboratorial: Controlo de corrente não linear. t_{ON}	49
4.9	Simulação: Controlo de corrente não linear.	49
A.1	Topologia com múltiplos indutores	64
A.2	Rendimento com a topologia passiva: Diodo	65
A.3	Rendimento com a topologia passiva: Mosfet	65
A.4	ZSPM9010	70
A.5	ZSPM8010	71
A.6	IRF7910PbF	71
A.7	SI8274	72
A.8	SI8274ISO-KIT	72

Lista de Símbolos

Sobrescritos

δ	Ciclo de trabalho
η	Rendimento
γ	Variável usada na topologia de múltiplos indutores que pode tomar o valor de 0 ou 1 consoante o Mosfet acionado
τ	Constante de tempo de um circuito RC em série
C	Capacidade equivalente do Supercondensador
C_d	capacidade de Difusão
C_h	capacidade de Helmholtz
C_i	Capacidade do Supercondensador i ($i=1,2,3,4$) na topologia de múltiplos indutores
C_r	Capacidade do mecanismo de auto-descarga
C_{equ}	Capacidade equivalente, paralelo da capacidade de Helmholtz e de Difusão
$E_{0/f}$	Energia inicial, E_0 e energia final E_f
e_{v_c}	Erro de controlo definido na condição de estabilidade de Lyapunov, sendo a diferença de tensão entre o par de supercondensadores, $e_{v_c} = v_{c1} - v_{c2}$
i	Corrente do modelo equivalente do Supercondensador após desligar a fonte de corrente
i_k	Correntes na topologia de múltiplos Indutores, $k=1,2$
i_L	Corrente na Bobina na topologia de múltiplos Indutores
$i_{C_{equ}}$	Corrente a passar na capacidade equivalente, paralelo da capacidade de Helmholtz e de Difusão
I_D	Corrente de drenagem contínua no Mosfet
I_F	Corrente máxima contínua no sentido direto no Diodo

I_{ZM}	Corrente máxima que o Zener suporta quando inversamente polarizado
k	Constante referente à condição de estabilidade de Lyapunov, $k > 0$
L	Indutância da Bobina
P^{te}	Valor de potência constante
P_{IN}	Potência de entrada
P_{Losses}	Potência de perdas
P_{OUT}	Potência de saída
P_U	Potência fornecida pela fonte
P_{ZM}	Potência de dissipação máxima do Zener
Q	Carga Elétrica
r_l	Resistência equivalente da bobina
R_r	Resistência do mecanismo de auto-descarga
R_{ESR}	Resistência em série equivalente
r_{ON}	Resistência do Mosfet quando em condução
R_{tm}	Resistência na topologia passiva com recurso ao Mosfet
S_i	Variável de comando dos Mosfets na topologia de múltiplos Indutores, $k=1,2$
T	Tempo decorrido em uma oscilação (período)
V	Tensão aos terminais do Supercondensador
v_a	Tensão aos terminais da Bobina na topologia de múltiplos Indutores
V_{CR}	Tensão da Capacidade do mecanismo de auto-descarga
$V_{C_{equ}}$	Diferença de potencial da capacidade equivalente, paralelo da capacidade de Helmholtz e de Difusão
V_{ci}	Tensão ao terminal do Supercondensador i ($i=1,2$)
V_C	Tensão da capacidade equivalente, paralelo da capacidade de Helmholtz e de Difusão
V_{DS}	Tensão Dreno-Source no Mosfet
V_F	Tensão de queda direta do Diodo
V_f	Tensão final aos terminais dos Supercondensadores quando, no enaio, para de descarregar os Supercondensadores e passa os a carregar

V_i' Tensão de dois pontos próximos na curva de carregamento, $i=1,2$

$V_{nominal}$ Tensão nominal do Supercondensador

$V_{Surge\ voltage}$ tensão máxima suportada pelo Supercondensador

V_Z Tensão de Zener

Glossário

- DLC** Acrónimo para o termo em Inglês: *Electrochemical Double-Layer Capacitor*.
- MOSFET** Acrónimo para o termo em Inglês: *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*.
- NEC** Acrónimo para o termo em Inglês: *Nippon Electric Company*.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Supercondensador, ou ultracondensador são nomes registados (por *NEC* e *Maxwell*, respetivamente) que denominam condensadores de dupla camada, representado em Inglês por *DLC, Electrochemical Double-Layer Capacitor*.

Ao contrário das baterias, que produzem e armazenam energia por reações químicas, os supercondensadores armazenam energia num campo elétrico. Este tipo de armazenamento concede aos supercondensadores uma elevada densidade de potência, um amplo alcance de temperaturas de funcionamento, mais de um milhão de ciclos sem perda de desempenho e uma elevada resistência a choques e vibrações.

As tecnologias de armazenamento de energia têm sido alvo de sucessivos avanços tecnológicos, por forma a acompanhar a crescente demanda de energia por parte do ser humano. A par do aumento do consumo de energia e a maior dependência relativamente às fontes de energia renováveis e a sistemas elétricos, coloca novos desafios às tecnologias de armazenamento convencionais, tal como a capacidade de fornecer ou armazenar num curto espaço de tempo uma elevada quantidade de energia.

Os supercondensadores suportam atualmente tensões da ordem dos 2-3V. Para conseguir as tensões de 300-500V necessárias em muitas aplicações, é necessário colocar em série um elevado número de supercondensadores.

Esta serie de supercondensadores pode ser carregada a uma certa corrente, obtendo-se em todos os supercondensadores da série a mesma tensão, caso fossem rigorosamente todos iguais. Na prática os valores dos parâmetros que caracterizam um supercondensador, incluindo o valor de uma capacidade equivalente, sofrem variações da ordem dos -10% a +20% devido a tolerâncias dos processos de fabrico. Consequentemente supercondensadores de capacidades diferente, apresentarão tensões diferentes para uma mesma carga, o que constitui o problema principal a resolver nesta tese.

1.2 Objetivos

Esta dissertação têm como objetivo analisar e desenvolver um sistema de equilíbrio de tensões para operação de tecnologias de armazenamento de energia elétrica compostas por supercondensadores. Assim, foram estabelecidas as seguintes objetivos parcelares:

- Compreender e identificar soluções para equilíbrio das tensões em estruturas de supercondensadores, revisão do estado da arte;
- Desenvolver novas estruturas topológicas para equilíbrio de tensões nos supercondensadores;
- Obter sistemas de controlo para uma estrutura modular escalável,
- Obter e discutir resultados de experimentais e de simulação referentes ao modelo dinâmico do supercondensador utilizado no laboratório e aos sistemas de equilíbrio de carga.

1.3 Estrutura da dissertação

Tendo em vista os objetivos definidos para este trabalho, o presente documento encontra-se dividido em cinco capítulos, nos quais se abordam as matérias essenciais ao desenvolvimento deste projeto.

Após o presente capítulo introdutório, onde se apresentam a motivação e os objetivos deste trabalho, no capítulo 2 secção 2.1 é apresentado e explicado o modelo dinâmico do supercondensador e na secção 2.2 são apresentados diversos sistemas passivos e ativos para a gestão de equilíbrio dos supercondensadores.

O capítulo 3 está também dividido em duas subsecções. Na secção 3.1 são apresentados os parâmetros obtidos do modelo dinâmico do supercondensador e além disso o modelo dinâmico do supercondensador é simulado em Simulink com os parâmetros obtidos e comparado com os resultados reais. Na secção 3.2 é averiguado o desempenho dos sistemas de gestão de carga em ensaios simulados de carga e descarga.

No capítulo 4 é realizado um protótipo de um sistema de gestão de carga dos supercondensadores com dois sistemas de controlo.

O capítulo 5 apresenta as conclusões e propostas para trabalho futuro.

Capítulo 2

Supercondensadores: funcionamento, modelos e sistemas de equilíbrio de carga

2.1 Modelo dinâmico de um supercondensador

Uma das formas de ter um melhor entendimento das características de um novo sistema é através de simulações que por sua vez requer a capacidade de modelar matematicamente esse sistema. Um modelo simples e com elementos conhecidos permite ao engenheiro, em pouco tempo, avaliar e analisar o sistema.

Dependendo da precisão requerida modelar um supercondensador com uma resistência e uma capacidade pode ser insuficiente.

O modelo elétrico do supercondensador deve ser o mais simples possível de forma a descrever a tensão aos terminais do supercondensador, durante um tempo de 10 minutos, com uma precisão consideravelmente superior ao modelo em série RC. Os 10 minutos são suficientes para este modelo porque os supercondensadores em geral são construídos para descarregar ou carregar durante poucos segundos num máximo até minutos. Os parâmetros do modelo equivalente devem ser obtidos unicamente medindo a tensão aos terminais do supercondensador e com equipamentos de baixa resolução, tal como o osciloscópio, um equipamento geralmente de 8 bits.

2.1.1 Funcionamento de supercondensadores [1853-1924]

A explicação do funcionamento interno dos supercondensadores, a interface da solução eletrolítica com os elétrodos, é um estudo que decorre já há muito tempo. David Owen Wipf [1], Professor no Depar-

tamento de Química em Mississippi, apresenta de forma audiovisual, resumida e de fácil entendimento as relações que explicam a interface dos supercondensadores.

O modelo do condensador de dupla camada foi primeiramente introduzida por Helmholtz. Após Helmholtz a teoria foi refinada por Gouy-Chapman e por fim por Stern. Segue um resumo da publicação de David Owen Wipf.

2.1.1.1 Teoria de Helmholtz 1853

Em 1853 Helmholtz propôs que a carga na superfície do elétrodo produz uma “contra-camada” de carga oposta ao elétrodo com os iões da solução alinhados perpendicularmente ao elétrodo, tal como mostrado na figura 2.1. A interface proposta é equivalente a um dielétrico de geometria plana, ou seja, um condensador, figura 2.2

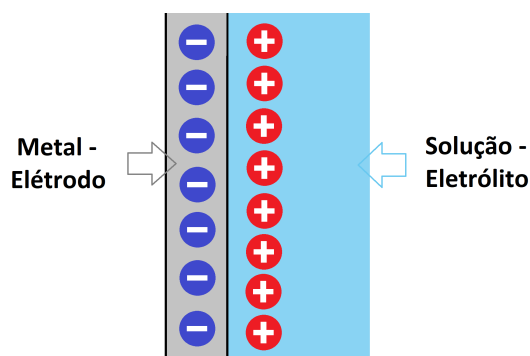


Figura 2.1: Ilustração do modelo de Helmholtz

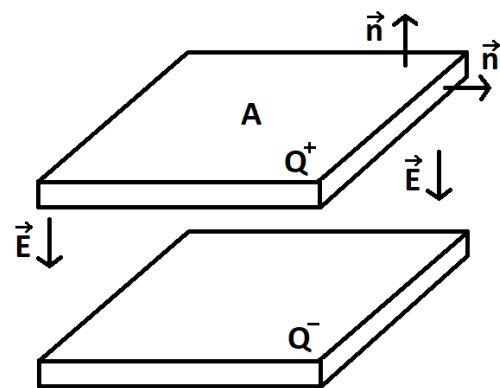


Figura 2.2: Modelo equivalente - Condensador

A análise teórica do modelo de Helmholtz, ou seja, a análise eletromagnética do modelo equivalente representada na figura 2.2, reflete uma capacidade constante.

Helmholtz assumia uma capacidade constante o que é inválido, na prática a capacidade não é constante, pois podem medir-se capacidades diferentes a diferentes tensões.

De forma a perceber a variabilidade da capacidade, Gouy-Chapman contribuiu para o melhoramento do modelo de Helmholtz.

2.1.1.2 Teoria de Gouy-Chapman 1910

A ideia fundamental desta teoria consiste em admitir que em vez dos iões estarem uniformemente alinhados estariam antes distribuídos de acordo com uma certa lei. Gouy-Chapman recorre à distribuição de Poisson-Boltzmann.

Gouy-Chapman assume que os iões são pontos de carga e através de novas considerações verificaram que a capacidade variava de acordo com a figura 2.3.

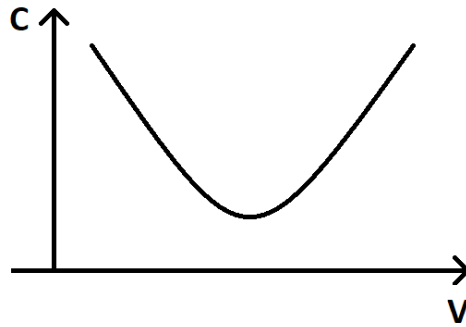


Figura 2.3: Resultado por Gouy-Chapman

Isto é um resultado importante porque a capacidade deixa de ser constante. O que passa a refletir a realidade com mais rigor. No entanto, a teoria de Gouy-Chapman começou a falhar para soluções de elevadas concentrações de iões.

Segundo Gouy-Chapman para ter um condensador de dupla camada com elevada capacidade aumentava-se a concentração de iões, figura 2.4, o que não é verdade, rapidamente concluiu-se que essa característica falhava em refletir a realidade física.

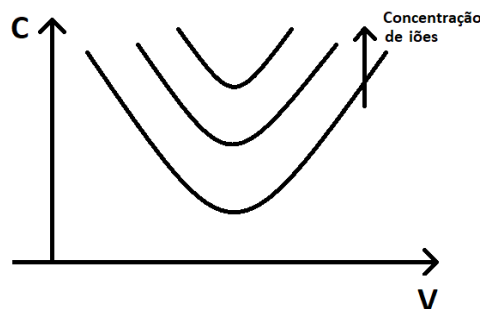


Figura 2.4: Curva da capacidade em função da concentração de iões

O problema na teoria de Gouy-Chapman é que não se pode assumir que os iões são pontos de carga e permitir que a concentração se torne elevada porque os iões estão a uma distância física entre eles, os iões não são pontos de carga, têm um raio. E assim em 1924 Stern usa a teoria de Gouy-Chapman e modifica-a para incluir a ideia que os iões não são pontos de carga.

2.1.1.3 Teoria de Stern 1924

Nesta teoria os iões não só têm a distribuição de Poisson-Boltzmann mas também têm um raio físico. Assim quando se aumenta a concentração de iões, em termos quantitativos, há uma impossibilidade física ao aumentar continuamente a sua densidade pois deixa de haver espaço para esses novos iões. Ao contrário do que sucedia na teoria de Gouy-Chapman em que os iões ao serem adimensionais poderiam ser concentrados sem limitações e estando todos muito perto da superfície elétrica aumentar

continuamente a capacidade. Stern ao limitar a concentração de íões que podem estar juntos, melhora bastante a teoria de Gouy-Chapman.

O modelo Gouy-Chapman-Stern, figura 2.5, é equivalente a uma interface com dois condensadores, podendo estar em série ou em paralelo tal como ilustrado na figura 2.6.

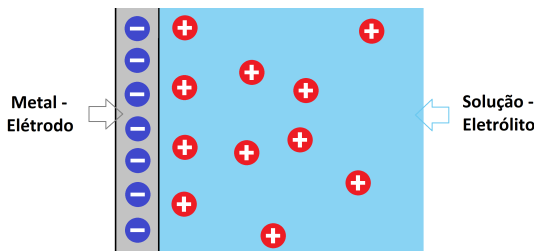


Figura 2.5: Modelo de Stern

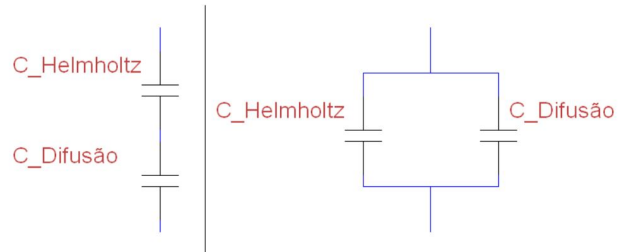


Figura 2.6: Modelo equivalente de Stern

Segundo Stern na fronteira da interface, entre o metal e a solução, está permanentemente uma fração de íões e, a uma distância ligeiramente maior, encontram-se os restantes íões. A distância é dependente da concentração de íões na solução e da distribuição de Poisson-Boltzmann. Assim Stern define duas capacidades, a capacidade de Helmholtz (independente da diferença de potencial) e a capacidade de Difusão (dependente da diferença de potencial).

2.1.1.4 Mecanismo de auto-descarga

Após o carregamento do supercondensador e deixando o mesmo em circuito aberto ocorre uma descida no valor de tensão aos seus terminais. Matematicamente a queda de tensão ao longo do tempo é correlacionado à função exponencial e eletricamente é equivalente a um circuito RC em série.

Este efeito é analisado com rigor no artigo "Analysis of Charge Redistribution During Self-discharge of Double-Layer Supercapacitors" [2].

Para perceber o efeito é fundamental ter em conta o conceito básico que existe um separador, um isolador elétrico, que permite a troca de íões entre as soluções, eletrólitos, e simultaneamente previne que os metais, elétrodos, estejam em curto circuito.

O efeito observado é denominado como redistribuição de íões por difusão. Acontece que quando o supercondensador deixa de ser carregado existe uma distribuição não uniforme entre os íões positivos e negativos entre ambos os lados do separador.

Como a concentração de íões é diferente nas soluções adjacentes ao separador ocorre uma redistribuição por difusão até que fiquem com a mesma concentração. Esta redistribuição de íões reflete no valor da tensão aos seus terminais.

As duas imagens seguintes, figura 2.7 e 2.8, ilustram a redistribuição dos íões, ou seja, o estado inicial e após a redistribuição de íões.

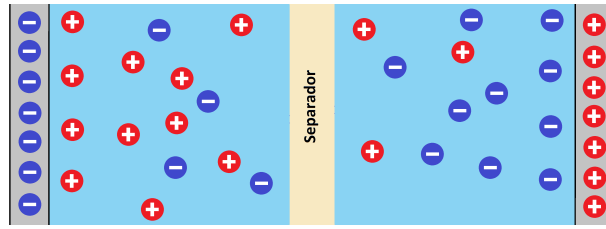


Figura 2.7: Pré redistribuição

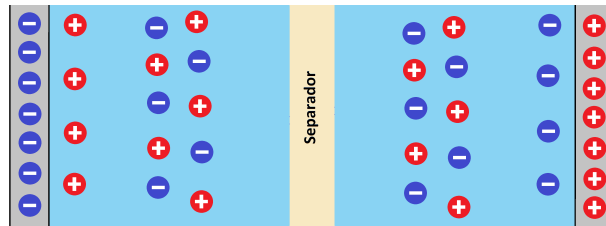


Figura 2.8: Após redistribuição

2.1.2 Modelo dinâmico de um supercondensador

Este capítulo apresenta o modelo elétrico de um condensador de dupla camada que é elaborado tendo em conta a teoria de Stern (secção 2.1.1) e os mecanismos de auto-descarga (secção 2.1.1.4).

2.1.2.1 Elementos do circuito elétrico equivalente

De forma a representar o comportamento do supercondensador quando está a ser carregado ou descarregado recorre-se à teoria de Stern em que o modelo equivalente é constituído por dois condensadores em paralelo ou em série.

Sendo a capacidade do supercondensador uma função linear da tensão aos seus terminais, a capacidade Helmholtz é um valor constante e independente da tensão aos seus terminais e a capacidade de difusão depende da tensão aos seus terminais.

A topologia em paralelo é mais intuitiva visto a tensão ser igual para ambos os condensadores e facilita a dedução das expressões equivalentes, figura 2.9.

As perdas do supercondensador durante a carga e descarga são representadas por uma resistência elétrica em série, R_{ESR} , com os condensadores, figura 2.10.

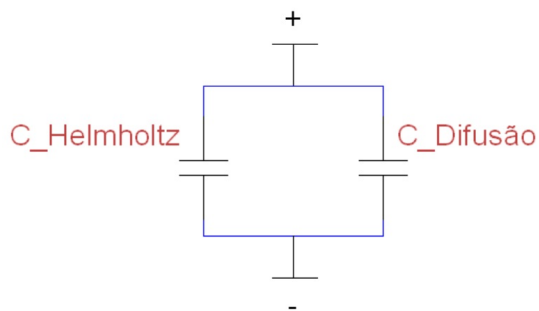


Figura 2.9: Modelo equivalente - Stern

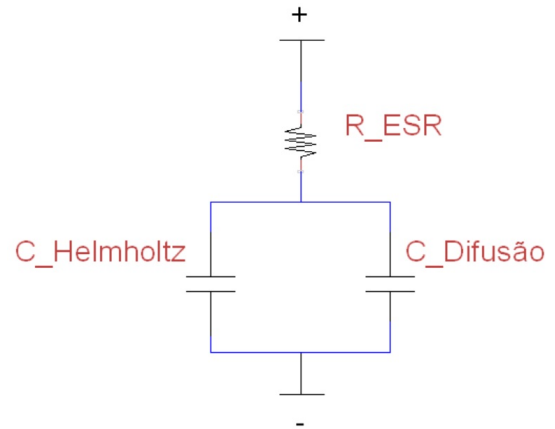


Figura 2.10: Modelo equivalente - Acréscimo de R_{ESR}

É usado o mecanismo de auto-descarga para representar os primeiros 5-10 minutos após o carregamento do supercondensador que, como descrito anteriormente é representado por um circuito RC. O ramo RC é colocado em paralelo, figura 2.11. Com uma resistência, R , na ordem de 100 vezes maior do que a resistência equivalente em série, R_{ESR} , a corrente que passa no ramo RC durante o carregamento é um valor baixo e por consequente a capacidade, C , pouco é carregada.

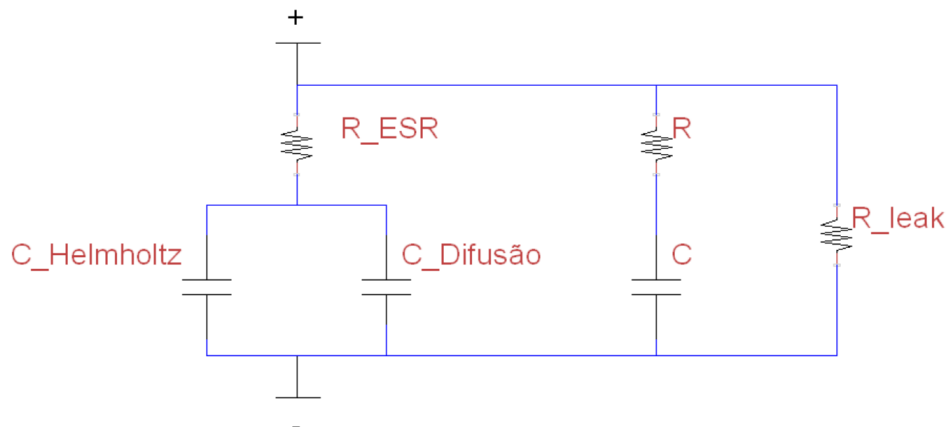


Figura 2.11: Modelo dinâmico do supercondensador

Os supercondensadores quando deixados em circuito aberto apresentam perdas. Ou seja, ao fim de por exemplo 24 horas ou 48 horas à um ligeiro decremento no valor da tensão. Estas perdas são representadas com uma resistência de kilohms, R_{leak} , em paralelo com o circuito.

Na figura 2.12 é ilustrado a função dos ramos do modelo dinâmico de um supercondensador num ensaio prático.

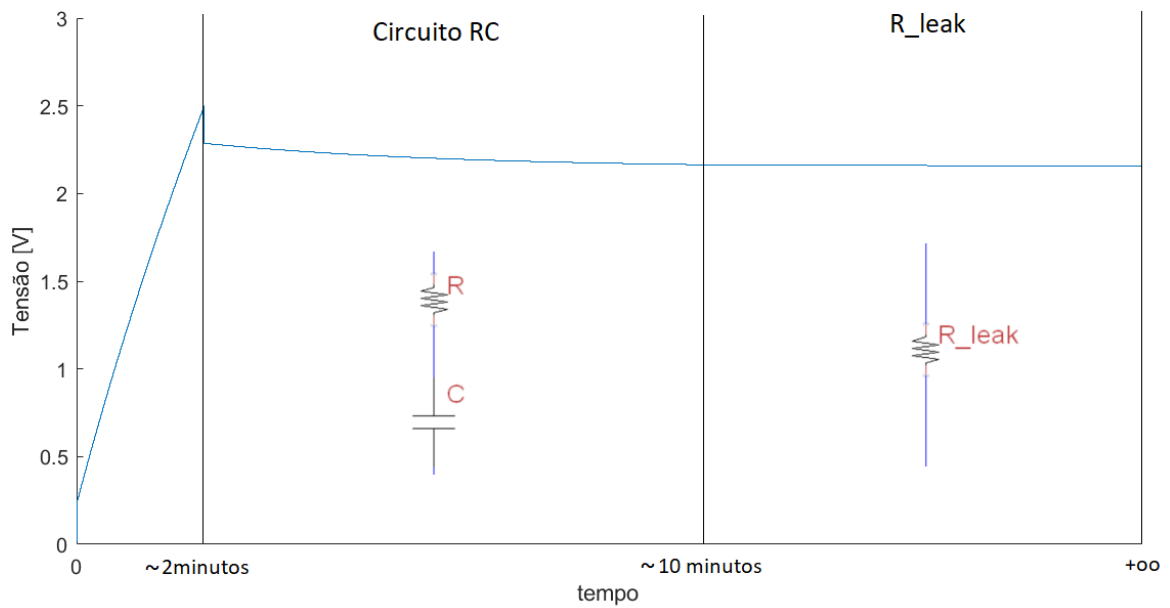


Figura 2.12: Esquema ilustrativo dos ramos do modelo dinâmico de um supercondensador num ensaio prático

2.1.2.2 Identificação dos parâmetros equivalentes do modelo

De forma a obter os dados experimentalmente a partir unicamente do gráfico temporal da tensão aos terminais do supercondensador é necessário analisar o circuito e colocar as expressões dos componentes elétricos em função da tensão do supercondensador.

O método de obtenção dos parâmetros equivalentes foi descrito por Luís Zubieta em 1997 na tese [3] para obtenção do mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores na Universidade de Toronto.

De modo a facilitar as expressões a nomenclatura passa a ser a seguinte: $C_{Helmholtz}$ por C_h , a capacidade de difusão que varia linearmente com tensão aos terminais do supercondensador, $C_{Difusao}$ por C_d , V e no ramo de redistribuição R por R_r e C por C_r .

A redistribuição de carga é um efeito que prolonga-se 5-10 minutos após o carregamento estiver terminado. Considerando que a constante de tempo do ramo de redistribuição é de pelo menos 10 vezes maior do que a do primeiro ramo e que a corrente de carga é constante e relativamente elevada, a quantidade de carga que segue para o segundo ramo é desprezada. A resistência R_{leak} é na ordem de grandeza de kilo ohms, pelo que, o seu efeito é desprezado na obtenção dos outros parâmetros. Desta forma durante o carregamento o circuito fica representado pela figura 2.13.

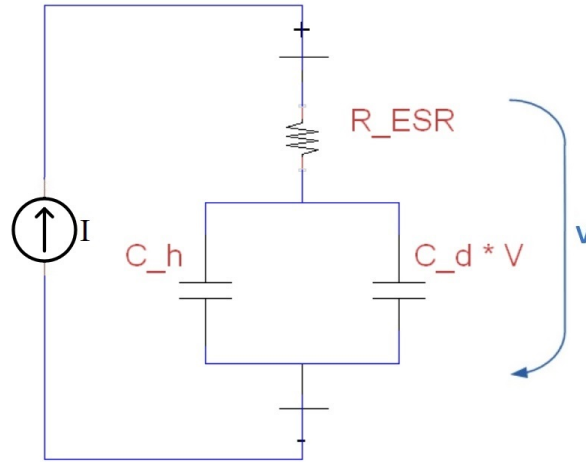


Figura 2.13: Circuito a analisar na fase de carregamento a corrente constante, I

Imediatamente após a ligar a fonte de corrente, $t = t_1$, ocorre uma subida de tensão abrupta devido à corrente constante, I, que passa pela resistência equivalente do supercondensador. O instante antes a iniciar a fonte de corrente é definido por $t = t_0$. Posto isto o valor da resistência equivalente em série fica dado por:

$$R_{ESR} = \frac{V(t_1) - V(t_0)}{I} \quad (2.1)$$

A diferença de carga em função da diferença da tensão incrementada é dado por:

$$\partial Q = C_{eq} \partial V \quad (2.2)$$

A carga total para carregar os condensadores até à tensão V é dado por:

$$Q = \int_0^V C_{eq} \partial V = \int_0^V C_h + C_d \cdot V \partial V = C_h \cdot V + \frac{C_d}{2} \cdot V^2 \quad (2.3)$$

Definindo a variável C_k como sendo o rácio entre a carga total entregue aos condensadores até á tensão V e a tensão final dos condensadores V:

$$C_k = \frac{Q}{V} = \frac{C_h \cdot V + \frac{C_d}{2} \cdot V^2}{V} = C_h + \frac{C_d}{2} \cdot V \quad (2.4)$$

De notar que a tensão obtida é aos terminais do supercondensador que, se estiver a carregar, inclui a tensão na resistência, assim, a tensão dos condensadores V é a tensão aos terminais do supercondensador menos a queda de tensão na resistência equivalente. Experimentalmente é obtido o seguinte:

$$\frac{I \cdot \partial t}{\partial V_c} = \frac{I \cdot \partial t}{V} = \frac{Q}{V} = C_k \quad (2.5)$$

É definido um ponto, $t = t_2$, após e o mais próximo possível de $t = t_1$. Como em t_2 o valor de tensão é reduzido despreza-se C_h em C_k . Desta forma é obtida a capacidade de Helmholtz, C_h :

$$C_h = \frac{I \cdot \partial t}{\partial V_c} = \frac{I \cdot (t_2 - t_1)}{V(t_2) - V(t_1)} \quad (2.6)$$

Quando o supercondensador atinge a tensão nominal é definido o ponto 3, $V(t_3)$, e é obtido C_d :

$$\begin{cases} C_k = C_h + \frac{C_d}{2} \cdot V & (2.4) \\ C_k = \frac{I \cdot (t_3 - t_1)}{V(t_3) - V(t_1)} \end{cases} \iff C_d = \frac{2 \cdot \left(\frac{I \cdot (t_3 - t_1)}{V(t_3) - V(t_1)} - C_h \right)}{V(t_3) - V(t_1)} \quad (2.7)$$

Estando os parâmetros do primeiro ramo definido em função da tensão aos seus terminais fica a faltar o do segundo ramo. Assim será demonstrado o método usado por Zubieta e de seguida um método alternativo de forma a se poder realizar com equipamento de baixa resolução espectral, que foi mencionado na dissertação de Zubieta.

Após o supercondensador atingir a tensão máxima é desligado a fonte de corrente e o processo de redistribuição começa, pelo que o circuito é o representado na figura 2.14.

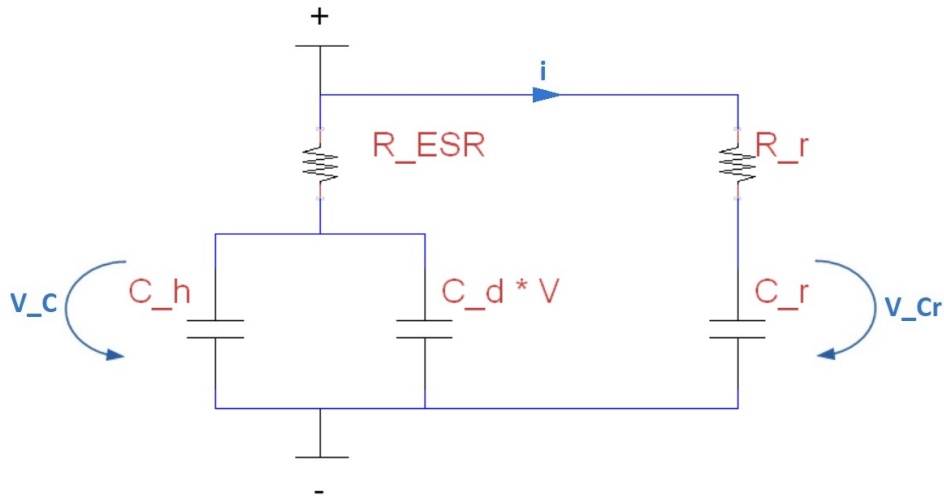


Figura 2.14: Circuito a analisar após desligar a fonte de corrente

Considerando que a resistência do ramo de redistribuição, R_r , é muito maior ($>100x$) do que a resistência em série equivalente, R_{ESR} , assume-se que a queda de tensão que ocorre logo após a fonte de corrente ser desligada é condicionado unicamente pela resistência R_r . Nesse instante é também desprezado a queda de tensão no condensador C_r tendo em conta o intervalo de tempo em consideração e a constante de tempo desse mesmo ramo.

O instante que a corrente cai para zero é definido por $t = t_4$.

Posto isto e com as equações que gerem o circuito é assim possível de obter o valor da resistência, R_r :

$$\begin{cases} i(t_4) = \frac{V_c(t_4)}{R_{ESR} + R_r} \sim \frac{V_c(t_4)}{R_r} \\ i(t_4) = \left| C_{eq} \cdot \frac{\partial V_c}{\partial t} \right|_{t=t_4} \end{cases} \iff \frac{V_C}{R_r} = \left| C_{eq} \cdot \frac{\partial V_c}{\partial t} \right|_{t=t_4} \iff R_r = \frac{V_C}{\left| C_{eq} \cdot \frac{\partial V_c}{\partial t} \right|_{t=t_4}} \quad (2.8)$$

Para calcular a derivada Zubieta define um outro ponto, $t = t_5$, a um intervalo de tempo muito pequeno após $t = t_4$. O intervalo de tempo corresponde a uma descida da tensão em 5mV. Assim a derivada era obtida a meio entre o ponto 5 e o 4, ou seja, definindo $\Delta t = t_5 - t_4$:

$$R_r = \frac{V_C(t = t_4 + \frac{\Delta t}{2})}{C_{eq}(t = t_4 + \frac{\Delta t}{2}) \cdot \frac{\Delta V_c}{\Delta t}} \quad (2.9)$$

Fica a faltar a capacidade, C_r . Como foi desprezado carga que foi para este condensador durante a fase de carregamento do supercondensador é considerado que quando a fonte de corrente desliga a tensão no condensador é nulo, ou seja, é nulo no instante $t = t_4$. O ramo de redistribuição deve refletir a redistribuição de carga aproximadamente 3 minutos após a fonte de corrente ser desligada, pelo que é definido um outro ponto t_6 .

A carga recebida em C_r será fornecida por C_{eq} . Desprezando a tensão na resistência R_{ESR} a tensão aos terminais do supercondensador, V_C , é igual à tensão da capacidade equivalente do primeiro ramo, $V_{C_{eq}}$.

Através da expressão da transferência de carga a capacidade C_r fica sobre a forma:

$$\begin{aligned} \Delta Q &= V_C(t_4) \cdot C_{eq}(t_4) - V_C(t_6) \cdot C_{eq}(t_6) = V_r(t_6) \cdot C_r \\ \iff C_r &= \frac{V_C(t_4) \cdot C_{eq}(t_4) - V_C(t_6) \cdot C_{eq}(t_6)}{V_{C_r}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Com as equações do circuito a tensão na capacidade C_r é dada por:

$$\begin{cases} V_C(t_6) = i(t_6) \cdot R_r + V_r(t_6) \\ i(t_6) = \left| C_{eq} \cdot \frac{\partial V_C}{\partial t} \right|_{t=t_6} \end{cases} \iff V_{C_r}(t_6) = V_C(t_6) - \left| C_{eq} \cdot \frac{\partial V_C}{\partial t} \right|_{t=t_6} \cdot R_r \quad (2.11)$$

Substituindo a equação (2.11) em (2.10) é definido a capacidade C_r :

$$C_r = \frac{V_C(t_4) \cdot C_{eq}(t_4) - V_C(t_6) \cdot C_{eq}(t_6)}{V_C(t_6) - \left| C_{eq} \cdot \frac{\partial V_C}{\partial t} \right|_{t=t_6} + R_r} \quad (2.12)$$

Outro método de obter os parâmetros R_r e C_r consiste em assumir que após desligar a fonte de corrente, ao fim de três vezes a constante de tempo do ramo de redistribuição, o condensador C_r está totalmente carregado. E assim quando o condensador C_r está totalmente carregado, a redistribuição

terminou, e a tensão de ambos os ramos são iguais, $V_{C_r}(t_5) = V_C(t_5)$. Considerando a constante de tempo do ramo de redistribuição de 200 segundos, o instante t_5 corresponde a 600 segundos ($3 \cdot \tau$) após a fonte de corrente ser desligada.

Posto isto C_r fica dado por:

$$\begin{aligned} \Delta Q &= V_C(t_4) \cdot C_{eq}(t_4) - V_C(t_5) \cdot C_{eq}(t_5) = V_C(t_5) \cdot C_r \\ \Leftrightarrow C_r &= \frac{V_C(t_4) \cdot C_{eq}(t_4) - V_C(t_5) \cdot C_{eq}(t_5)}{V_C(t_5)} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Tendo sido definido a constante de tempo é obtido R_r :

$$\tau = R_r \cdot C_r \Leftrightarrow R_r = \frac{\tau}{C_r} = \frac{200}{C_r} \quad (2.14)$$

A resistência de perdas, R_{leak} , é identificado medindo o decréscimo de tensão sobre um período de 24 horas.

O supercondensador normalizado a uma certa tensão, V_0 . Depois de normalizado é expectado que todas as capacidades internas estão carregados à mesma tensão e o decréscimo de tensão em função do tempo pode ser atribuído à resistência, R_{leak} . A duração do teste (24 horas) é muito maior do que as constantes de tempo dos dois ramos, pelo que, a capacidade é assumida como a capacidade equivalente dos dois ramos em paralelo, resultando num circuito RC. A análise de um circuito RC dá o seguinte:

$$\begin{cases} V_C(t) = V_0 \cdot e^{-\left(\frac{t}{R_{leak} \cdot C}\right)} \\ C = C_h + C_d \cdot V_0 + C_r \end{cases} \quad (2.15)$$

Na equação anterior é assumido que a resistência R_{leak} é muito maior do que as resistências R_{ESR} e R_r .

2.2 Sistema de gestão da carga dos supercondensadores

Geralmente, um novo supercondensador apresenta uma margem de -10 % e de +20 % relativamente à sua capacidade nominal. Há porém fabricantes cujos supercondensadores têm uma capacidade em média de +5 % a +10 % relativamente à capacidade nominal. A tabela abaixo foi extraído dos documentos técnicos sobre supercondensadores Maxwell, tabela 2.1.

Tabela 2.1: Tolerância de um supercondensador

Capacitance Tolerance	Min. / Max.	$C_N -10\% / C_N +20\%$
	Average ⁴	$C_N +5\% / C_N +10\%$

Visto que tensão máxima de um supercondensador é relativamente limitada (entre 2V e 3V) quando comparada com a maior parte dos requisitos para a sua aplicação (centenas de volt), é necessário conectar em série os supercondensadores de forma a alcançar a tensão requerida. Como existe uma tolerância na capacidade é necessário evitar que cada supercondensador exceda a tensão nominal. Considerando dois condensadores de 100 Farads e uma tensão nominal de 2.5V colocados em série com um desvio de +20 % e -5 % respetivamente:

$$C_1 = 120 \text{ F}$$

$$C_2 = 95 \text{ F}$$

Caso fossem carregados com uma fonte de tensão, à tensão constante de 5 volts, e considerando que a carga, Q , é igual nos dois supercondensadores em série, esperar-se-ia que fosse aplicado 2.5V em cada supercondensador mas, sendo as capacidades diferentes, é aplicado 2.2V e 2.8V respetivamente,

$$\begin{aligned} V_{C_1} &= \frac{95}{120 + 95} \cdot 5 = 2.2V \\ V_{C_2} &= \frac{120}{120 + 95} \cdot 5 = 2.8V \end{aligned} \quad (2.16)$$

Ou seja C_2 vai ser carregado a uma tensão acima da tensão nominal. O mesmo problema sucederia se os supercondensadores fossem carregados com uma fonte de corrente. Se a tensão inicial de cada supercondensador fosse de 0 volts e a série de supercondensadores fosse carregado até 5 volts com uma fonte de corrente constante então C_2 atingiria 2.5 volts antes de C_1 , equação 2.17. Sendo que, enquanto a tensão da série não atinge os 5 volts, C_2 continuará a carregar acima da tensão nominal de 2.5 volts.

$$\partial t = \frac{C}{I} \cdot \partial V \quad (2.17)$$

De forma a resolver este problema é necessário equilibrar as tensões em todos os condensadores da série, ou seja, é necessário um sistema de gestão da carga dos supercondensadores que impeça que o limite de tensão nominal em cada supercondensador seja comprometido.

É de notar que sendo as capacidades dos supercondensadores ligeiramente diferentes o efeito de envelhecimento da capacidade deixa de ser igual entre os supercondensadores, fortalecendo a necessidade de equilíbrio das tensões nos supercondensadores.

O sistema de equilíbrio das tensões nos supercondensadores, figura 2.15, pode ser alcançado por dois métodos, equilíbrio passivo ou equilíbrio ativo. O equilíbrio das tensões nos supercondensadores passivo consiste em dissipar energia sobre a forma de calor ao invés que no equilíbrio ativo que transfere energia entre células.

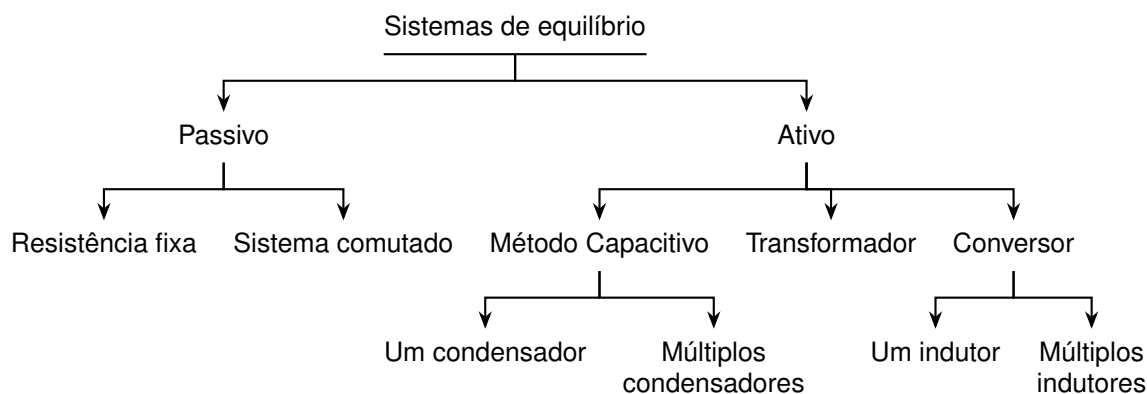


Figura 2.15: Sistemas de equilíbrio em supercondensadores

O método de equilíbrio com resistências em paralelo consiste em remover o excesso de energia da(s) célula(s) mais carregada(s) criando um caminho de contorno para a corrente (bypass) e esperando até que a(s) célula(s) menos carregada(s) esteja(m) com o mesmo estado de carga. Este método apresenta duas variantes. Com resistências fixas [4] [5] consiste em fazer um bypass contínuo da corrente em todas as células. No entanto, os sistemas passivos comutados [4] [6] [7] [5], [8],[9], recorre a semicondutores (Diodo ou Zener) ou transístores (Mosfets) para remover a energia em excesso da(s) célula(s) mais carregada(s), de forma controlada. Como o método de resistências fixas é muito pouco eficiente e os supercondensadores apresentam uma baixa densidade energética, este método, é pouco utilizado nos estudos de gestão de carga em supercondensadores.

O método de equilíbrio por transferência de carga com condensadores consiste na utilização destes dispositivos para fazer o balanceamento das várias células, através do transporte da energia entre elas. Podendo ser feito com um condensador [4] [6] ou com múltiplos condensadores [4] [6] [7] [10] [9]. Os supercondensadores possuem uma elevada densidade de potência pelo que como este sistema é baseado em condensadores, componentes lentos para transferir energia, é inadequado em supercondensadores.

A transferência de energia com transformadores [4] [6] [7] [5] [10] [11] permite transferir energia entre células ou grupos de células. Nesta dissertação o objetivo do sistema de equilíbrio é de desenvolver um sistema leve e pequeno, pelo que, como os transformadores têm um elevado peso e dimensões, o uso de transformadores é descartado.

Os conversores, com um indutor [4] [12] ou múltiplos indutores [4] [7] [5] [13], transferem energia da célula mais carregada para a célula menos carregada, recorrendo a um elemento de armazenamento intermédio indutivo. Como ambos estes sistemas têm o potencial de serem implementados num circuito de pequenas dimensões são analisados.

2.2.1 Equilíbrio passivo das tensões nos supercondensadores

O equilíbrio passivo é muito atrativo visto que o custo de um equilíbrio passivo é desprezável face ao custo dos supercondensadores, mas como existe perda de energia é necessário estudar e analisar as perdas envolvidas. Foi simulado e analisado as seguintes topologias de sistemas passivos comutados, figura 2.16:

1. Topologia passiva com recurso ao Diodo;
2. Topologia passiva com recurso ao MOSFET de potência,
3. Topologia passiva com recurso ao Diodo Zener.

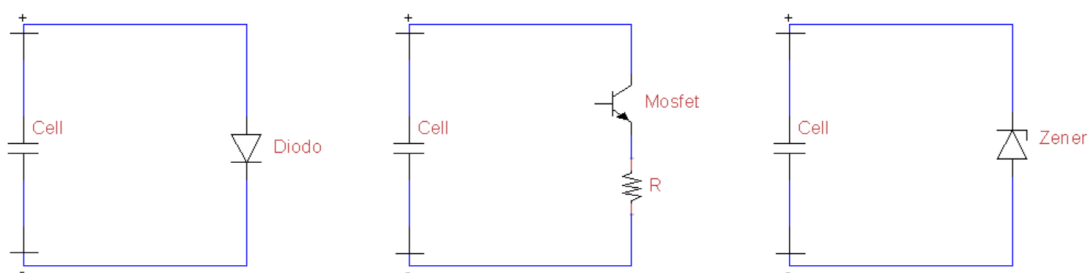


Figura 2.16: Esquema das topologias passivas por cada célula

De seguida será exposto o racional que levou às topologias em cima mencionadas.

2.2.1.1 Topologia passiva: Diodo

No funcionamento normal do Diodo, ou seja sem que ocorra a disrupção, o díodo permite apenas que a corrente elétrica tenha um só sentido. Existe uma tensão interna do Diodo que delimita quando é que o estado de condução inicia. Assim, quando a tensão aplicada aos seus terminais ultrapassar a tensão interna do Diodo, este passa a conduzir, impondo uma tensão praticamente constante aos seus terminais, V_0 . A figura abaixo, 2.17, mostra a curva característica do comportamento do Diodo.

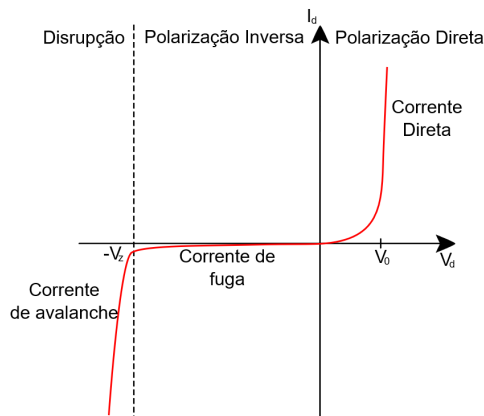


Figura 2.17: Curva característica do comportamento do Diodo em sua polarização direta e inversa

2.2.1.2 Topologia passiva: MOSFET de potência

O MOSFET de potência é um transistor do tipo "*metal oxide semiconductor field-effect transistor*", dimensionado de forma a suportar níveis de potências significantes.

Comparado com o IGBT a sua maior vantagem é de operar a altas frequências de comutação e de possuir uma boa eficiência a baixas tensões. Fazendo do MOSFET o interruptor mais usado em baixas tensões.

O acionamento dos MOSFETs é realizado através de um sistema de controle que os aciona quando a tensão do respectivo supercondensador atinge a tensão nominal.

Quando o MOSFET passa á condução a sua resistência de condução é bastante reduzida, na ordem de $m\Omega$ o que implica que para manter a tensão nominal supercondensador teria que conduzir uma corrente na ordem dos KA, equação 2.18. Por este motivo é implementado uma resistência em série com o MOSFET.

$$I_{ON} = \frac{V_{nominal}}{R_{ON}} \quad (2.18)$$

2.2.1.3 Topologia passiva: Diodo Zener

O Diodo Zener é um tipo de díodo construído, neste caso, para ter uma baixa tensão de disrupção, tirando partido da tensão aplicada inversamente.

A tensão para qual o díodo passa a conduzir quando inversamente polarizado é denominado por tensão de Zener.

Uma limitação do Zener é a corrente máxima, I_{ZM} , que suporta quando inversamente polarizado. O valor máximo da corrente por vezes é dado na ficha técnica mas caso contrário pode ser calculada em função de outros parâmetros. A corrente máxima em função da potencia de dissipação máxima, P_{ZM} ,

e da tensão de Zener, V_Z , é dado por:

$$P_{Z_M} = V_z \cdot I_{Z_M} \iff I_{Z_M} = \frac{P_{Z_M}}{V_Z} \quad (2.19)$$

2.2.2 Equilíbrio ativo das tensões nos supercondensadores

Foram simuladas e desenvolvidas as seguintes topologias ativas:

- Topologia ativa com um indutor,
- Topologia ativa com múltiplos indutores.

Como primeira análise é recorrido à topologia de equilíbrio ativo com um indutor introduzido na patente de invenção nacional n.º 106681 [14], figura 2.18. Posteriormente a topologia é ligeiramente modificada de forma a aumentar o rendimento. Figura 2.19.

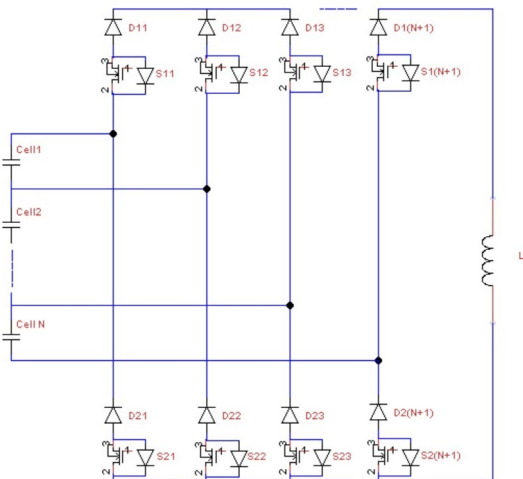


Figura 2.18: Topologia com um indutor - patente de invenção nacional n.º 106681

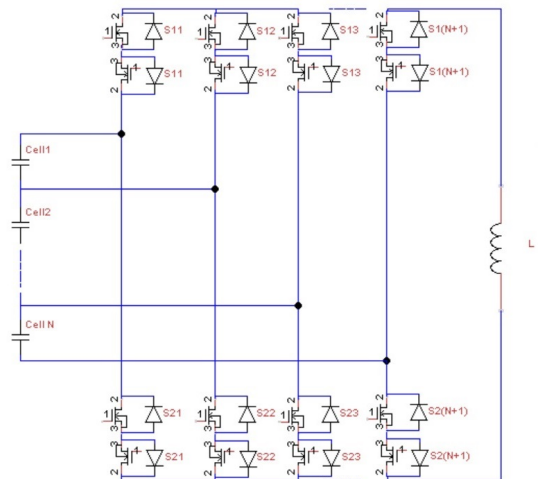


Figura 2.19: Topologia com um indutor - modificada

No sistema de equilíbrio com múltiplos indutores, figura 2.20, os semicondutores e os indutores suportam a tensão de apenas um supercondensador. Com tensões aplicadas nos componentes de equilíbrio inferiores à da topologia com um indutor, as perdas no sistema de equilíbrio e os custos dos componentes são menores.

O sistema de equilíbrio com múltiplos indutores têm menos semicondutores mas mais bobinas, e o custo das bobinas são elevados relativamente aos custos dos semicondutores, no entanto, dimensionando o sistema para comutar a uma frequência de comutação elevada (kHz), a indutância é reduzida de tal forma que o custo dos indutores iguala os preços dos semicondutores.

Desta forma o sistema de equilíbrio com múltiplos indutores surge de forma a reduzir o custo do sistema de equilíbrio.

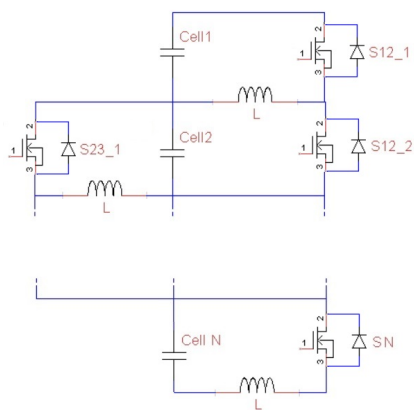


Figura 2.20: Topologia com múltiplos indutores

Para N supercondensadores em série os componentes necessários nos sistemas de gestão de carga passivos e ativos estão representados correspondentemente nas tabelas 2.2 e 2.3.

Topologias Passivas / Componentes	Diodos	MOSFETs	Resistências
Equilíbrio passivo com Diodos	N	0	0
Equilíbrio passivo com MOSFETS	0	N	N

Tabela 2.2: Número de componentes necessários nas topologias passivas

Topologias Ativas / Componentes	Diodos	MOSFETs	Indutores
Um indutor com bloqueio de corrente Diodo-MOSFET	$2 \cdot (N + 1)$	$2 \cdot (N + 1)$	1
Um indutor com bloqueio de corrente MOSFET-MOSFET	0	$4 \cdot (N + 1)$	1
Múltiplo Indutores	0	$2 \cdot N - 2$	$N-1$

Tabela 2.3: Número de componentes necessários nas topologias ativas

2.2.2.1 Topologia com um indutor

Para equilibrar N supercondensadores em série a topologia de equilíbrio ativo presente na patente de invenção nacional n.º 106681 é composto por $(N+1) \cdot 2$ MOSFETs e $(N+1) \cdot 2$ Diodos. Os Diodos evitam que os MOSFETs entrem em condução quando a tensão aos terminais do MOSFET é de polaridade negativa. De forma a que comportamento do Diodo seja mais próximo de um comutador ideal a tecnologia do Diodo usado é "Schottky", em que, uma das suas características é a baixa tensão de condução. Nas figuras abaixo é apresentado um caso exemplo em que se descarrega e carrega uma célula.

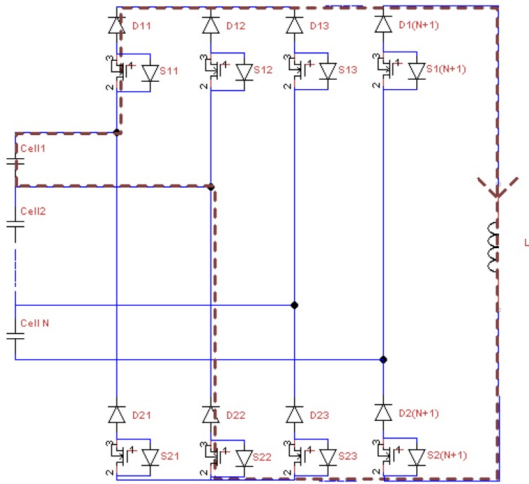


Figura 2.21: Descarregando a célula 1

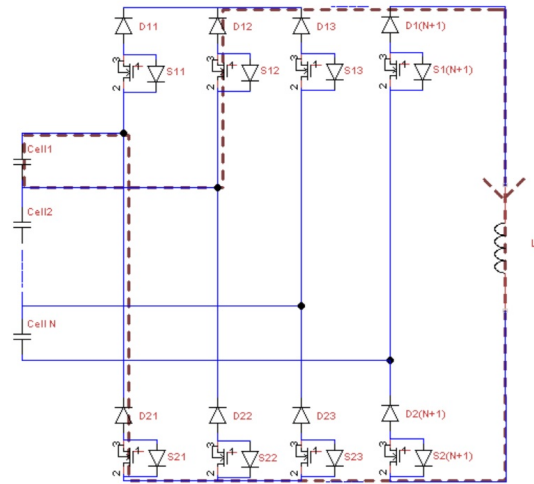


Figura 2.22: Carregando a célula 1

Definindo k como a célula que se pretende carregar ou descarregar os semicondutores, MOSFETs, que estão acionados são os seguintes:

Tabela 2.4: Descarregar/Carregar a célula k

	Ramo Cima	Ramo Baixo
Carregar	$S1k$	$S2(k+1)$
Descarregar	$S1(k+1)$	$S2k$

Normalmente o acionamento dos MOSFETs seguiria os indicados na tabela acima, tabela 2.4, conforme fosse preciso carregar ou descarregar. Mas o sistema patenteado foi além disso e introduz uma transição no acionamento dos MOSFETs.

Funcionando como uma máquina de estados o controlador segue o seguinte diagrama de estados:

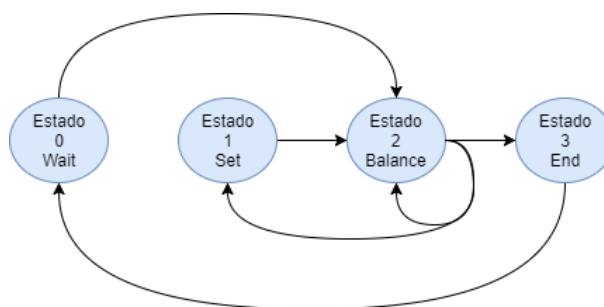


Figura 2.23: Diagrama de Estados

O funcionamento dos estados são os seguintes:

- Estado 0 - Enquanto o sistema estiver balanceado permanece no mesmo estado com os semicondutores todos desligados. Caso contrário procede para o Estado 2 para que ocorra o equilíbrio

do par de células

- Estado 2 - Ao entrar no Estado 2 os semicondutores iniciam imediatamente a descarregar a célula mais carregada até que a corrente na bobina atinja um certo valor (limite superior) e posteriormente carrega a célula menos carregada até que a corrente na bobina atinja um outro valor (limite inferior). Quando terminado o equilíbrio do par de células pode ocorrer os seguintes três casos:
 1. As células estão todos balanceadas pelo que procede para o Estado 3;
 2. Há células por equilibrar. Pelo que caso o índice da célula j seja igual ao índice i do novo par de células (p.e 13 32) então retoma novamente para o Estado 2. Caso contrário procede para o Estado 1 de forma que quando inicie o Estado 2 o controlador tenha feito a devida passagem de estar a carregar a célula menos carregada para descarregar a célula mais carregada do novo par de células.
- Estado 1 - O controlador passa de estar a carregar a célula menos carregada para o estado do par seguinte em que passa a descarregar a célula mais carregada. O estado final do Estado 1 é igual ao estado inicial do Estado 2,
- Estado 3 - Coloca a energia armazenada na bobina no supercondensador que esteve previamente a ser carregado. Assim, quando a corrente for nula desliga todos os semicondutores e passa para o Estado 0.

Estado 2: "Balance"

A transição que ocorre entre o estado dos transístores em que o supercondensador mais carregado está a ser descarregar para o estado em que o supercondensador menos carregado está a ser carregado pode ocorrer de duas formas distintas dependendo se o supercondensador mais carregado está acima ou abaixo do supercondensador menos carregado.

De forma a distinguir os supercondensadores no processo de equilíbrio é definido que o índice i representa o supercondensador mais carregado o índice j o supercondensador menos carregado. Os dois casos são os seguintes:

Tabela 2.5: Equilibrar supercondensadores ij

Caso	Exemplo
$i < j$	13
$i > j$	31

A ilustração dos dois casos pode ser observado no anexo A.7. A variável de estado "Passo" define o instante dos transístores. No Passo 0 está a descarregar i , no Passo 3 está a carregar j e os passos 1 e 2 são transitórios. Genericamente, para os dois casos, o procedimento é o seguinte:

- Caso $i < j$,
Passo 0: Ligar ramo de baixo e de cima de i .

Tabela 2.6: Descarregar i → Carregar j

	Ramo Cima	Ramo Baixo
Descarregar i	S1(i+1)	S2i
Carregar j	S1j	S2(j+1)

Passo 1: Ligar ramo de cima de j.

Passo 2: Desligar ramo de cima de i. Ligar ramo de baixo de j.

Passo 3: Desligar ramo de baixo de i.

- Caso $i > j$,

Passo 0: Ligar ramo de baixo e de cima de i.

Passo 1: Ligar ramo de baixo de j.

Passo 2: Desligar ramo de cima de i. Ligar ramo de cima de j.

Passo 3: Desligar ramo de baixo de i.

O controlo de corrente é feito com o recurso de PWM histerético de três níveis. O controlador só deixa de descarregar quando a corrente atinge o limite superior. Procede a executar os passos 2 e 3, passando a carregar a célula menos carregada. Quando atingir o limite inferior o controlador pode tomar duas respostas, caso todas as células estejam equilibradas termina ou caso contrário procede ao equilíbrio de um novo par de células. Os estados da corrente na bobina são os seguintes:

Tabela 2.7: Corrente na Bobina

	γ_{iL}
$I_{Lref} > I_L$	-1
$I_{Lref} = I_L$	0
$I_{Lref} < I_L$	1
$i_L = 0$	2

Quando o sistema acaba o equilíbrio do par de células e inicia o equilíbrio de um novo par de células é necessário que o estado final dos semicondutores sejam iguais ao estado inicial do novo par de células a equilibrar.

Com o propósito de expor o problema recorre-se a um caso exemplo.

e.g: Pretende-se equilibrar as células 31 e de seguida equilibrar as células 32.

Depois de equilibrar as células 31 o sistema fica no estado em que os semicondutores estão a carregar a célula 1, figura 2.24, e de seguida é pressuposto começar a descarregar a célula 3, figura 2.25. Ora os estados diferem!

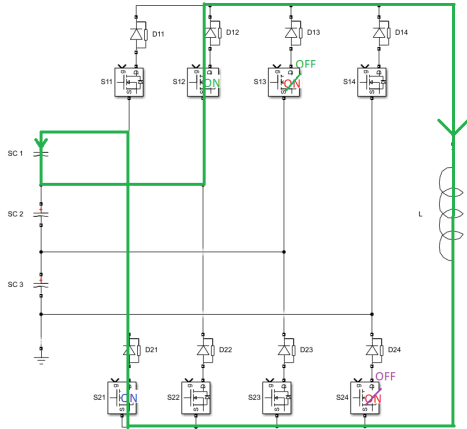


Figura 2.24: Estado final do equilíbrio do par 31

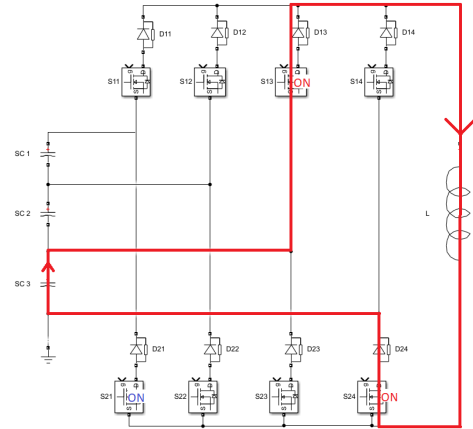


Figura 2.25: Estado inicial do equilíbrio do par 32

Figura 2.26: Estado 1: "Set"

De forma a resolver esta situação é introduzido um outro estado, estado 1: "Set". Este estado permite passar do estado em que se está a carregar para o estado em que se está a descarregar. Este é um processo em que há o cuidado na transição de estados mas sem controlo de corrente, é um processo sequencial e incondicional do valor da corrente.

Estado 1: "Set"

Existem três situações diferentes que podem ocorrer. São as seguintes:

Tabela 2.8: Situações para o estado preparação

Caso	Exemplo
$i < j$	13
$i > j$	31
$i = j$	22

Os Passos para o Estado 1 diferem ligeiramente dos Passos do Estado 2. No Passo 0 está a carregar i , no Passo 3 está a descarregar j e os passos 1 e 2 são transitórios. Genericamente, para os dois casos, o procedimento é o seguinte:

Tabela 2.9: Carregar $i \rightarrow$ Descarregar j

	Ramo Cima	Ramo Baixo
Carregar i	$S1i$	$S2(i+1)$
Descarregar j	$S1(j+1)$	$S2j$

- Caso $i < j$,

Passo 0: Ligar ramo de baixo e de cima de i .

Passo 1: Ligar ramo de cima de j .

Passo 2: Desligar ramo de cima de i . Ligar ramo de baixo de j .

Passo 3: Desligar ramo de baixo de i.

- Caso $i > j$,

Passo 0: Ligar ramo de baixo e de cima de i.

Passo 1: Ligar ramo de baixo de j.

Passo 2: Desligar ramo de baixo de i. Ligar ramo de cima de j.

Passo 3: Desligar ramo de cima de i.

Código

De forma a reduzir o tempo de atuação do controlador todos os estados dos semicondutores são obtidos e armazenados na fase de design. Assim, consoante variáveis de estado o controlador acede à memória obtendo o devido acionamento dos transístores. A seguinte função constrói as tabelas:

- $[tabela_state1, tabela_state2] = tabelas_DiodoMOSFET(ns)$ - Cria a tabela correspondente ao estado 1 e ao estado 2 tendo como entrada o número de supercondensadores em série, ns . A tabela têm os passos desde 0 a 4 para cada par de células ij . A expressão genérica da tabela é a seguinte:

$$tabela_{state\#}(1, passo, i, j) \quad \# = \{1, 2\} \quad (2.20)$$

Quando o sistema de equilíbrio está ativo há uma tensão de condução dos pelos dois Diodos, relacionada com a tensão de polarização direta. Para minimizar as perdas a tensão de condução direta deve ser a menor possível.

Outra forma de bloquear a corrente quando o MOSFET é sujeito a tensão de polaridade negativa é de colocar dois MOSFETs em série com o sentido Drain-Source invertido, figura 2.27. Quando em condução a tensão aos terminais do MOSFET depende da corrente a da resistência equivalente do MOSFET, sendo ambos baixos, a queda de tensão e por consequente as perdas são inferiores ao do Diodo. Assim, surge a topologia apresentada na figura 2.19.

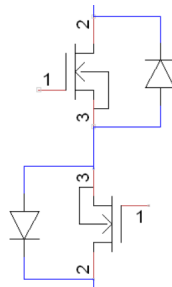


Figura 2.27: Bloqueio de Corrente com MOSFETs

A função que cria a tabela para o controlador da topologia com bloqueio de corrente MOSFET-MOSFET é a seguinte:

- $[tabela_state] = tabela_MOSFETMOSFET(ns)$ - O controlador é mais simples do que o anterior. Cria uma tabela tendo como entrada o número de supercondensadores em série, ns , e para cada par de supercondensadores ij têm apenas três passos (descarregar, carregar ou desligado), tal como apresentado na tabela 2.4.

2.2.2.2 Topologia com múltiplos indutores

Para equilibrar N supercondensadores em série a topologia de equilíbrio ativo com múltiplos indutores é composto por $(2*N-2)$ MOSFETs e $(N-2)$ indutores.

Cada indutor faz o equilíbrio de tensões de somente um par de supercondensadores, figura 2.28.

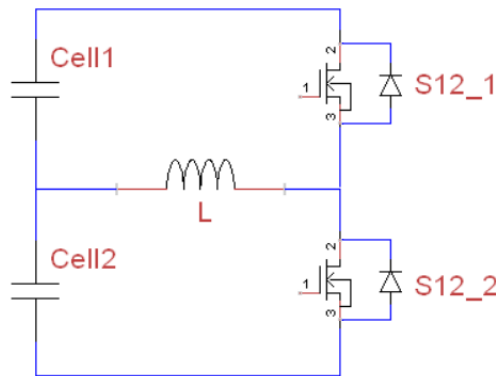


Figura 2.28: Equilíbrio de tensões de um par de células

As abordagens ao sistema de controlo para topologia da figura 2.28 foram duas. Tendo sido primeiramente um controlador em cadeia aberta (sem controlo de corrente) e posteriormente um controlador de corrente não linear.

De seguida é exposto como cada controlador atua sendo que as prestações e a análise de cada controlador é apresentado no capítulo das simulações, capítulo 3.

Controlador em cadeia aberta

Sabendo que a tensão média de um indutor ideal é zero pela a análise do circuito, figura 2.28, é obtido a seguinte expressão para o ciclo de trabalho, δ :

$$\begin{cases} V_{L_{av}} = 0 \\ V_{L_{av}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\delta T} V_{c1} + \int_{\delta T}^T V_{c2} \right] = \delta V_{c1} - (1 - \delta)V_{c2} \end{cases} \iff \delta = \frac{V_{c2}}{V_{c1} + V_{c2}} \quad (2.21)$$

Em regime permanente quando ambas as tensões dos supercondensadores são iguais, $v_{c1} = v_{c2}$, o ciclo de trabalho é de 50%, equação 2.22.

$$\delta = \frac{V_{c1}}{V_{c1} + V_{c1}} = 0.5 \quad (2.22)$$

Com um ciclo de trabalho de 50% a corrente de equilíbrio incrementa ou decrementa com a diferença de tensão dos supercondensadores, equação 2.23, e em regime permanente o par de supercondensadores equilibra, ou seja, as tensões igualam-se.

$$v_L = L \frac{\Delta I}{\Delta t} + (r_L + r_{ON}) \cdot i_L \iff \Delta I = \frac{(v_{ci} - (r_L + r_{ON}) \cdot i_L) \cdot T}{L} \quad (2.23)$$

Colocando o ciclo de trabalho de 50% em função da diferença de tensão, equação 2.24, a velocidade de equilíbrio é incrementada. Sendo que, a constante alpha atenua o resultado da diferença de tensão e em regime permanente, com o decréscimo da diferença de tensão, o ciclo de trabalho tende para 50%.

$$\delta = 0.5 + \alpha \cdot (v_{c1} - v_{c2}) \quad (2.24)$$

Controlador de corrente não linear

Foi usada a seguinte figura para análise do controlador não linear de corrente:

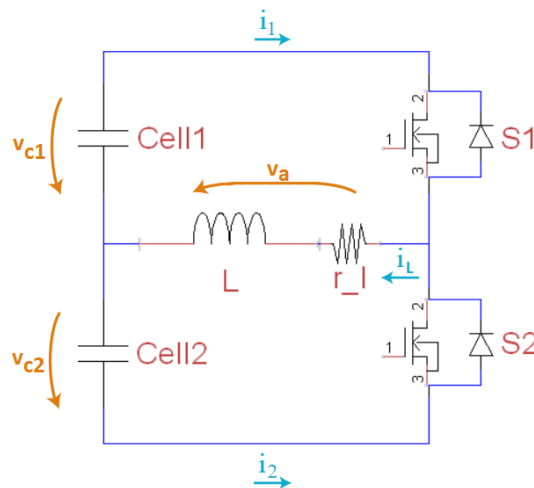


Figura 2.29: Circuito equivalente e notação usada no sistema de equilíbrio de múltiplos indutores

Com o intuito de reduzir o número de componentes o controlador é dimensionado sem recorrer a um sensor de corrente, ou seja, é necessário um observador. Tendo em conta que quando em condução ocorre perdas na bobina, r_L , o observador segue a seguinte equação:

$$L \frac{\partial i_L}{\partial t} = v_a - r_L \cdot i_L \iff i_L = i_L(0) + \frac{1}{L} \int v_a - r_L \cdot i_L \partial t \quad (2.25)$$

Considerando a resistência do MOSFET quando em condução, r_{ON} , e definindo o valor de γ tal que quando S_1 está ativado $\gamma = 1$ e caso seja S_2 ativado $\gamma = 0$, a tensão v_a fica dado por:

$$v_a = \begin{cases} v_{c1} - r_{ON} \cdot i_L; & S_1 \text{ ON} \iff \gamma = 1 \\ -v_{c2} - r_{ON} \cdot i_L; & S_2 \text{ ON} \iff \gamma = 0 \end{cases} \iff v_a = \gamma v_{c1} - (1 - \gamma)v_{c2} - r_{ON} \cdot i_L \quad (2.26)$$

Substituindo v_a na equação (2.25):

$$i_L = i_L(0) + \frac{1}{L} \int \gamma v_{c1} - (1 - \gamma)v_{c2} - (r_{ON} + r_L) \cdot i_L \partial t \quad (2.27)$$

Quando inicia o processo de equilíbrio a corrente na bobina é nula, pelo que:

$$i_L = \frac{1}{L} \int \gamma v_{c1} - (1 - \gamma)v_{c2} - (r_{ON} + r_L) \cdot i_L \partial t \quad (2.28)$$

Fica assim obtida a expressão para estimar a corrente na bobina, i_L .

Normalmente o controlador compara a corrente da bobina com uma corrente de referência predefinida. Mas com o intuito de minimizar as perdas é propulsionado ao controlador um valor de corrente de referência variável, aumentando ou diminuindo consoante a necessidade.

Considerando as seguintes equações:

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{\partial v_{c1}}{\partial t} = -i_1 = -\gamma i_L \\ C_2 \cdot \frac{\partial v_{c2}}{\partial t} = i_2 = (1 - \gamma) i_L \end{cases} \quad (2.29)$$

O objetivo de controlo é que as tensões dos dois supercondensadores sejam iguais, $v_{c1} = v_{c2}$. O erro de controlo é a diferença de tensão entre o par de supercondensadores, $e_{v_c} = v_{c1} - v_{c2}$. A ação de controlo é a corrente na bobina, i_L . O controlo de estabilidade é definido usando o segundo método de estabilidade de Lyapunov:

$$e_{v_c} \frac{\partial e_{v_c}}{\partial t} < 0 \iff \frac{\partial e_{v_c}}{\partial t} = -k \cdot e_{v_c} \quad k > 0 \quad (2.30)$$

Substituindo pela expressão do erro, e_{v_c} :

$$\frac{\partial v_{c1}}{\partial t} - \frac{\partial v_{c2}}{\partial t} = -k \cdot (v_{c1} - v_{c2}) \quad (2.31)$$

Com a equação (2.29) escrita considerando o valor médio de gama, $G = \frac{1}{T} \int_0^T \gamma \partial t$:

$$-\frac{Gi_L}{C_1} - \frac{(1-G)i_L}{C_2} = -k \cdot (v_{c1} - v_{c2}) \quad (2.32)$$

Escrevendo em ordem à corrente da bobina, i_L :

$$i_L = \frac{k(v_{c1} - v_{c2})C_1C_2}{GC_2 + (1-G)C_1} \quad (2.33)$$

Fica a faltar o valor de G. De forma a minimizar o tempo de cálculo do micro-controlador é desprezado a resistência de condução do MOSFET na equação da tensão v_a , equação (2.26):

$$v_a = Gv_{c1} - (1-G)v_{c2} \quad (2.34)$$

A tensão média no indutor é nulo, $V_{av} = 0$ pelo que G fica definido da seguinte forma:

$$G = \frac{v_{c2}}{v_{c1} + v_{c2}} \quad (2.35)$$

Tendo o valor de G:

$$i_L = \frac{k(v_{c1} - v_{c2})C_1C_2}{\frac{v_{c2}}{v_{c1} + v_{c2}} \cdot C_2 + (1 - \frac{v_{c2}}{v_{c1} + v_{c2}})C_1} = \frac{kC_1C_2(v_{c1} - v_{c2})(v_{c1} + v_{c2})}{C_2v_{c2} + C_1v_{c1}} \quad (2.36)$$

Novamente, para minimizar o tempo de cálculo do micro-controlador a equação é minimizada, considerando que as capacidades são praticamente iguais, $C = C_1 = C_2$:

$$i_{L_{ref}} = k \cdot C \cdot (v_{c1} - v_{c2}) \quad (2.37)$$

As constantes k e C são obtidas definindo qual o valor da corrente máxima na bobina quando se verifica uma certa diferença de tensão entre os supercondensadores.

$$k \cdot C = \frac{(v_{c1} - v_{c2})}{i_{L_{max}}} \quad (2.38)$$

Capítulo 3

Simulação dos processos de equilíbrio de tensões em supercondensadores

3.1 Modelo dinâmico de um supercondensador

Após sucessivas experiências, Zubieta, observou que 24 horas após terem ficado em circuito aberto, a seguir a terem sido descarregados fazendo um curto circuito, os supercondensadores tinham carga suficiente para mostrar uma tensão não nula aos terminais do supercondensador, 20 % superior à tensão inicial. A razão deste efeito está relacionado com a redistribuição de iões. O modelo usado pressupõe um ramo para representar a redistribuição mas este efeito pode demorar horas ou até dias, ou seja, idealmente devia ser representado por infinitos ramos.

De forma aos resultados terem maior correlação o supercondensador é colocado em curto circuito durante 3 dias antes de proceder ao ensaio com intuito de obter os parâmetros do modelo elétrico equivalente.

Para o ensaio foi usado um supercondensador de 200F com uma tensão nominal de 2.5V pelo fabricante ELNA, anexo A.2.

De forma a que a fonte forneça uma corrente constante até o mesmo atingir a tensão nominal é necessário configurar a fonte de corrente com um valor de tensão limiar superior à tensão nominal do supercondensador pois o controlador da fonte de corrente decrementa o valor da corrente quando a tensão está quase a atingir o valor desejado.

O osciloscópio grava os dados num tempo máximo de 450 segundos pelo que são usados dois osciloscópios com o intuito de obter os dados num espaço temporal de pelo menos 700 segundo.

O ensaio consiste no carregamento do supercondensador a corrente constante de 5 amperes até que o supercondensador atinja o valor de tensão nominal, instante em que a fonte de corrente é desligada, e só após pelo menos 600 segundos é que o ensaio termina.

3.1.1 Parâmetros obtidos experimentalmente

Os seguintes passos são definidos com a análise do ensaio da figura 3.1:

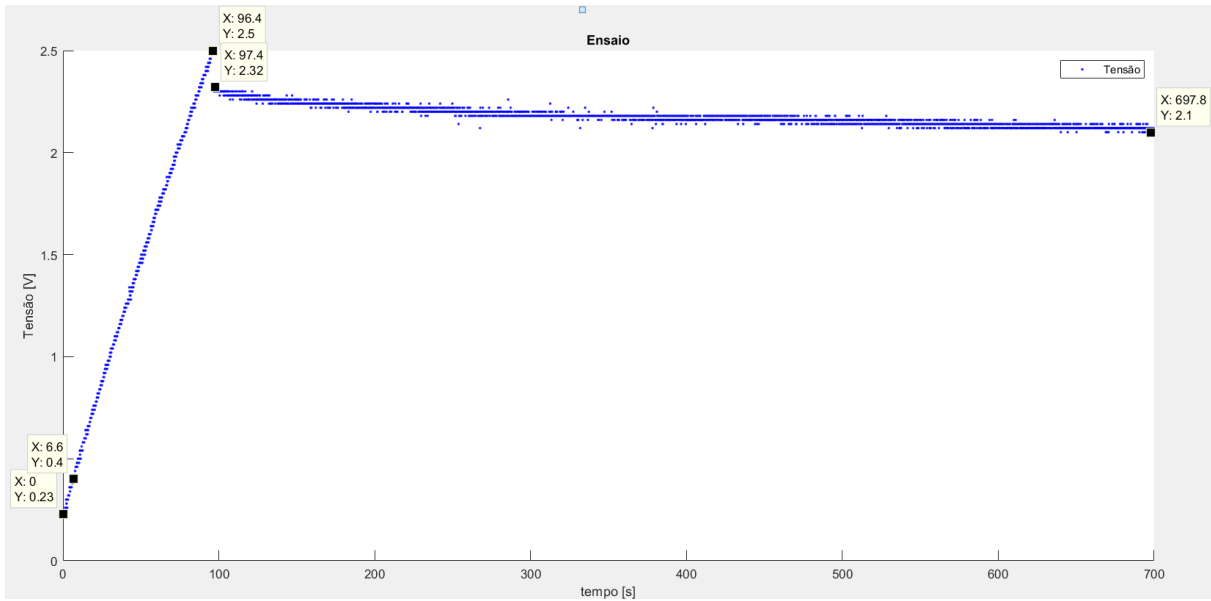


Figura 3.1: Gráfico da tensão com os pontos de tensão e tempo anotados para a obtenção dos parâmetros

- primeiro_amo.m - retorna os parâmetros do primeiro ramo em função dos pontos de 1 a 3 (tensão e tempo):

$$R_{ESR} = \frac{V(t_1) - V(t_0)}{I} = \frac{0.23 - 15e-3}{5} = 43 \text{ m}\Omega \quad (3.1)$$

$$C_h = \frac{I \cdot (t_2 - t_1)}{V(t_2) - V(t_1)} = \frac{5 \cdot (6.6 - 0)}{0.4 - 0.23} = 194 \text{ F} \quad (3.2)$$

$$C_d = \frac{2 \cdot \left(\frac{I \cdot (t_3 - t_1)}{V(t_3) - V(t_1)} - C_h \right)}{V(t_3) - V(t_1)} = \frac{2 \cdot \left(\frac{5 \cdot (96.4 - 0.8)}{2.5 - 0.23} - 171 \right)}{2.5 - 0.23} = 11 \text{ F/V} \quad (3.3)$$

- c.m - retorna a capacidade equivalente do primeiro ramo em função da tensão e de ambas as capacidades, C_h e C_d ,
- segundo_amo.m - obtêm os parâmetros do segundo ramo em função dos pontos 4 e 5 (tensão e tempo), através do segundo método apresentado na subsecção 2.1.2.2.

$$C_r = \frac{V_C(t_4) \cdot C_{eq}(t_4) - V_C(t_5) \cdot C_{eq}(t_5)}{V_C(t_5)} = \frac{2.32 \cdot C_{eq}(t_4) - 2.1 \cdot C_{eq}(t_5)}{697.8} = 21 \text{ F} \quad (3.4)$$

$$R_r = \frac{\tau}{C_r} = \frac{200}{22} = 10 \Omega \quad (3.5)$$

A resistência R_{leak} é obtida com o ensaio do supercondensador em circuito aberto durante 24 horas. Com uma tensão inicial do supercondensador de 1.995V e uma tensão de 1.745V ao fim de 24 horas é calculado uma resistência equivalente de 2.5 k Ω , equação 3.6.

$$V_C = V_0 \cdot \left(1 - \frac{t}{R_{leak} \cdot C}\right) \iff 1.995 = 1.745 \cdot \left(1 - \frac{24 \cdot 60 \cdot 60}{R_{leak} \cdot (171 + 30 \cdot 1.995 + 22)}\right) \iff R_{leak} = 2.5 \text{ k}\Omega \quad (3.6)$$

Resumidamente, os valores obtidos foram os seguintes:

Tabela 3.1: Modelo elétrico - parâmetros obtidos

Parâmetro	Valor
R_{ESR}	43m Ω
C_h	194 F
C_d	11 F/V
C_r	21 F
R_r	10 Ω
R_{leak}	2.5 k Ω

De forma a validar o modelo e os parâmetros obtidos o modelo é implementado em Simulink.

3.1.2 Verificação e validação

Uma particularidade do primeiro ramo é que um dos condensadores, C_d , varia linearmente com a tensão aos seus terminais. Pelo que a simulação rege a seguinte equação para simular dois condensadores em paralelo em que um deles varia linearmente com a tensão:

$$i_{c_{eq}} = C_{eq} \cdot \frac{\partial V_{C_{eq}}}{\partial t} \iff V_{c_{eq}} = \int \frac{1}{C_{eq}} \cdot i_{c_{eq}} dt = \int \frac{1}{C_h + C_d \cdot V_{c_{eq}}} \cdot i_{c_{eq}} dt \quad (3.7)$$

O modelo simulado apresenta um comportamento semelhante ao observado laboratorialmente, figura 3.2:

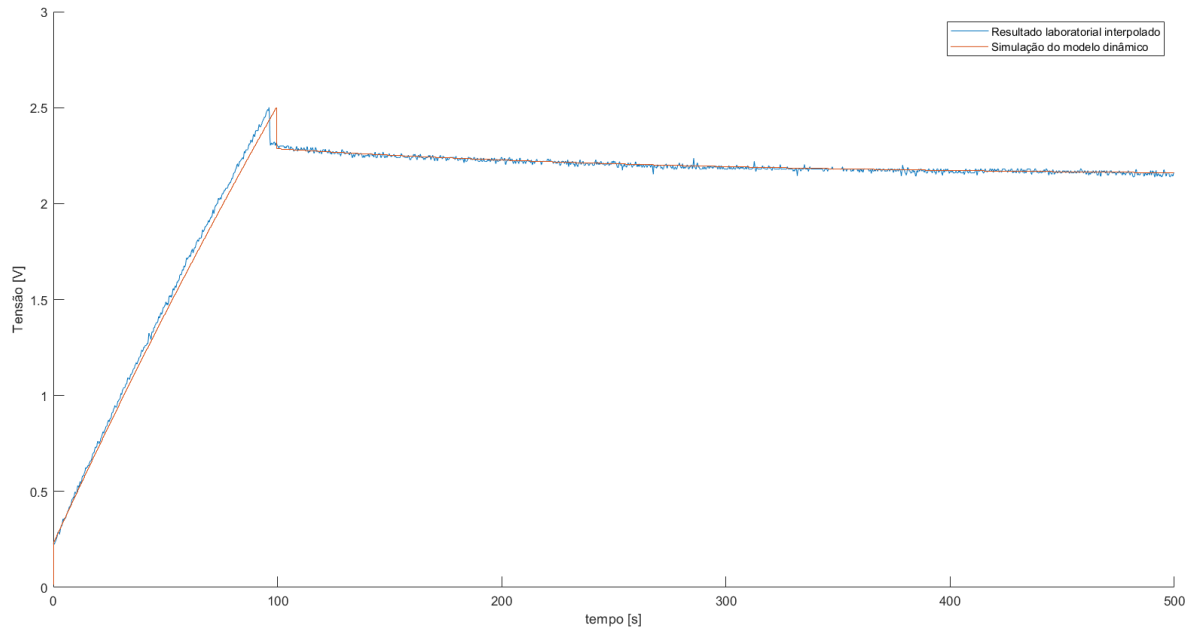


Figura 3.2: Simulação do modelo dinâmico de um supercondensador

Na fase de carregamento, entre a tensão [2 2.5], existe uma pequena discrepância. De notar que no modelo elétrico do supercondensador foi considerado que a carga fornecida ao segundo ramo pela fonte de corrente seria uma fração muito pequena relativamente à fornecida ao primeiro ramo, tão pequena, que se desprezava o segundo ramo na obtenção dos parâmetros do primeiro ramo.

O tempo total que demorou a carregar o supercondensador foi de 96.4 segundos, sendo que, no modelo elétrico corresponde a carregar o primeiro ramo e um pouco do segundo ramo. Caso a carga fornecida fosse unicamente para o primeiro ramo então o tempo de carregamento teria sido inferior, ou seja, considerando que demoraria por exemplo 93.4 segundos eram obtidos os resultados da figura 3.3.

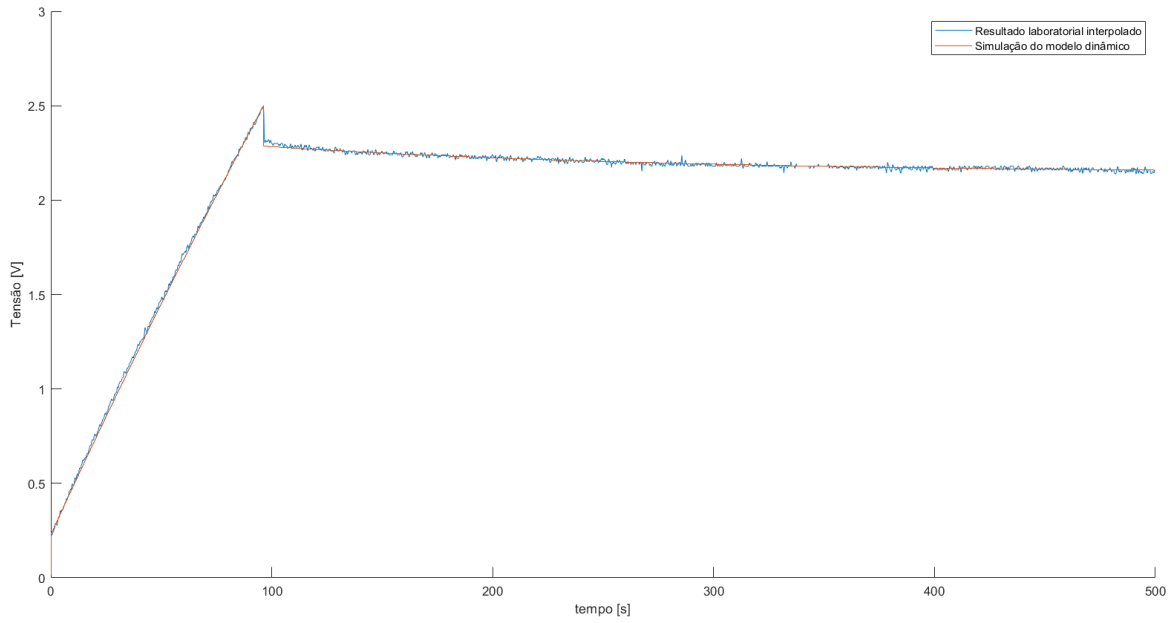


Figura 3.3: Simulação do modelo dinâmico de um supercondensador - reajuste

Caso o modelo de um supercondensador seja através de um circuito RC, uma resistência e uma capacidade, os resultados são os apresentados na figura 3.4. Em que a resistência equivalente em série foi obtida anteriormente, $R_{ESR} = 43m\Omega$ e a capacidade total é de 204 Farads, equação 3.8

$$C = \frac{I \cdot (t_3 - t_1)}{V(t_3) - V(t_1)} = \frac{5 \cdot (96.4 - 0)}{2.5 - 0.23} = 212 F \quad (3.8)$$

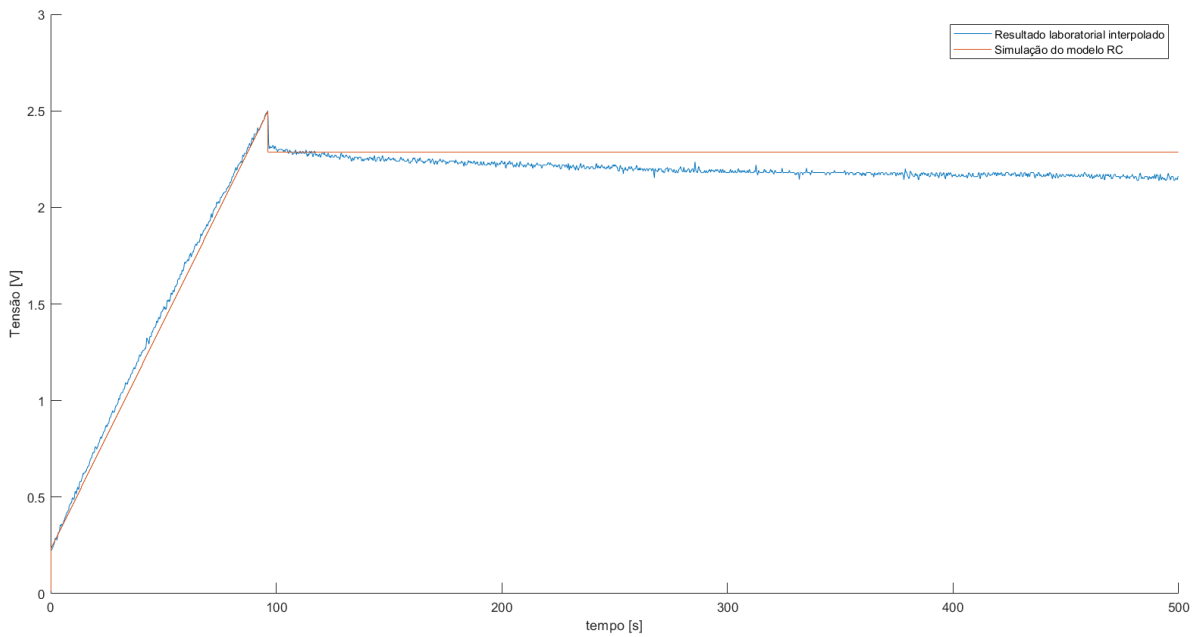


Figura 3.4: Simulação do modelo RC de um supercondensador

3.2 Sistema de gestão de carga dos supercondensadores

Em ambos os métodos de equilíbrio de tensões, passivo e ativo, foi usado o Simulink de forma a estudar e analisar as prestações das topologias.

Como algumas topologias são bastantes complexas o modelo do supercondensador usado na simulação consiste no modelo RC (resistência em série com um condensador).

Com o intuito de se poder comparar as topologias as condições de simulação são as mesmas. O ensaio simulado consiste na carga e descarga sucessiva de quatro supercondensadores em série.

O supercondensador em estudo, anexo A.1, é de 100 Farads com um tensão nominal de 2.7V e uma resistência de $12m\Omega$, R_{ESR} . O desvio máximo relativamente à capacidade nominal é de $\pm 20\%$. As capacidades são as seguintes: $C_1 = 80F$, $C_2 = 120F$, $C_3 = 110F$ e $C_4 = 90F$.

O ensaio consiste em sucessivas cargas e descargas dos supercondensadores com carregamento a corrente constante e descarga a potência constante.

O carregamento do supercondensador pode ser feito com corrente ou potência constante mas o mais exigente para o sistema de equilíbrio é o carregamento a corrente constante. Relativamente à descarga, como a tensão aos terminais dos supercondensadores em série oscila consoante o estado de carga estes sistemas requerem conversores, para que a carga seja submetida à tensão desejada, assim, a corrente exigida aos supercondensadores depende da potência exigida pela carga.

Para um bom funcionamento em longo prazo do supercondensador, Maxwell Technologies, recomenda uma densidade máxima de corrente contínua de 50mA por Farad [15]. As células operam a correntes superiores, figura 3.5, mas pode resultar numa degradação excessiva.

Usable Continuous Current (BOL) ($\Delta T = 15\text{ }^\circ\text{C}$) ^{8,10}	10 A
Usable Continuous Current (BOL) ($\Delta T = 40\text{ }^\circ\text{C}$) ^{8,10}	17 A

Figura 3.5: Corrente contínua em função do incremento da temperatura

Idealmente seria o dimensionamento de um sistema de gestão da carga dos supercondensadores que respeitem as características das células, ou seja, impossibilitar que as células atinjam a tensão máxima, $V_{Surge\ voltage} = 2.85V$ para a corrente máxima recomendada de 5A ($100F \cdot 50mA/F = 5A$) e as correntes indicadas na ficha técnica (10A e 17A), sendo que para 10A há um incremento na temperatura da célula de 15°C e para 17A um incremento de 40°C .

Para simular no Simulink a descarga a potência constante é implementado uma fonte de corrente que gera o valor da corrente em função do valor de potência definido e da tensão aos terminais dos supercondensadores em série, equação 3.9.

$$I = \frac{P^{te}}{V_{C_{serie}}} \quad (3.9)$$

O rendimento das topologias são obtidos no Simulink e de forma diferente consoante o sistema de balanceamento é passivo ou ativo.

Para o equilíbrio passivo funcionar têm que ocorrer consumo de energia que devia antes ser entregue aos supercondensadores. O rendimento, é obtido em função da potência fornecida pela fonte, P_U , e da potência no equilíbrio passivo, P_{Losses} . O cálculo é o seguinte:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_U - P_{Losses}}{P_U} \quad (3.10)$$

No equilíbrio ativo depende unicamente do rendimento a qual a transferência de energia ocorre. Assim, colocando os supercondensadores a uma tensão inicial diferente e sem fornecer energia ao sistema (sem carregamento) a energia total dos supercondensadores perdida durante o equilíbrio reflete as perdas, afetando o rendimento do sistema de equilíbrio ativo. Sendo as capacidades e as tensões dos supercondensadores diferentes entre si a energia total dos supercondensadores em série é calculada da seguinte forma:

$$E(t) = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \cdot C_{cell_i} \cdot V_{cell_i}^2(t) \quad (3.11)$$

De notar que com o decorrer do equilíbrio a capacidade é considerada constante mas as tensões aos seus terminais varia. Posto isto, sabendo a energia antes do sistema de equilíbrio iniciar, E_0 - em função das tensões iniciais, e a energia quando o equilíbrio termina, E_f - em função das tensões finais, é obtido no Simulink o rendimento das topologias com equilíbrio ativo, dado por:

$$\eta = \frac{E_f}{E_0} \cdot 100 \text{ [%]} \quad (3.12)$$

3.2.1 Equilíbrio passivo das tensões nos supercondensadores

A resistência da topologia passiva com o MOSFET, figura 2.16, é obtida da seguinte forma:

$$R = \frac{V_{nominal}}{I_{carregamento}} \quad (3.13)$$

Primeiramente é analisado com uma corrente máxima de 5A e posteriormente se os resultados com o equilíbrio passivo forem satisfatórios é testado com correntes superiores. Os componentes que refletem os usados na simulação são os seguintes:

- Diodo - DSEI 12-10A. Anexo A.4.

- ✓ Tensão de queda direta de 2.7 Volts, $V_F = 2.7V$;
 - ✓ Corrente máxima de 12 Amperes, $I_F = 12A$.
 - MOSFET - STMicroelectronics STD134N4F7AG. Anexo A.5.
 - ✓ Tensão máxima suportada de 40 Volts, $V_{DS} = 40V$. ✓ Corrente máxima de 80 Amperes, $I_D = 80V$.
 - Zener - VISHAY BZX85C2V7. Anexo A.6
 - ✓ Tensão de zener de 2.7 Volts, $V_Z = 2.7V$.
- O Zener está acessível no simulink através do comando "power_zener". Os parâmetros a preencher no simulink, figura 3.6, são fornecidos na ficha técnica.

Zener Diode (mask)	
Implements a zener diode block. Use values from standard datasheets to populate block dialog	
Parameters	
Zener Voltage Vz (V)	<input type="text" value="2.7"/>
Dynamic Impedance Zzt (ohms)	<input type="text" value="20"/>
Knee Impedance Zzk (ohms)	<input type="text" value="400"/>
Maximum Continuous Current Izm (A)	<input type="text" value="0.36"/>
Forward Voltage Drop Vf (V)	<input type="text" value="1.1"/>
On Resistance Ron (ohms)	<input type="text" value="2e-3"/>

Figura 3.6: Parâmetros do Zener no Simulink

O comportamento das topologias com os Diodos, figura 3.7, e com MOSFETs, figura 3.8 são semelhantes. A atuação do sistema de equilíbrio passivo predomina no início fazendo com que na simulação deixe de ser necessário equilíbrio mas na realidade os supercondensadores possuem uma degradação e corrente de fuga ligeiramente diferentes pelo que o sistema de equilíbrio passivo têm que estar presente. O rendimento das topologias passivas estão no anexo A.8.

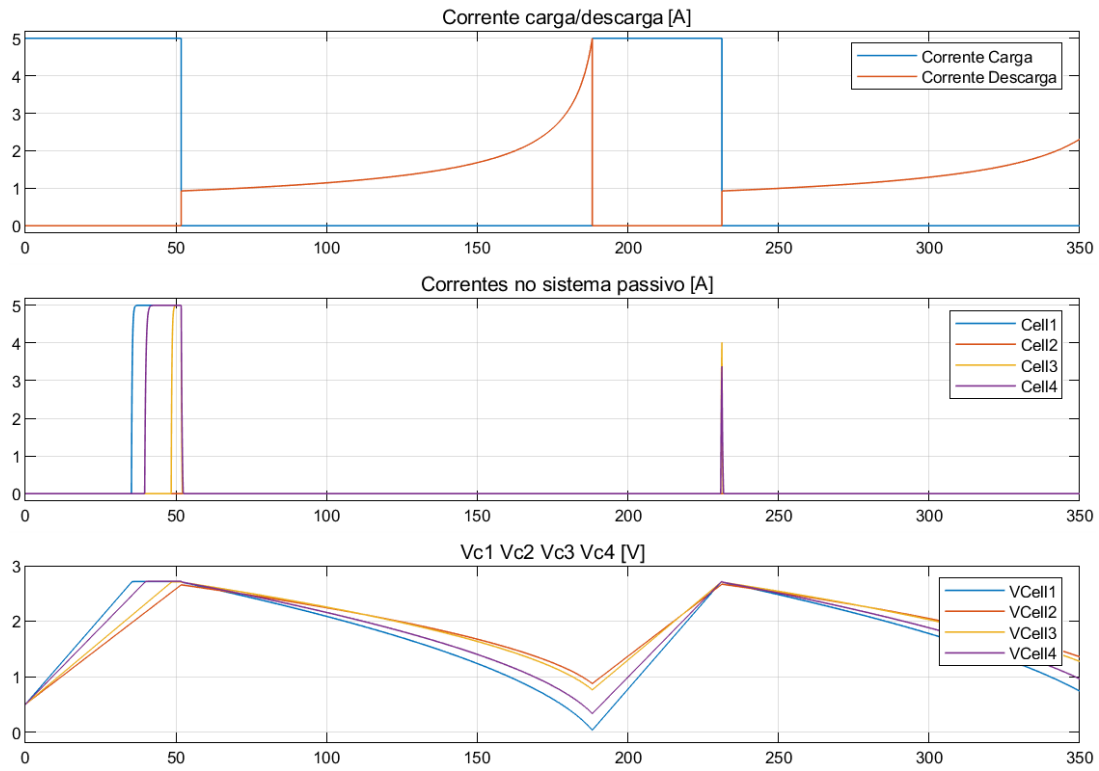


Figura 3.7: Simulação do sistema de equilíbrio passivo com Diodos

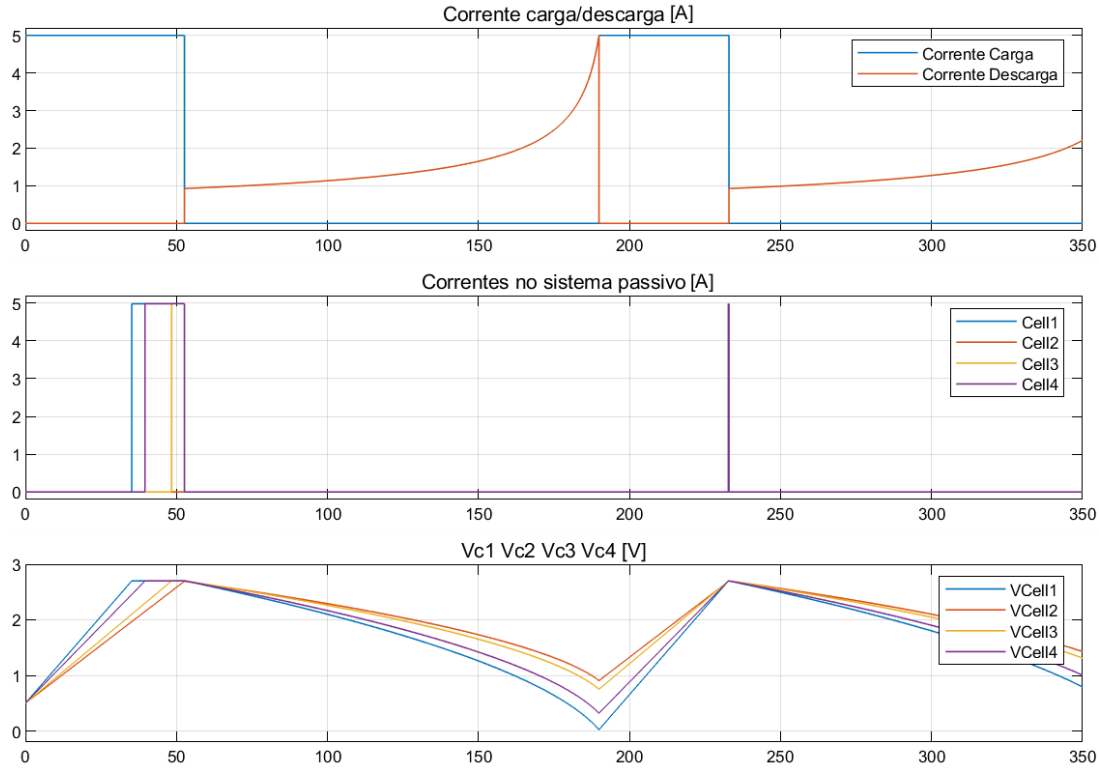


Figura 3.8: Simulação do sistema de equilíbrio passivo com MOSFETs

A energia útil a fornecer pelos supercondensadores é 3% inferior do que se o equilíbrio fosse ativo. É importante garantir que a tensão aos terminais do supercondensador seja superior a 0 volts pelo que é imposto uma tensão de segurança de 0.5 volts. De forma a verificar esta condição o ensaio deixa de carregar quando a tensão média dos supercondensadores em série é de 0.9 volts, figura 3.9. As simulações do Diodo e do MOSFET são semelhantes pelo que é apresentada apenas a simulação do Diodo.

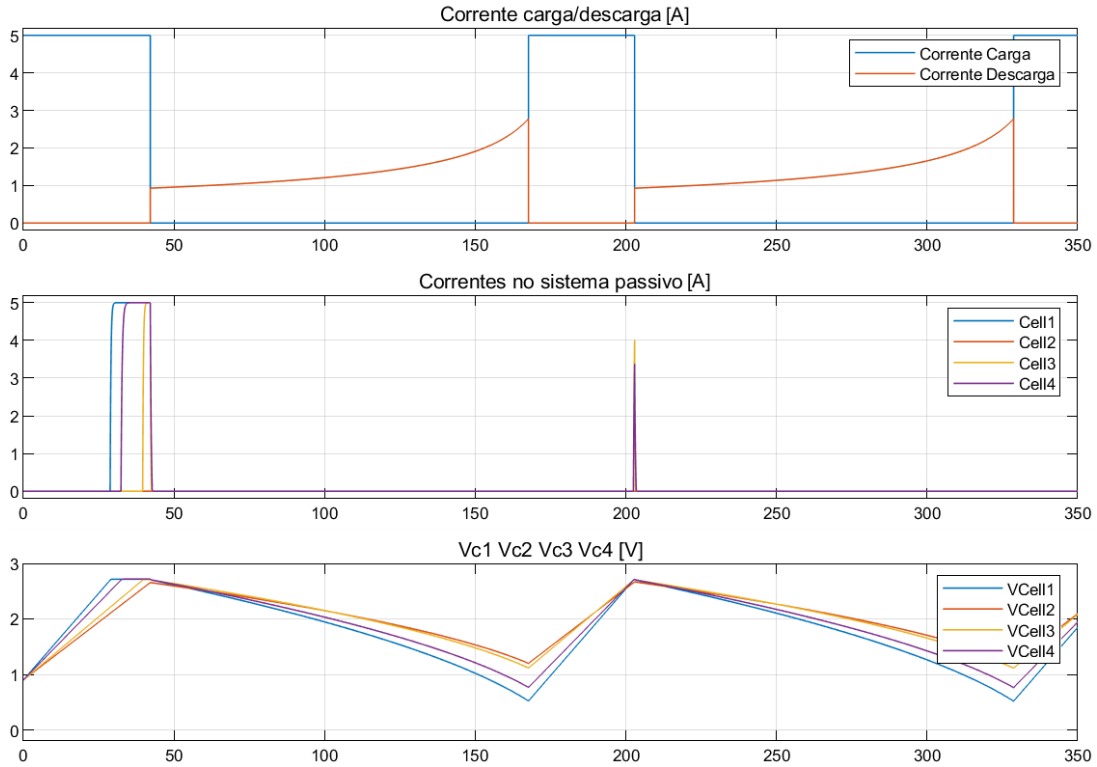


Figura 3.9: Simulação do sistema de equilíbrio passivo com Diodos, $\bar{V}_F = 0.9V$

Neste caso a energia útil a fornecer pelos supercondensadores é 12% inferior do que se o equilíbrio fosse ativo. A energia inicial (quer seja passivo ou ativo):

$$\begin{cases} E_{inicial} = \frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2}C \cdot 2.7^2 \\ C = C \cdot [0.8 \ 1.2 \ 1.1 \ 0.9] \end{cases} \iff E_{inicial} = 14.58C \quad (3.14)$$

A energia final no equilíbrio passivo:

$$\begin{cases} E_{final_{passivo}} = \frac{1}{2}CV^2 \\ C = C \cdot [0.8 \ 1.2 \ 1.1 \ 0.9] \\ V_f = [0.53 \ 1.22 \ 1.12 \ 0.77] \end{cases} \iff E_{final_{passivo}} = \frac{1}{2}(3.92C) = 1.96C \quad (3.15)$$

A energia final no equilíbrio ativo:

$$\begin{cases} E_{final_ativo} = \frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2}C \cdot 0.5^2 = 0.5C \\ C = C \cdot [0.8 \ 1.2 \ 1.1 \ 0.9] \end{cases} \quad (3.16)$$

A diferença de energia não usada:

$$\begin{cases} E_{nao_usada} = \frac{E_{util_ativo} - E_{util_passivo}}{E_{util_passivo}} \\ E_{util_ativo} = E_{inicial} - E_{final_ativo} = (14.58 - 1.96) \cdot C \iff E_{nao_usada} \equiv 12\% \\ E_{util_passivo} = E_{inicial} - E_{final_passivo} = (14.58 - 0.5) \cdot C \end{cases} \quad (3.17)$$

Na industria, o ganho de 1 % é suficiente para que em algumas aplicações seja necessário equilíbrio ativo.

Na simulação da topologia do sistema de equilíbrio com o Zener, figura 3.10, a corrente que passa pelo Zener supera a corrente máxima do Zener (0.36 amperes). De forma a limitar a corrente teria que ser colocado em série uma resistência.

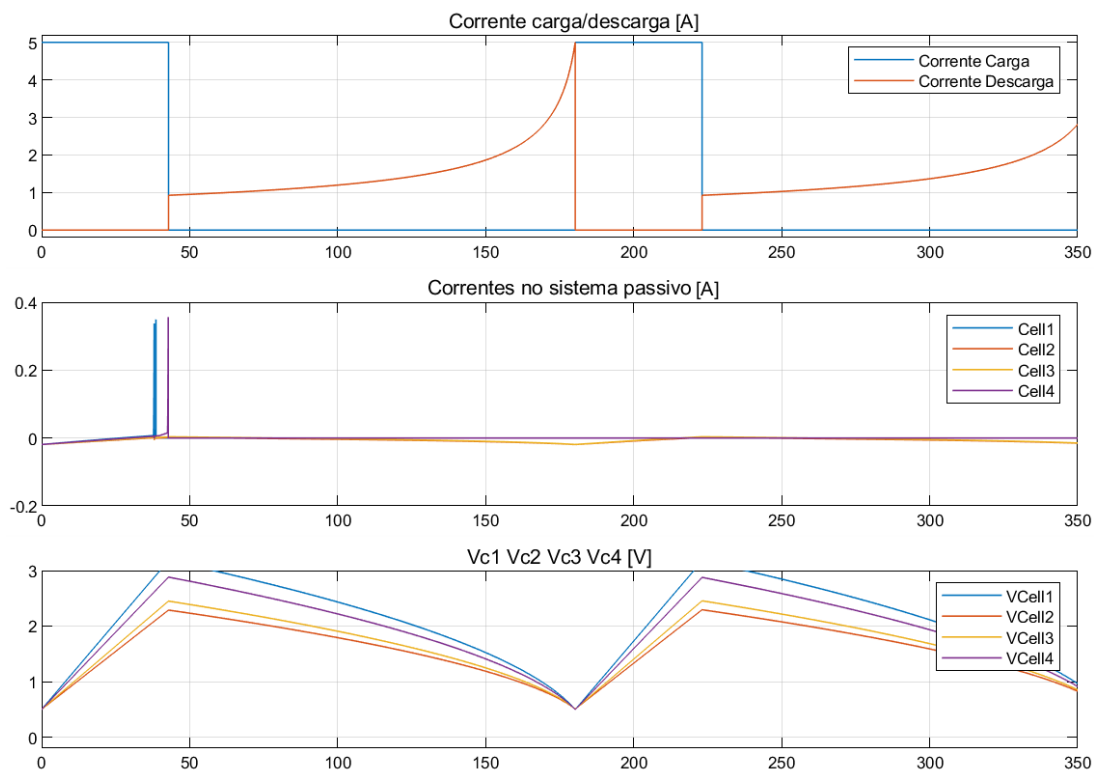


Figura 3.10: Simulação do sistema de equilíbrio passivo com Zeners

3.2.2 Equilíbrio ativo das tensões nos supercondensadores

Como referido anteriormente, o objetivo é dimensionar um sistema de gestão de carga dos supercondensadores que respeite as características das células. Idealmente o sistema de equilíbrio deve suportar a corrente contínua de carga indicada na ficha técnica de 17 amperes, em que ocorre no supercondensador um incremento de 40°C. Foi analisado com as correntes inferiores, mencionadas anteriormente, mas para simplificar a análise de resultados é apresentado as simulações de 17 amperes.

3.2.2.1 Topologia com um Indutor

Como a queda de tensão no Diodo é superior à do MOSFET de baixo valor de R_{dson} , na topologia de um indutor com bloqueio de corrente MOSFET-MOSFET permite iniciar o equilíbrio com tensões dos supercondensadores ligeiramente mais baixas do que na topologia com bloqueio de corrente Diodo-MOSFET. No entanto, os resultados obtidos são semelhantes, figuras 3.11 e 3.12, diferindo essencialmente nos rendimentos.

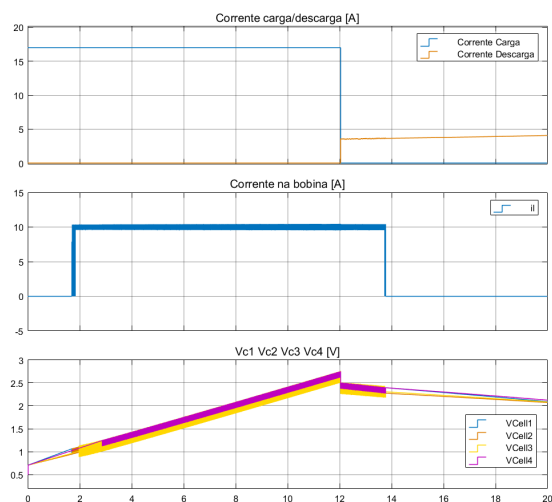


Figura 3.11: Simulação: Topologia com um indutor com bloqueio de corrente Diodo-MOSFET

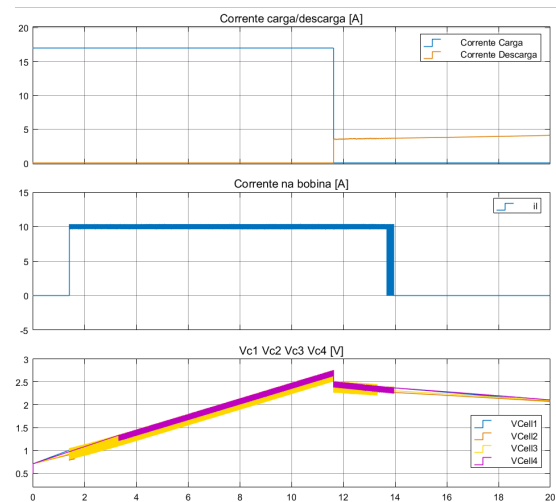


Figura 3.12: Simulação: Topologia com um indutor com bloqueio de corrente MOSFET-MOSFET

Como esperado, a topologia com bloqueio de corrente MOSFET-MOSFET têm melhores rendimentos, figura 3.13. Para obter o gráfico foram feitas 4 simulações para cada uma das topologias incrementando as tensões iniciais dos supercondensadores de 1V até 2.7V, com uma diferença de tensão de 0.1V entre os supercondensadores. Por exemplo: $V_0=[1 \ 0.9 \ 0.9 \ 1]$. É de notar que as perdas nos semicondutores são constantes com o aumento das tensões iniciais, pelo que, o incremento das tensões iniciais dos supercondensadores reflete num maior rendimento.

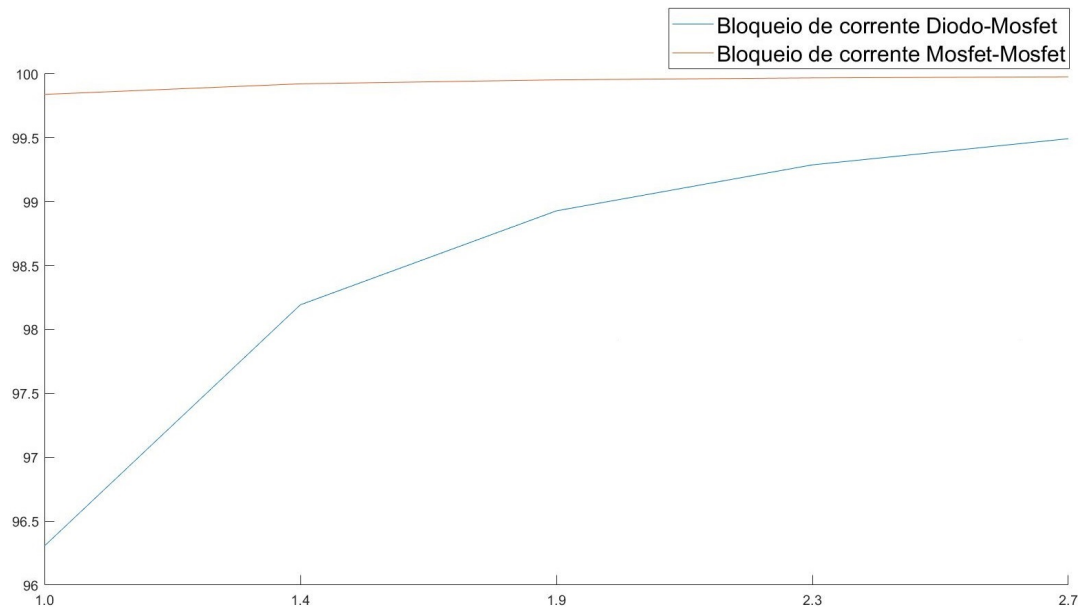


Figura 3.13: Rendimentos: Topologia de um Indutor

Apesar dos altos rendimentos na topologia com bloqueio de corrente MOSFET-MOSFET a implementação requer uma quantidade elevada de semicondutores (relacionado com o tamanho) e que suportem pelo menos duas vezes a tensão máxima em série dos supercondensadores (relacionado com o custo). Para reduzir o custo teria de ser dimensionado em módulos de 4 com um módulo para equilibrar todos os módulos de 4, só que, assim o número de semicondutores aumentava, ou seja, aumentava o tamanho do sistema de equilíbrio. Como mencionado no subcapítulo 2.2.2, a topologia que segue, de múltiplos indutores, surge de forma a reduzir o custo e o tamanho do sistema de balanceamento.

3.2.2.2 Topologia com múltiplos Indutores

Os resultados do sistema de equilíbrio com o ciclo de trabalho a 50 % foram satisfatórios, figura 3.14. As tensões dos supercondensadores foram mantidas abaixo da tensão máxima e as correntes no sistema de equilíbrio estão de acordo com as correntes máximas de condução dos MOSFETs mais acessíveis, 10 amperes.

Com o ciclo de trabalho dinâmico, em que α é definido a 0.2, os resultados estão de acordo com o esperado, figura 3.15. Face ao sistema de equilíbrio com o ciclo de trabalho a 50% as correntes no sistema de equilíbrio têm uma taxa de crescimento superior.

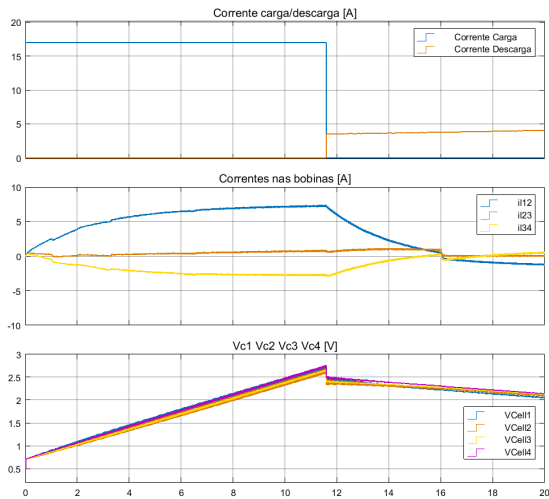


Figura 3.14: Simulação: Ciclo de trabalho a 50%, $\delta = 0.5$

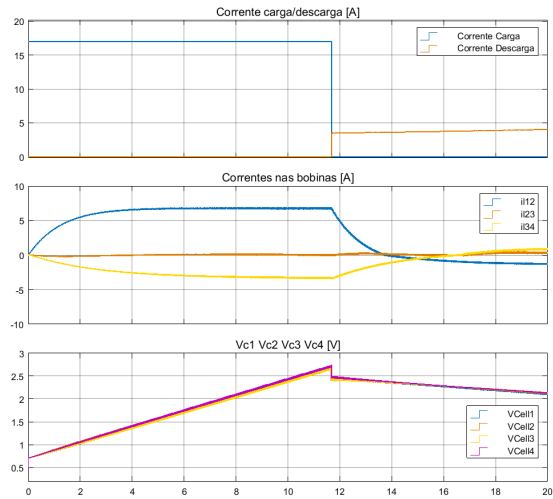


Figura 3.15: Simulação: Ciclo de trabalho dinâmico, $\delta = 0.5 + 0.2 \cdot (v_{c_i} - v_{c_{i+1}})$

Com o controlador não linear o tempo de atuação do sistema de equilíbrio é inferior, figura 3.16, o que reflete num maior rendimento, figura 3.17.

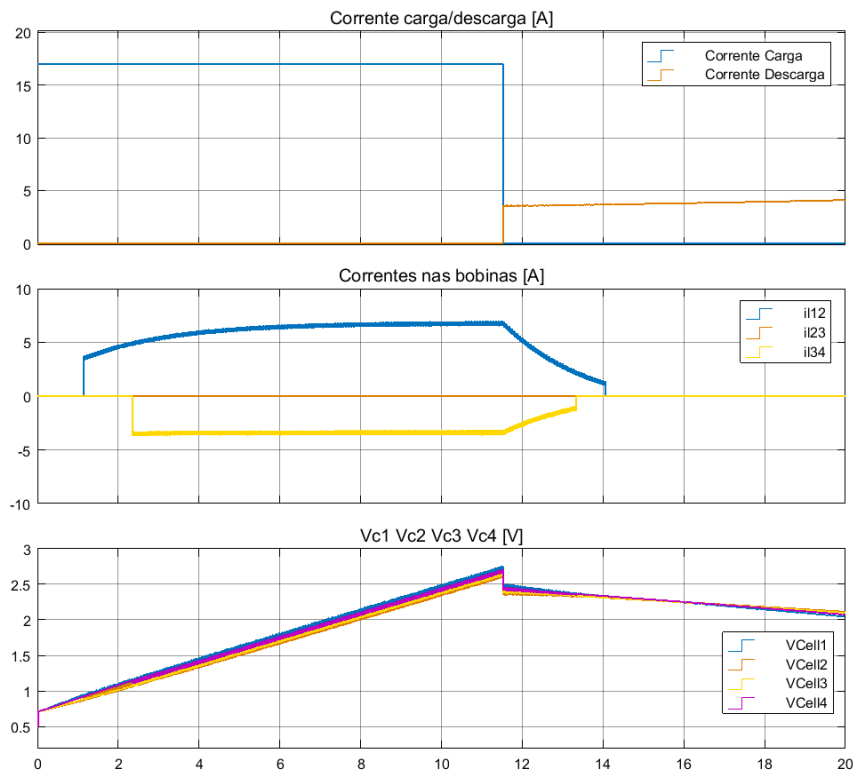


Figura 3.16: Simulação: Controlo de corrente não linear

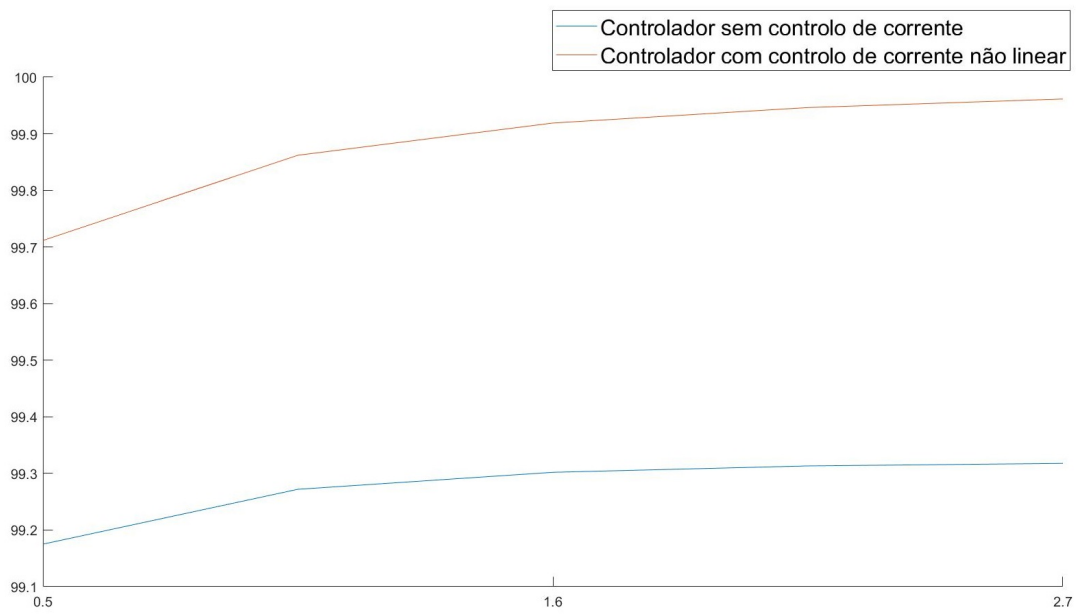


Figura 3.17: Rendimentos: Topologia de múltiplos Indutores

Capítulo 4

Protótipo do sistema de equilíbrio da tensão em supercondensadores

Com este protótipo pretende-se validar a análise teórica e com dados de ensaios contínuos em longo prazo obter sensibilidade ao sistema integrado. O protótipo é para o sistema de equilíbrio ativo com múltiplos indutores:

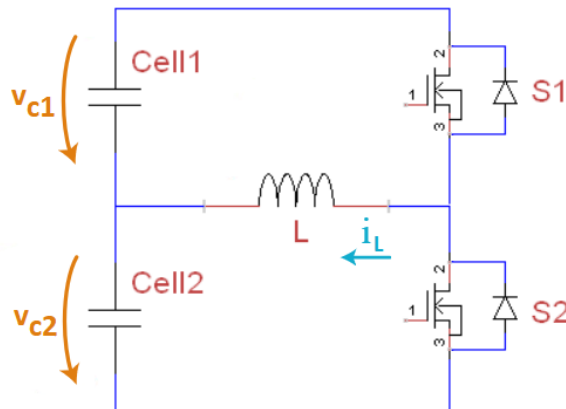


Figura 4.1: Topologia de múltiplos indutores

É analisado o sistema de equilíbrio com o ciclo de trabalho a 50% e o sistema de equilíbrio com o controlador de corrente não linear. Os ensaios são realizados com dois supercondensadores colocados em série, com uma capacidade nominal de 200F, e com tensões iniciais diferentes. Os MOSFETs e o respetivo circuito de comando de porta e proteção provêm de um módulo educacional, em que a resistência interna equivalente de condução dos MOSFETs, IXFK140N30P, é de $24\text{m}\Omega$.

O sinal de PWM para ambos os sistemas de equilíbrio é gerado no Microcontrolador PIC, DM330018.

O código pode ser consultado no anexo A.9.

Os dois supercondensadores são descarregados e posteriormente carregados a corrente constante, de 2 amperes, até à tensão nominal, figura 4.2 e figura 4.3. Deste modo é obtido as capacidades de ambos os supercondensadores, equação 4.1.

$$\begin{cases} C_1 = I \cdot \frac{\Delta t}{V_N - V_0} = 2 \cdot \frac{252}{2.5 - 50 \cdot 10^{-3}} = 205.7F \\ C_2 = I \cdot \frac{\Delta t}{V_N - V_0} = 2 \cdot \frac{254}{2.5 - 20 \cdot 10^{-3}} = 204.8F \end{cases} \quad (4.1)$$

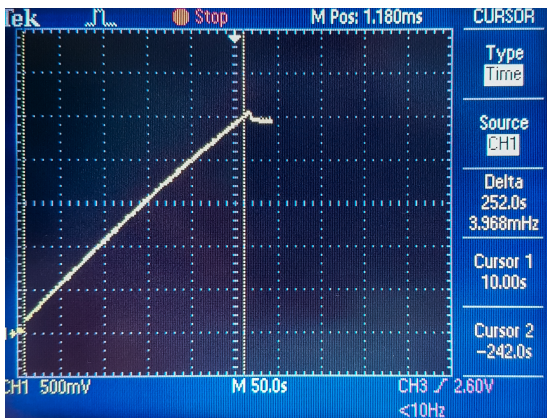


Figura 4.2: Ensaio para obter a capacidade do primeiro supercondensador

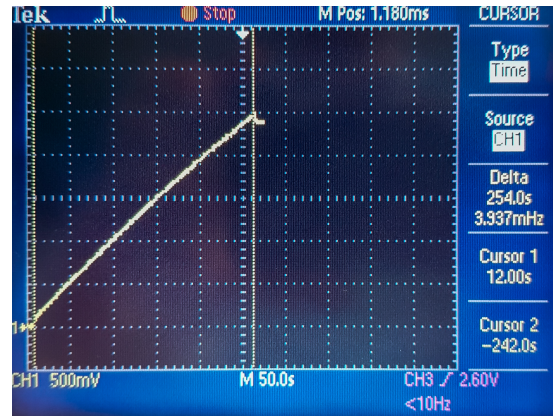


Figura 4.3: Ensaio para obter a capacidade do segundo supercondensador

4.1 Ciclo de trabalho a 50%

A tensão dos supercondensadores são $v_{c1} = 2V$ e $v_{c2} = 1.12V$, a bobina é de $39\mu H$ com uma resistência equivalente de $14m\Omega$ e a frequência de comutação de $10KHz$.

Os resultados laboratoriais foram os seguintes:

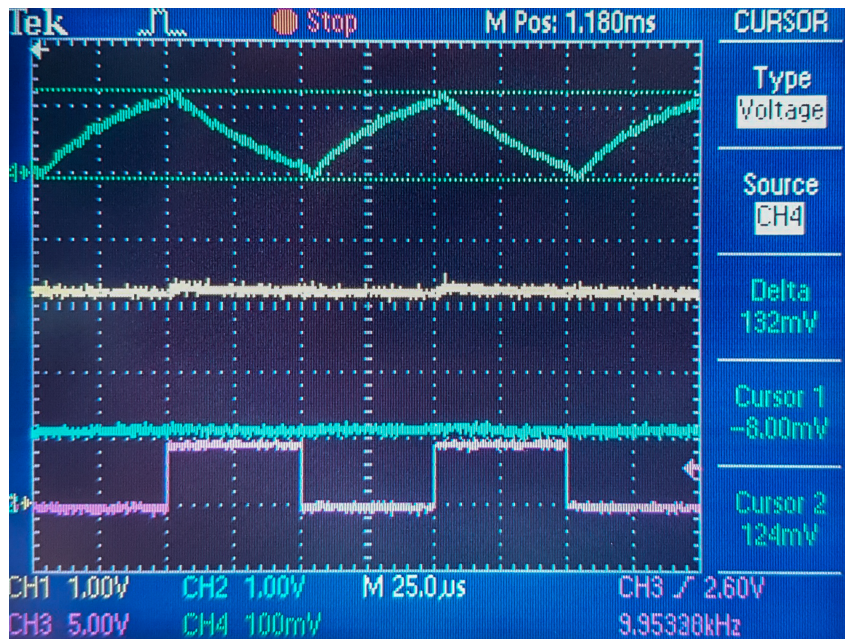


Figura 4.4: Resultado Laboratorial: Ciclo de trabalho a 50%

Apesar da diferença de tensão dos supercondensadores a corrente na bobina permanece constante. Acontece que, devido à comutação dos semicondutores, que por consequente, causa uma variação da tensão elétrica entre uma tensão positiva e uma tensão negativa origine um fenômeno elétrico não desejado, denominado pelo efeito pelicular. O efeito pelicular é responsável pelo aumento da resistência aparente de um condutor elétrico, devido a diminuição da área efetiva de condução, sendo um efeito eletromagnético característico quando os condutores são submetidos à corrente alternada.

Simulando o mesmo ensaio, os resultados são semelhantes com o acréscimo de uma resistência de 0.68Ω com uma frequência de comutação de 15KHz:

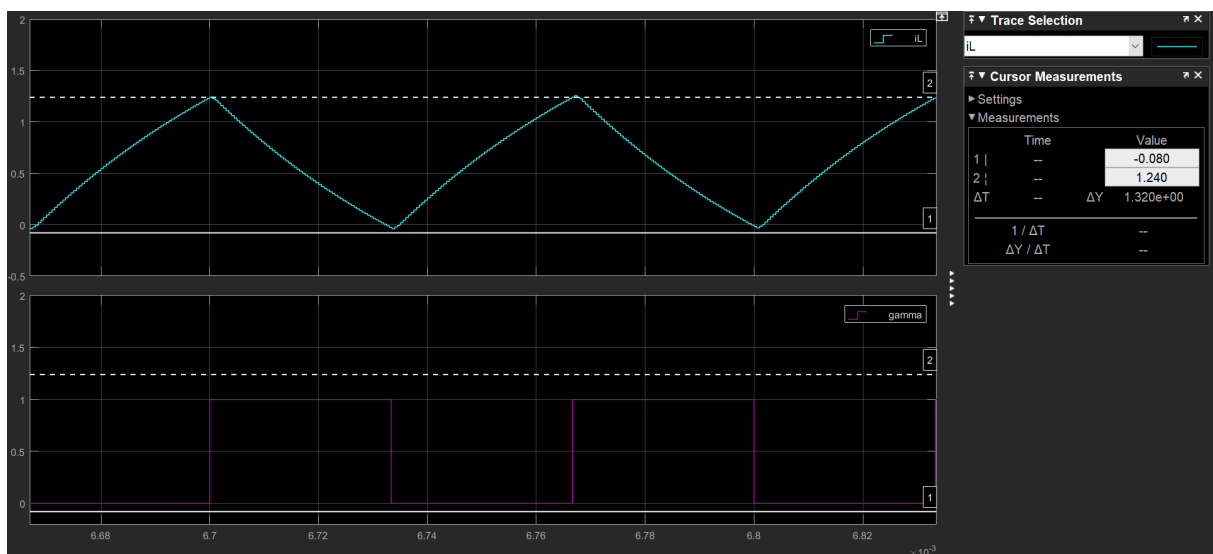


Figura 4.5: Simulação: Ciclo de trabalho a 50%

4.2 Controlo de corrente não linear

A tensão dos supercondensadores são $v_{c1} = 1.10V$ e $v_{c2} = 1.14V$ e a bobina é de 270mH.

A equação que regue a corrente estimada na bobina é a seguinte:

$$i_L = \frac{1}{L} \int \gamma v_{c1} - (1 - \gamma)v_{c2} - (r_{ON} + r_L) \cdot i_L \cdot \partial t \quad (4.2)$$

O ensaio da figura 4.6 consiste em deixar o MOSFET inferior acionado com o intuito de obter em regime permanente a resistência combinada do MOSFET e da bobina:

$$V_{c2} = L \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + r_{comb} \cdot i_L \iff r_{comb}(t \rightarrow +\infty) = \frac{V_{c2}}{I_L} \quad (4.3)$$

Posto isto,

$$r_{comb} = \frac{V_{c2}}{I_L} = \frac{1.31}{\frac{104mV}{100mV/A}} = 1.26\Omega \quad (4.4)$$

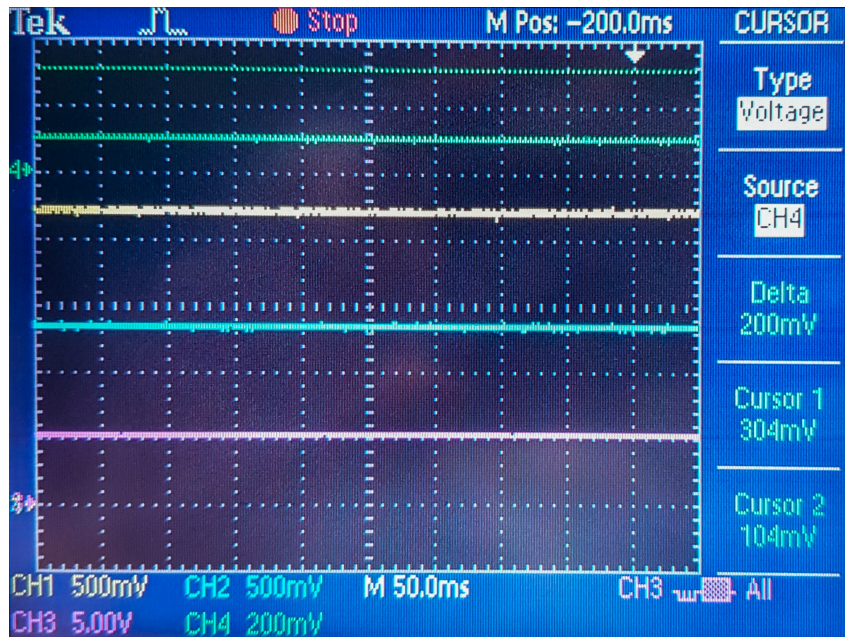


Figura 4.6: Curto Circuito - Regime Permanente

Com uma corrente de referência negativa de -0.3 amperes e um desvio de corrente relativamente à corrente de referência de 0.2 amperes, $\Delta i_L = 0.2$, a energia é transferida do segundo supercondensador, $V_{c2} = 1.12V$, para o primeiro supercondensador, $V_{c1} = 1.10V$. Nas figuras 4.7 e 4.8 a corrente no indutor, i_L , é representado a verde e a variável de acionamento dos MOSFETs a violeta, γ .

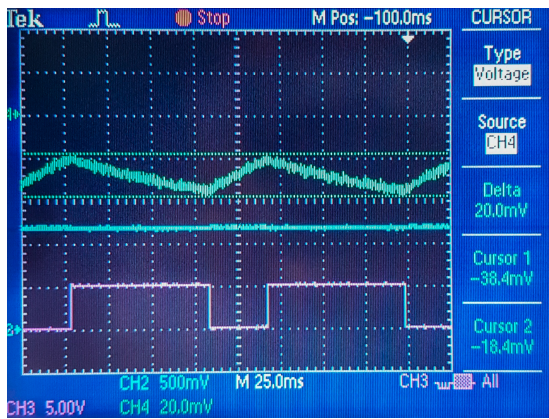


Figura 4.7: Resultado Laboratorial: Controlo de corrente não linear. ΔI_L

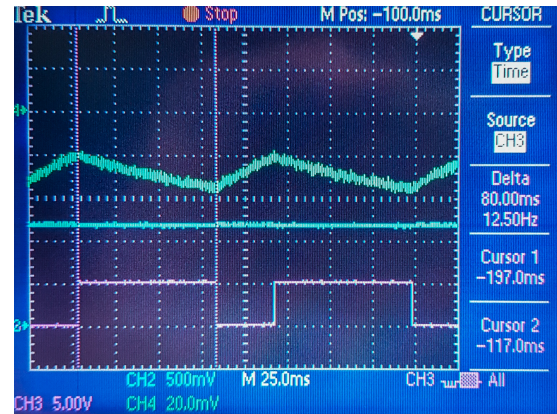


Figura 4.8: Resultado Laboratorial: Controlo de corrente não linear. t_{ON}

Analisando os dados contidos na figura 4.7 a corrente de referência foi de -0.28 amperes e o desvio da corrente relativamente à corrente de referência de 0.2 amperes:

$$i_{l_{ref}} = -\frac{di_l}{2} + i_{l_{max}} = -\frac{0.2}{2} - \frac{18.4mV}{100mV/A} = -0.28A \quad (4.5)$$

Simulando as operações que o PIC realiza no Simulink é obtido resultados idênticos, 4.9. Tal como observado os tempos de atuação dos semicondutores são semelhantes aos obtidos experimentalmente, figura 4.8.

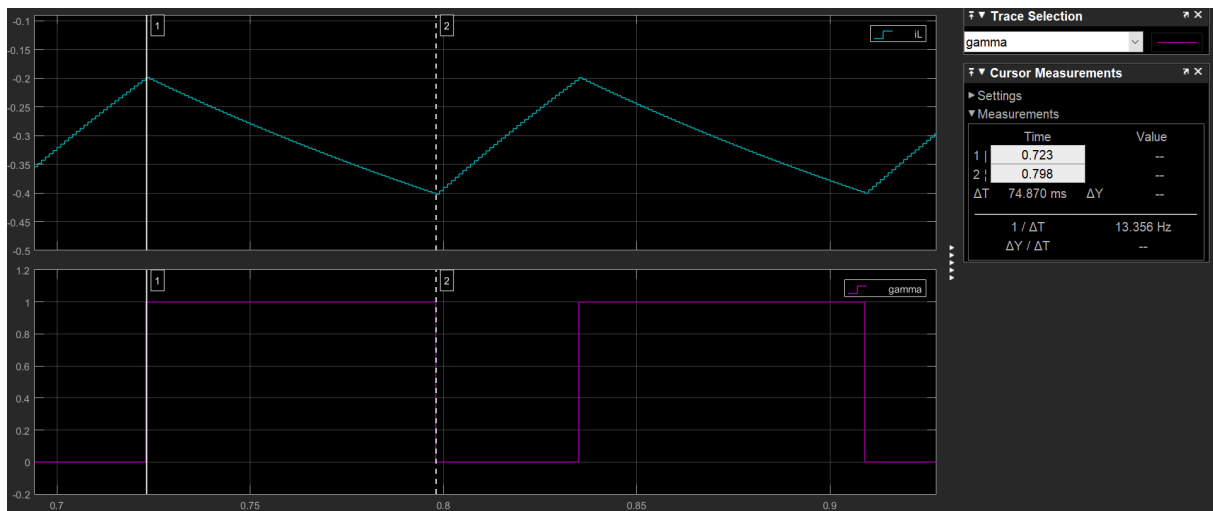


Figura 4.9: Simulação: Controlo de corrente não linear.

Capítulo 5

Conclusões

O comportamento do supercondensador pode ser modelado por modelo contendo condensadores e resistências. No entanto a complexidade e a dificuldade de obter os parâmetros do modelo está correlacionado com a precisão exigida. Com o intuito de analisar e de desenvolver o sistema de equilíbrio em supercondensadores basta usar o modelo linear RC. Apesar do modelo ser menos preciso reflete as implicações das capacidades serem ligeiramente diferentes entre supercondensadores com a mesma referência.

O sistema de equilíbrio passivo compromete a energia útil a fornecer pelos supercondensadores. No equilíbrio ativo as correntes no sistema de equilíbrio são atenuadas relativamente à corrente de operação dos supercondensadores e a energia útil a fornecer à carga é maximizada.

No equilíbrio passivo o sistema de equilíbrio atua apenas se as correntes de fuga forem diferentes e quando ocorre degradação distinta nos supercondensadores, quer na resistência equivalente quer na capacidade. No equilíbrio ativo está constantemente a ser acionado mas como o rendimento é aproximadamente a de um sistema sem perdas a energia recebida aos supercondensadores e a fornecida à carga é equivalente a de um sistema em que os supercondensadores são ideais, ou seja, que dispensa equilíbrio.

Na elaboração do protótipo do sistema de equilíbrio ativo das tensões dos supercondensadores foi observado que os sistemas estão sujeitos ao efeito pelicular. Com o incremento da frequência de comutação a impedância equivalente do indutor aumenta, diferindo bastante dos valores anunciados na ficha técnica.

Trabalhos Futuros

O modelo dinâmico de um supercondensador apresentado nesta dissertação foi analisada a uma corrente de carga de 5 amperes. Em que os resultados simulados tiveram uma elevada correlação com os ensaios laboratoriais, no entanto, deve ser submetido em ensaios com diferentes correntes de carga.

O sistema de gestão de carga dos supercondensadores teve o objetivo de dimensionar um sistema capaz de respeitar as características das células, ou seja, das correntes de operação dos supercondensadores. No entanto deve ser analisado um sistema de equilíbrio passivo das tensões dos supercondensadores em que a corrente de carga dos supercondensadores é controlada. Sendo que diminuindo as correntes suportadas nos componentes no sistema de equilíbrio implica uma diminuição no custo, no tamanho e no arrefecimento dos mesmos.

Para a implementação de um sistema de armazenamento com supercondensadores num projeto, tese ou doutoramento é anexado, anexo A.10, os componentes necessários para a realização de um sistema de equilíbrio ativo de múltiplos indutores numa placa de circuito impresso.

Bibliografia


- [1] D. O. Wipf. Curriculum Vitae. www.chemistry.msstate.edu/files/Wipf_David_CV_2017.pdf.
- [2] Chenglong Hao, Xiaofeng Wang, Yajiang Yin and Zheng You. Analysis of Charge Redistribution During Self-discharge of Double-Layer Supercapacitors. *Journal of ELECTRONIC MATERIALS*, 2016.
- [3] L. E. Zubieta. Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications, 1997.
- [4] Mohamed Daowd, Noshin Omar, Peter Van Den Bossche, Joeri Van Mierlo. Passive and Active Battery Balancing comparison based on MATLAB Simulation. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2011.
- [5] Gerald Landrum, Thomas A. Stuart and Wei Zhu. Fast Equalization for Large Lithium Ion Batteries.
- [6] Jian Cao, Nigel Schofield and Ali Emadi. Battery Balancing Methods: A Comprehensive Review. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008.
- [7] Nasser H. Kutkut Deepak M. Divan. Dynamic equalization techniques for series battery stacks, 2001.
- [8] Jun Xu, Xuesong Mei and Junping Wang. A High Power Low-Cost Balancing System for Battery Strings. *10 th International Conference on Applied Energy*, 2019.
- [9] Xiujuan Zhang, Peide Liu, and Darui Wang. The Design and Implementation of Smart Battery Management System Balance Technology. *Journal of Convergence Information Technology*, Vol. 6, 2011.
- [10] S. West and P.T. Krein. Switched-Capacitor Systems For Battery Equalization. *IEEE Modern Techniques and Technology (MTT 2000)*. Proceedings of the VI International Scientific and Practical Conference of Students, 2000.
- [11] Dorin V. Cadar, Dorin M. Petreus and Toma M. Patarau. An Energy Converter Method for Battery Cell Balancing. *IEEE 33rd International Spring Seminar on Electronics Technology*, 2010.
- [12] P. Sang-Hyun, K. Tae-Sung, P. Jin-Sik, M. Gun-Woo, and Y. Myung-Joong. A New Battery Equalizer Based on Buck-boost Topology. *IEEE 7th International Conf. on Power Electronics*, 2007.

- [13] T. H. Phung, J. C. Crebier, A. Chureau, A. Collet And N. T. Van Nguyen. Optimized Structure for Next-to-Next Balancing of Series-Connected Lithium-ion Cells. 26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2011.
- [14] Patente de invenção nacional n.º 106681. <https://www.inesc-id.pt/publications/10873/pdf/>.
- [15] *PRODUCT GUIDE - Maxwell Technologies® BOOSTCAP® Ultracapacitors*. Maxwell Technologies.
- [16] S. A. Akbarali. Novo conversor eletrónico comutado para equilíbrio do estado de carga de células em baterias de veículos elétricos, 2012.
- [17] F. Montemor. Em portugal desenvolvem-se novos supercondensadores redox. <https://ionline.sapo.pt/652141>.
- [18] Ficha Técnica - ZSPM901. <https://zh.idt.com/document/dst/zspm9010-datasheet>, .
- [19] Ficha Técnica - ZSPM8010. <https://zh.idt.com/document/man/zspm8010-kit-user-guide>, .
- [20] Preço - ZSPM8010KITV1P1. <https://pt.mouser.com/ProductDetail/IDT/ZSPM8010KITV1P1?qs=sGAEpiMZZMuzPc6elQUKohci23m3Pwya7aed6%2FcLZ%252BU2%2FK3C4lhgdA==>.
- [21] Ficha Técnica - IRF7910PbF. <http://www.farnell.com/datasheets/107808.pdf>.
- [22] Ficha Técnica - Si8274. <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si827x.pdf>.
- [23] Ficha Técnica - SI8274ISO-KIT. <https://www.silabs.com/documents/public/user-guides/UG186.pdf>.
- [24] Ficha Técnica - GS66508BEVBDB/GS665EVBMB. https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/01/GS66504B-EVBDB_UserGuide_rev_20161117.pdf.
- [25] T. Kuparowitz. Charge transport and storage in a supercapacitor structure, 2017.

Apêndice A

Fichas técnicas

A.1 Maxwell 100F Supercapacitor


DATASHEET

2.7V 100F ULTRACAPACITOR CELL


BCAP0100 P270 S07
ESH5R-0100CO-002R7

FEATURES AND BENEFITS

- High performance product with low ESR
- Exceptional shock and vibration resistance
- Long lifetimes with up to 500,000 duty cycles*
- Compliant with UL, RoHS and REACH requirements

TYPICAL APPLICATIONS

- Actuators
- Emergency Lighting
- Telematics
- Automotive
- Security Equipment
- Backup System
- UPS System



PRODUCT SPECIFICATIONS

ELECTRICAL	
Rated Voltage, V_R	2.7 VDC
Surge Voltage ¹	2.85 VDC
Rated Capacitance, C^3	100 F
Min. / Max. Capacitance, Initial	100 F / 120 F
Typical Capacitance, Initial ^{2,3}	106 F
Rated (Max.) ESR_{DC} , Initial ⁹	12 m Ω
Typical ESR_{DC} , Initial ^{2,3}	8 m Ω
Typical ESR_{DC} , Initial, 5 sec ^{2,3}	11 m Ω
Maximum Leakage Current ⁴	0.26 mA
Maximum Peak Current, Non-repetitive ⁵	61 A

PHYSICAL	
Nominal Mass	21.1 g

POWER & ENERGY		
Operating Temp. Range	Standard (-40°C to 65°C) at 2.7 V	Extended (-40°C to 85°C) at 2.3 V
Maximum Stored Energy, E_{max} ^{6,9}	0.10 Wh	0.07 Wh
Gravimetric Specific Energy ⁶	4.8 Wh/kg	3.4 Wh/kg
Usable Specific Power ⁶	3.4 kW/kg	2.5 kW/kg
Impedance Match Specific Power ⁶	7.2 kW/kg	5.2 kW/kg

TYPICAL CHARACTERISTICS

THERMAL	
Typical Thermal Resistance (R_{th} , Housing) ⁸	11.6°C/W
Typical Thermal Capacitance (C_{th})	34.5 J/°C
Usable Continuous Current (BOL) ($\Delta T = 15^\circ C$) ^{8,10}	10 A
Usable Continuous Current (BOL) ($\Delta T = 40^\circ C$) ^{8,10}	17 A

LIFE*	
Projected DC Life at Room Temperature (At rated voltage and 25°C, EOL ¹⁰)	10 years
DC Life at High Temperature (At rated voltage and 65°C, EOL ¹⁰)	1,500 hours
DC Life at De-rated Voltage & Higher Temperature (At 2.3V and 85°C, EOL ¹⁰)	1,000 hours
Projected Cycle Life at Room Temperature ⁷ (Constant current charge-discharge from V_R to $1/2V_R$ at 25°C, EOL ¹⁰)	500,000 cycles
Shelf Life (Stored uncharged at 25°C, $\leq 50\%$ RH)	4 years

SAFETY

Certifications	RoHS, REACH, UL 810A
----------------	----------------------

*Results may vary. Additional terms and conditions, including the limited warranty, apply at the time of purchase. See the warranty details for applicable operating and use requirements.

Page 1 Document number: 3001959-EN.3 maxwell.com

A.2 ELNA 200F Supercapacitor

DZ, DZH

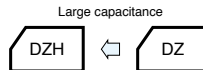
ELECTRIC DOUBLE LAYER CAPACITORS "DYNACAP"



Standard, Large Capacitance Type Capacitors



- Pollution-Free ; with no pollutants such as Cd or Pb.
- Unlike batteries ; excellent charge and discharge characteristics with no chemical reactions



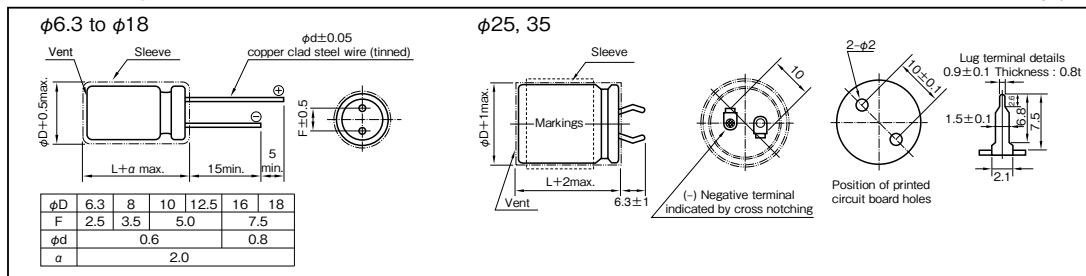
Marking color : White print on a black sleeve

Specifications

Item	Performance			
Series name	Series DZ		Series DZH	
Category temperature range (°C)	-25 to +70		-25 to +60	
Tolerance at rated capacitance (%)	-20 to +80		-20 to +80	
Internal resistance at 1kHz	Refer to the following page			
Characteristics at high and low temperature	Percentage of capacitance change	Within ±30% of the value at 20°C	Percentage of capacitance change	Within ±30% of the value at 20°C
	Internal resistance	Less than five times of the value at 20°C	Internal resistance	Less than eight times of the value at 20°C
Endurance	Test temperature	70°C	Test temperature	60°C
	Test time	1000 hours	Test time	2000 hours
	Percentage of capacitance change	Within ±30% of the initial measured value	Percentage of capacitance change	Within ±30% of the initial measured value
	Internal resistance	Less than four times of the initial specified value	Internal resistance	Less than four times of the initial specified value
Shelf life	Same as endurance		Same as endurance	
Applicable standards	Conforms to JIS C5160-1 2009 (IEC 62391-1 2006)			

Outline Drawing

Unit : mm



Part numbering system (example : 2.5V10F)

DZ	—	2R5	D	106	(Z6)(S)	T	—	□
Series code		Max. operating voltage symbol	Terminal code	Rated capacitance symbol	Casing symbol			Taping (Forming) symbol

Part number is refer to the following page.

EDLC

Standard Ratings (Series DZ 2.5V)

Max. operating voltage (V)	Rated capacitance (F)	Max. Leakage Current (mA) after 24h	ELNA Parts No.	φD × L (mm)	Internal resistance (Ω max.) at 1kHz	Internal resistance (mΩ) at 1kHz (measurement value)
2.5	1	0.1	DZ-2R5D105F4T	6.3 × 14	1.0	400
2.5	1	0.1	DZ-2R5D105G3T	8 × 12	1.0	200
2.5	2.7	0.2	DZ-2R5D275G5ST	8 × 20	0.5	150
2.5	3.3	0.2	DZ-2R5D335H5T	10 × 20	0.3	130
2.5	4.7	0.3	DZ-2R5D475H5T	10 × 20	0.2	80
2.5	5.6	0.3	DZ-2R5D565H5T	10 × 20	0.2	70
2.5	6.8	0.4	DZ-2R5D685H6T	10 × 25	0.2	60
2.5	10	0.5	DZ-2R5D106H8T	10 × 35	0.2	40
2.5	10	0.5	DZ-2R5D106Z6ST	12.5 × 25	0.2	40
2.5	15	0.7	DZ-2R5D156Z8ST	12.5 × 35	0.2	35
2.5	15	0.7	DZ-2R5D156J5T	16 × 20	0.2	35
2.5	22	0.8	DZ-2R5D226J6T	16 × 25	0.2	30
2.5	33	0.8	DZ-2R5D336J8T	16 × 35.5	0.2	30
2.5	40	0.8	DZ-2R5D406K9T	18 × 40	0.2	30
2.5	50	1.0	DZ-2R5D506T	25 × 40	0.08	20
2.5	100	1.0	DZ-2R5D107S37T	25 × 50	0.08	15
2.5	200	2.0	DZ-2R5D207S57T	35 × 50	0.08	15

We tailor packaged product in series and parallel arrangements according to voltage and capacitance as required.

Standard Ratings (Series DZ 2.7V)

Max. operating voltage (V)	Rated capacitance (F)	Max. Leakage Current (mA) after 24h	ELNA Parts No.	φD × L (mm)	Internal resistance (Ω max.) at 1kHz	Internal resistance (mΩ) at 1kHz (measurement value)
2.7	1	0.2	DZ-2R7D105F4T	6.3 × 14	1.0	400
2.7	1	0.2	DZ-2R7D105G3T	8 × 12	1.0	200
2.7	2.7	0.3	DZ-2R7D275G5ST	8 × 20	0.5	150
2.7	3.3	0.3	DZ-2R7D335H5T	10 × 20	0.3	130
2.7	4.7	0.4	DZ-2R7D475H5T	10 × 20	0.2	80
2.7	5.6	0.4	DZ-2R7D565H5T	10 × 20	0.2	70
2.7	6.8	0.5	DZ-2R7D685H6T	10 × 25	0.2	60
2.7	10	0.6	DZ-2R7D106H8T	10 × 35	0.2	40
2.7	10	0.6	DZ-2R7D106Z6ST	12.5 × 25	0.2	40
2.7	15	0.8	DZ-2R7D156Z8ST	12.5 × 35	0.2	35
2.7	15	0.8	DZ-2R7D156J6T	16 × 25	0.2	35
2.7	22	1.0	DZ-2R7D226J7T	16 × 31.5	0.2	30
2.7	33	1.0	DZ-2R7D336J9T	16 × 40	0.2	30

We tailor packaged product in series and parallel arrangements according to voltage and capacitance as required.

Standard Ratings (Series DZH 2.5V)

Max. operating voltage (V)	Rated capacitance (F)	Max. Leakage Current (mA) after 24h	ELNA Parts No.	φD × L (mm)	Internal resistance (Ω max.) at 1kHz	Internal resistance (mΩ) at 1kHz (measurement value)
2.5	22	0.8	DZH-2R5D226Z8ST	12.5 × 35	0.2	55
2.5	50	1.0	DZH-2R5D506K9T	18 × 40	0.08	30
2.5	100	2.0	DZH-2R5D107S35T	25 × 40	0.08	20
2.5	300	5.0	DZH-2R5D307S57T	35 × 50	0.08	15

We tailor packaged product in series and parallel arrangements according to voltage and capacitance as required.

NOTE : Design, Specifications are subject to change without notice.
It is recommended that you shall obtain technical specifications from ELNA to ensure that the component is suitable for your use.



A.3 Diodo ROHM SCS320AHG - $V_F = 1.35V$



SCS320AHG

SiC Schottky Barrier Diode

Datasheet

V_R	650V
I_F	20A
Q_C	47nC

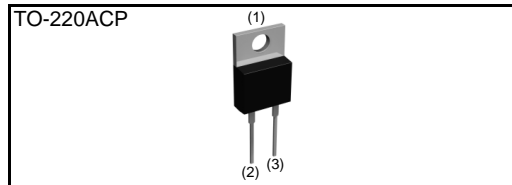
●Features

- 1) Shorter recovery time
- 2) Reduced temperature dependence
- 3) High-speed switching possible
- 4) High surge current capability

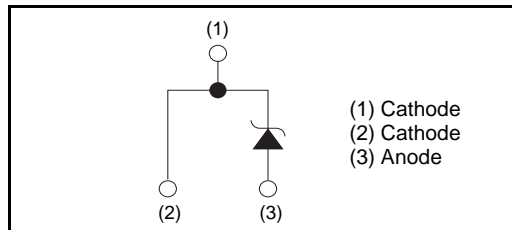
●Construction

Silicon carbide epitaxial planar type

●Outline



●Inner Circuit



●Packaging Specifications

Type	Parameter	Value
	Packaging	Tube
	Reel size (mm)	-
	Tape width (mm)	-
	Basic ordering unit (pcs)	50
	Packing code	C9
	Marking	SCS320AH

●Absolute Maximum Ratings ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

Parameter	Symbol	Value	Unit	
Reverse voltage (repetitive peak)	V_{RM}	650	V	
Reverse voltage (DC)	V_R	650	V	
Continuous forward current ($T_c=125^\circ\text{C}$)	I_F	20	A	
Surge non-repetitive forward current	I_{FSM}	PW=10ms sinusoidal, $T_j=25^\circ\text{C}$	123	A
		PW=10ms sinusoidal, $T_j=150^\circ\text{C}$	104	A
		PW=10μs square, $T_j=25^\circ\text{C}$	450	A
Repetitive peak forward current	I_{FRM}	81 ^{*1}	A	
i^2t value	$\int i^2 dt$	$1 \leq PW \leq 10\text{ms}$, $T_j=25^\circ\text{C}$	75	A^2s
		$1 \leq PW \leq 10\text{ms}$, $T_j=150^\circ\text{C}$	54	A^2s
Total power dissipation	P_D	115 ^{*2}	W	
Junction temperature	T_j	175	$^\circ\text{C}$	
Range of storage temperature	T_{stg}	-55 to +175	$^\circ\text{C}$	

*1 $T_c=100^\circ\text{C}$, $T_j=150^\circ\text{C}$, Duty cycle=10% *2 $T_c=25^\circ\text{C}$

●Electrical characteristics ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

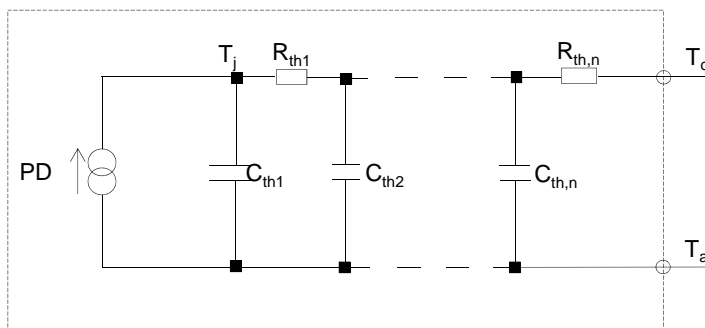
Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
DC blocking voltage	V_{DC}	$I_R=100\mu\text{A}$	650	-	-	V
Forward voltage	V_F	$I_F=20\text{A}, T_j=25^\circ\text{C}$	-	1.35	1.50	V
		$I_F=20\text{A}, T_j=150^\circ\text{C}$	-	1.44	1.71	V
		$I_F=20\text{A}, T_j=175^\circ\text{C}$	-	1.50	-	V
Reverse current	I_R	$V_R=650\text{V}, T_j=25^\circ\text{C}$	-	0.06	100	μA
		$V_R=650\text{V}, T_j=150^\circ\text{C}$	-	4	400	μA
		$V_R=650\text{V}, T_j=175^\circ\text{C}$	-	12	-	μA
Total capacitance	C	$V_R=1\text{V}, f=1\text{MHz}$	-	1000	-	pF
		$V_R=650\text{V}, f=1\text{MHz}$	-	91	-	pF
Total capacitive charge	Q_C	$V_R=400\text{V}, di/dt=350\text{A}/\mu\text{s}$	-	47	-	nC
Switching time	t_c	$V_R=400\text{V}, di/dt=350\text{A}/\mu\text{s}$	-	25	-	ns
Non-repetitive Avaranche Energy	E_{ava}	$L=1\text{mH}$	-	220	-	mJ

●Thermal characteristics

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Thermal resistance	$R_{th(j-c)}$	-	-	0.87	1.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

●Typical Transient Thermal Characteristics

Symbol	Value	Unit	Symbol	Value	Unit
R_{th1}	8.13E-04	K/W	C_{th1}	9.17E-05	Ws/K
R_{th2}	4.07E-02		C_{th2}	5.94E-04	
R_{th3}	8.31E-01		C_{th3}	1.68E-03	



A.4 Diodo DSEI 12-10A - $V_F = 2.7V$

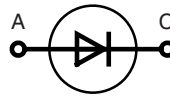
IXYS

DSEI 12-10A

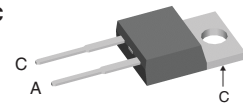
Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

$I_{FAV} = 12\text{ A}$
 $V_{RRM} = 1000\text{ V}$
 $t_{rr} = 50\text{ ns}$

V_{RSM}	V_{RRM}	Type
V	V	
1000	1000	DSEI 12-10A



TO-220 AC



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS}	$T_{VJ} = T_{VJM}$	25	A
I_{FAVM} ①	$T_C = 100^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$	12	A
I_{FRM}	$t_p < 10\ \mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{VJM}	150	A
I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3\text{ ms}$ (60 Hz), sine	75	A
		80	A
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3\text{ ms}$ (60 Hz), sine	65	A
		70	A
I^2t	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3\text{ ms}$ (60 Hz), sine	28	A ² s
		27	A ² s
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3\text{ ms}$ (60 Hz), sine	21	A ² s
		20	A ² s
T_{VJ}		-40...+150	$^\circ\text{C}$
T_{VJM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-40...+150	$^\circ\text{C}$
P_{tot}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	78	W
M_d	mounting torque	0.4...0.6	Nm
Weight	typical	2	g

Features

- International standard package JEDEC TO-220 AC
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low I_{RM} -values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Anti saturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating and melting
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

Symbol	Conditions	Characteristic Values		
		typ.	max.	
I_R	$V_R = V_{RRM}$		250	μA
	$V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	150	μA
	$V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$	4	mA
V_F	$I_F = 12\text{ A}$	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$	2.1	V
		$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	2.7	V
V_{T0}	For power-loss calculations only		1.67	V
r_T	$T_{VJ} = T_{VJM}$		33.6	m Ω
R_{thJC}			1.6	K/W
R_{thCH}		0.5		K/W
R_{thJA}			60	K/W
t_{rr}	$I_F = 1\text{ A}$; $-di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30\text{ V}$; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	50	60	ns
I_{RM}	$V_R = 540\text{ V}$; $I_F = 12\text{ A}$; $-di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $L \leq 0.05\ \mu\text{H}$; $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$	6.5	7.2	A

① I_{FAVM} rating includes reverse blocking losses at T_{VJM} ; $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$, duty cycle $d = 0.5$
 Data according to IEC 60747

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

20071004

© 2004 IXYS All rights reserved

1 - 3

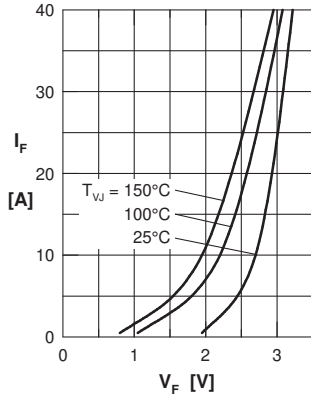


Fig. 1 Forward current I_F versus V_F

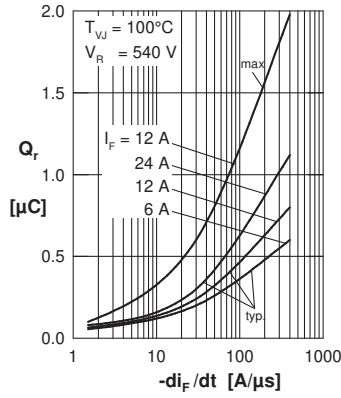


Fig. 2 Typ. reverse recov. charge Q_r versus $-di_F/dt$

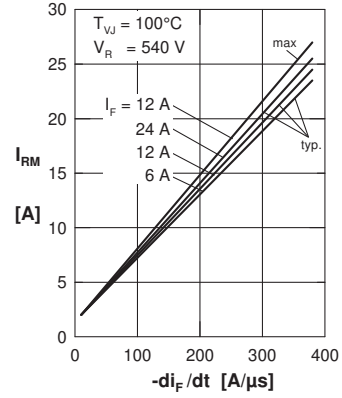


Fig. 3 Typ. peak reverse current I_{RM} versus $-di_F/dt$

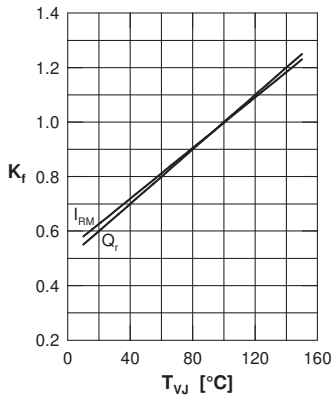


Fig. 4 Dynamic parameters Q_r, I_{RM} versus T_{VJ}

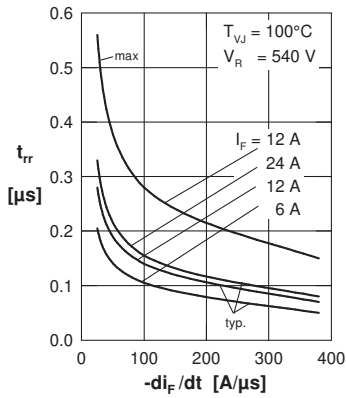


Fig. 5 Typ. recovery time t_{rr} versus $-di_F/dt$

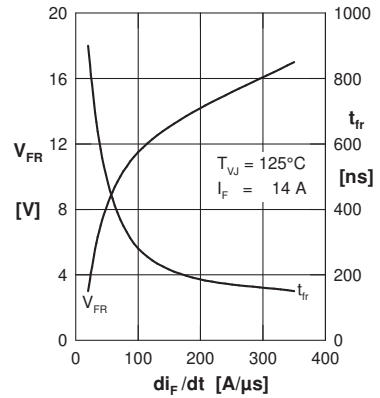


Fig. 6 Typ. peak forward voltage V_{FR} and t_{fr} versus di_F/dt

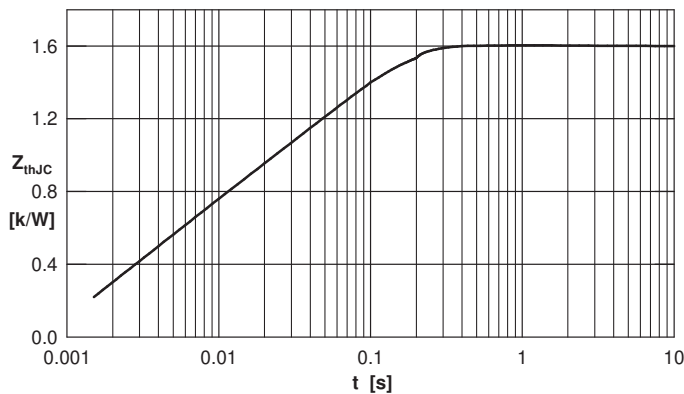


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

20071004

© 2004 IXYS All rights reserved

2 - 3

A.5 MOSFET STMicroelectronics STD134N4F7AG - $V_{DS} = 40V$



STD134N4F7AG

Automotive-grade N-channel 40 V, 2.5 mΩ typ., 80 A STripFET™ F7 Power MOSFET in a DPAK package

Datasheet - production data

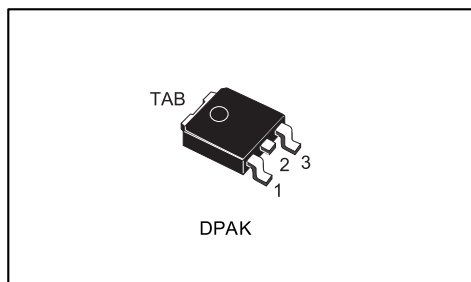
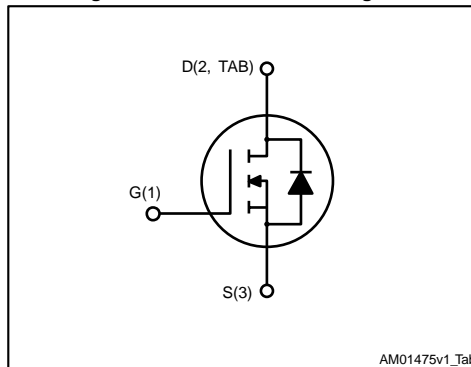


Figure 1: Internal schematic diagram



AM01475v1_Tab

Features

Order code	V_{DS}	$R_{DS(on)}$ max.	I_D	P_{TOT}
STD134N4F7AG	40 V	3.5 mΩ	80 A	134 W

- AEC-Q101 qualified
- Among the lowest $R_{DS(on)}$ on the market
- Excellent FoM (figure of merit)
- Low C_{rss}/C_{iss} ratio for EMI immunity
- High avalanche ruggedness



Applications

- Switching applications

Description

This N-channel Power MOSFET utilizes STripFET™ F7 technology with an enhanced trench gate structure that results in very low on-state resistance, while also reducing internal capacitance and gate charge for faster and more efficient switching.

Table 1: Device summary

Order code	Marking	Package	Packing
STD134N4F7AG	134N4F7	DPAK	Tape and reel

A.6 Zener VISHAY BZX85C2V7 - $V_Z = 2.7V$



www.vishay.com

BZX85-Series

Vishay Semiconductors

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)												
PART NUMBER	ZENER VOLTAGE RANGE ⁽¹⁾			TEST CURRENT		REVERSE LAEKAGE CURRENT		DYNAMIC RESISTANCE ⁽³⁾		TEMPERATURE COEFFICIENT OF ZENER VOLTAGE		ADMISSIBLE ZENER CURRENT ⁽²⁾
	V_Z at I_{ZT1}			I_{ZT1}	I_{ZT2}	I_R at V_R		Z_Z at I_{ZT1}	Z_{ZK} at I_{ZT2}	α_{VZ} at I_{ZT1}		I_Z
	V			mA		μA	V	Ω		%/ $^{\circ}\text{C}$		mA
	MIN.	NOM.	MAX.					MAX.	MAX.	MIN.	MAX.	
BZX85B2V7	2.64	2.7	2.76	80	1	< 150	1	< 20	< 400	- 0.08	- 0.05	360
BZX85B3V0	2.94	3	3.06	80	1	< 100	1	< 20	< 400	- 0.08	- 0.05	330
BZX85B3V3	2.24	3.3	3.36	80	1	< 40	1	< 20	< 400	- 0.08	- 0.05	300
BZX85B3V6	3.53	3.6	3.67	60	1	< 20	1	< 20	< 500	- 0.08	- 0.05	290
BZX85B3V9	3.82	3.9	3.98	60	1	< 10	1	< 15	< 500	- 0.07	- 0.02	280
BZX85B4V3	4.21	4.3	4.39	50	1	< 3	1	< 13	< 500	- 0.05	0.01	250
BZX85B4V7	4.61	4.7	4.79	45	1	< 3	1	< 13	< 600	- 0.03	0.04	215
BZX85B5V1	5	5.1	5.2	45	1	< 1	1.5	< 10	< 500	- 0.01	0.04	200
BZX85B5V6	5.49	5.6	5.71	45	1	< 1	2	< 7	< 400	0	0.045	190
BZX85B6V2	6.08	6.2	6.32	35	1	< 1	3	< 4	< 300	0.01	0.055	170
BZX85B6V8	6.66	6.8	6.94	35	1	< 1	4	< 3.5	< 300	0.015	0.06	155
BZX85B7V5	7.35	7.5	7.65	35	0.5	< 1	4.5	< 3	< 200	0.02	0.065	140
BZX85B8V2	8.04	8.2	8.36	25	0.5	< 1	6.2	< 5	< 200	0.03	0.07	130
BZX85B9V1	8.92	9.1	9.28	25	0.5	< 1	6.8	< 5	< 200	0.035	0.075	120
BZX85B10	9.8	10	10.2	25	0.5	< 0.5	7.5	< 7	< 200	0.04	0.08	105
BZX85B11	10.8	11	11.2	20	0.5	< 0.5	8.2	< 8	< 300	0.045	0.08	97
BZX85B12	11.8	12	12.2	20	0.5	< 0.5	9.1	< 9	< 350	0.045	0.085	88
BZX85B13	12.7	13	13.3	20	0.5	< 0.5	10	< 10	< 400	0.05	0.085	79
BZX85B15	14.7	15	15.3	15	0.5	< 0.5	11	< 15	< 500	0.055	0.09	71
BZX85B16	15.7	16	16.3	15	0.5	< 0.5	12	< 15	< 500	0.055	0.09	66
BZX85B18	17.6	18	18.4	15	0.5	< 0.5	13	< 20	< 500	0.06	0.09	62
BZX85B20	19.6	20	20.4	10	0.5	< 0.5	15	< 24	< 600	0.06	0.09	56
BZX85B22	21.6	22	22.4	10	0.5	< 0.5	16	< 25	< 600	0.06	0.095	52
BZX85B24	23.5	24	24.5	10	0.5	< 0.5	18	< 25	< 600	0.06	0.095	47
BZX85B27	26.5	27	27.5	8	0.25	< 0.5	20	< 30	< 750	0.06	0.095	41
BZX85B30	29.4	30	30.6	8	0.25	< 0.5	22	< 30	< 1000	0.06	0.095	36
BZX85B33	32.3	33	33.7	8	0.25	< 0.5	24	< 35	< 1000	0.06	0.095	33
BZX85B36	35.3	36	36.7	8	0.25	< 0.5	27	< 40	< 1000	0.06	0.095	30
BZX85B39	38.2	39	39.8	6	0.25	< 0.5	30	< 50	< 1000	0.06	0.095	28
BZX85B43	42.1	43	43.9	6	0.25	< 0.5	33	< 50	< 1000	0.06	0.095	26
BZX85B47	46.1	47	47.9	4	0.25	< 0.5	36	< 90	< 1500	0.06	0.095	23
BZX85B51	50	51	52	4	0.25	< 0.5	39	< 115	< 1500	0.06	0.095	21
BZX85B56	54.9	56	57.1	4	0.25	< 0.5	43	< 120	< 2000	0.06	0.095	19
BZX85B62	60.8	62	63.2	4	0.25	< 0.5	47	< 125	< 2000	0.06	0.095	16
BZX85B68	66.6	68	69.4	4	0.25	< 0.5	51	< 130	< 2000	0.055	0.095	15
BZX85B75	73.5	75	76.5	4	0.25	< 0.5	56	< 135	< 2000	0.055	0.095	14
BZX85B82	80.4	82	83.6	2.7	0.25	< 0.5	62	< 200	< 3000	0.055	0.095	12
BZX85B91	89.2	91	92.8	2.7	0.25	< 0.5	68	< 250	< 3000	0.055	0.095	10
BZX85B100	98	100	102	2.7	0.25	< 0.5	75	< 350	< 3000	0.055	0.095	9.4

Notes

- (1) Measured with pulses $t_p = 5\text{ ms}$
- (2) Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 10 mm from case
- (3) Measured with $f = 1\text{ kHz}$

A.7 Comutação na topologia com bloqueio de corrente Diodo-Mosfet, exemplo

Legenda:

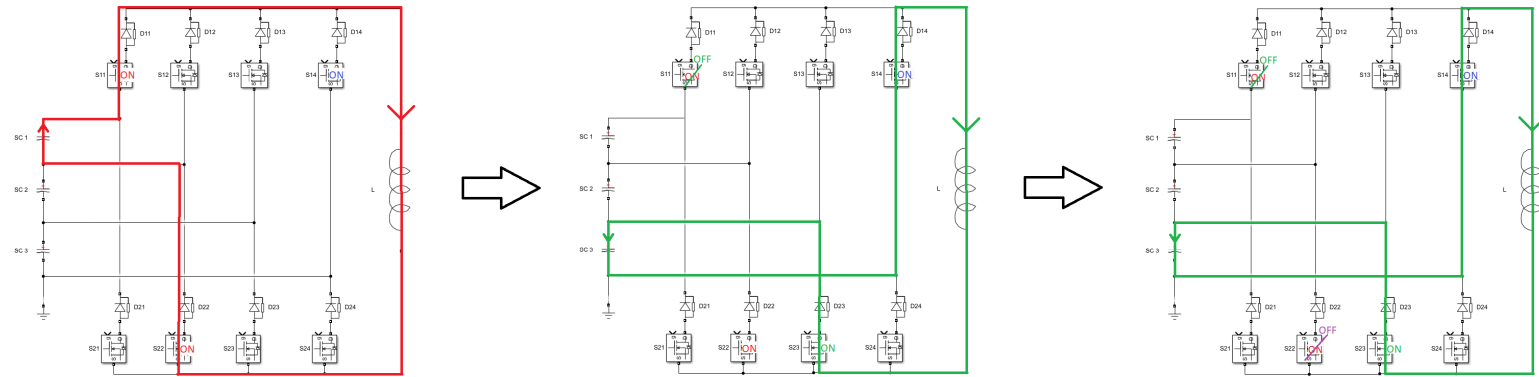
Passo 0 - Vermelho

Passo 1 - Azul

Passo 2 - Verde

Passo 3 - Violeta

$i < j: 13$



$i > j: 31$

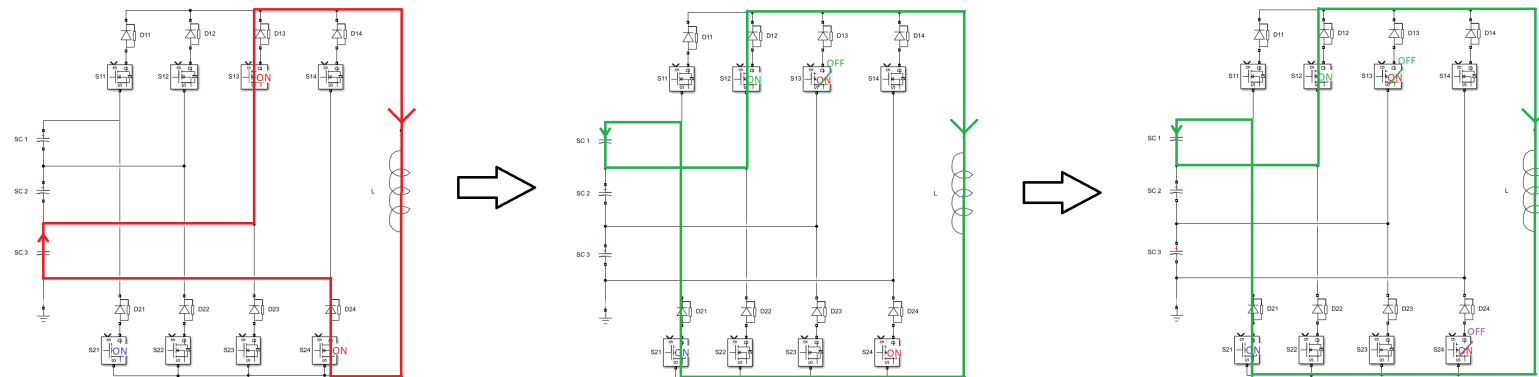


Figura A.1: Topologia com múltiplos indutores

A.8 Rendimentos - Equilíbrio Passivo

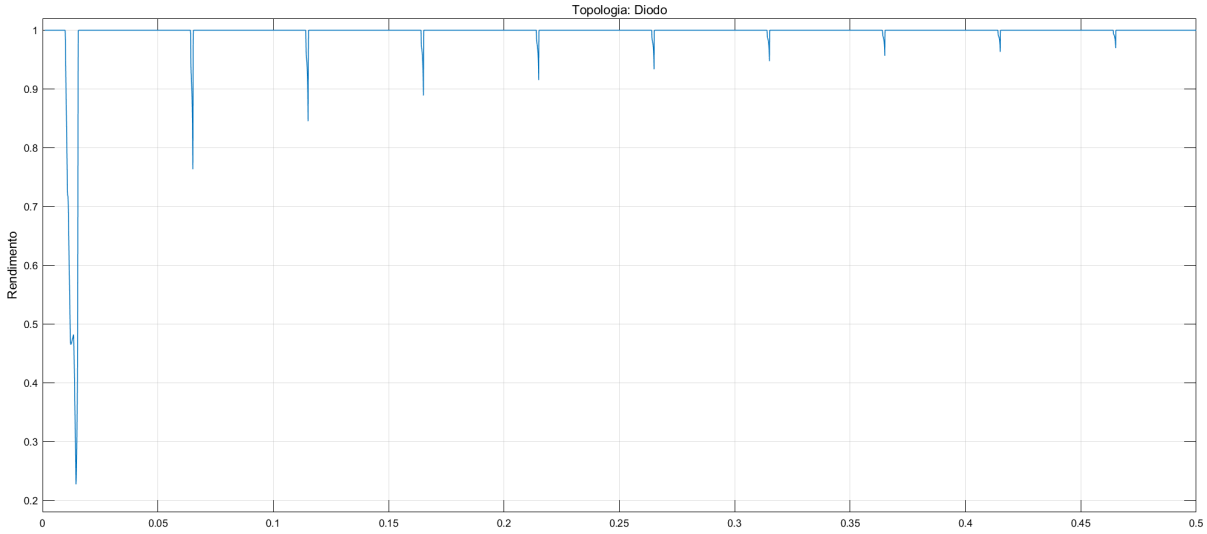


Figura A.2: Rendimento com a topologia passiva: Diodo

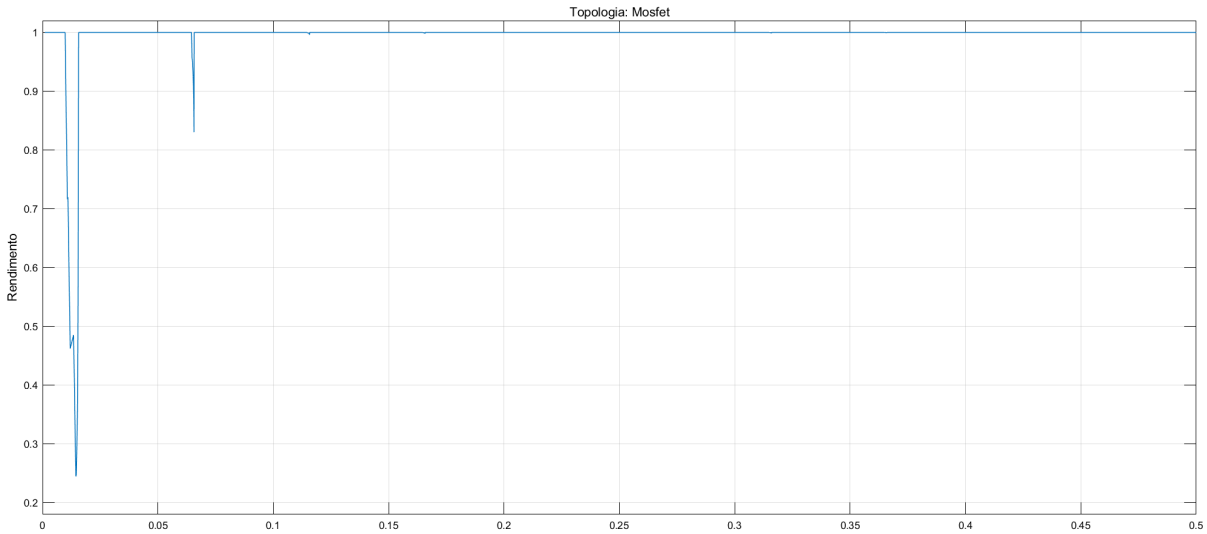


Figura A.3: Rendimento com a topologia passiva: Mosfet

A.9 Microcontrolador PIC - Código

```
1 #define      TRISLED1    _TRISC4
2 #define      LED1        _LATC4
3 #define      TRISLED2    _TRISC5
4 #define      LED2        _LATC5
5 #define      LED3        _LATC6
6 #define      TRISLED3    _TRISC6
7
8 #include "xc.h"
9 #include <stdio.h>
10 #include <stdlib.h>
11
12 // Fosc = 80MHz
13 #define FOSC (80000000ULL)
14 #define FCY (FOSC/2)
15
16 /* Set device configuration values *****/
17 _FOSCSEL(FNOSC_FRC & IESO_ON);
18 _FOSC(FCKSM_CSECME & OSCIOFNC_OFF & POSCHD_NONE & IOL1WAY_ON);
19
20 int _il;
21 int _gamma;
22 int _r;
23 int i;
24 int abs (int j);
25 int _led1;
26 int _led2;
27 int _led3;
28 volatile unsigned int _counter;
29 int _dil2;
30 int _il_ref;
31 int _controlador;
32
33 void init_hw(void);
34 void init_adc(void);
35 void InitTimer1();
36 void oscConfig(void);
37 void __attribute__((interrupt, auto_psv)) _T1Interrupt( void );
38
39 int main(void){
40     int vc1;
41     int vc2;
42     init_hw();
43     init_adc();
44     oscConfig();
45     InitTimer1();
46     while(1){
47         // PWM 5050
48         if (_counter == 1 && _controlador == 1){
49             if (_gamma == 0){
50                 _gamma = 1;
51             }else{
52                 _gamma = 0;
53             }
54             LATBbits.LATB10 = _gamma;
55             _counter = 0;
```

```

56     }
57     // Nao linear
58     if (_counter == 1 && _controlador == 2){
59         while (!_AD1IF);           // Wait for all conversions to complete
60         _AD1IF = 0;                // Clear conversion done status bit
61         vc1 = ADC1BUF0;            // Read the ADC conversion result
62         vc2 = ADC1BUF1;
63         vc1 = vc1-vc2;
64         if (_gamma == 1){
65             _il = _il - (vc2+_il/7.6)/27.25;
66         }else{
67             _il = _il + (vc1-_il/7.6)/27.25;
68         }
69         if(_il_ref-_il > _dil2){
70             _gamma = 0;
71         }else{
72             if(_il_ref-_il < -_dil2){
73                 _gamma = 1;
74             }else{
75                 _gamma = _gamma;
76             }
77         }
78         LATBbits.LATB10 = _gamma;
79         _counter = 0;
80     }
81 }
82 return 0;
83 }
84
85 /*-----
86 Function Name: init_hw
87 Function: Defines variables with values
88 Inputs: None
89 Returns: None */
90 void init_hw(void){
91     TRISBbits.TRISB9 = 0;    // enable
92     TRISBbits.TRISB10 = 0;  // gamma
93     TRISLED1 = 0;           // LED1
94     _led1=0;
95     TRISLED2 = 0;           // LED2
96     _led2=0;
97     TRISLED3 = 0;           // LED3
98     _led3=0;
99     _il = 0;
100    _gamma = 1;
101    _counter = 0;
102    _dil2 = (0.2*10*1024/5)/2;
103    _il_ref = -0.3*10*1024/5;
104    _controlador = 1; // 1 - 5050; 2 - Nao Linear
105 }
106
107 /*-----
108 Function Name: init_adc
109 Function: Initialize ADC converter
110 Inputs: None
111 Returns: None */
112 void init_adc(void){
113     /* Set Port Configuration */

```

```

114 ANSELA = ANSELB = ANSELC = ANSELE = ANSELG = 0x0000; //Convert all I/O pins to digital
115 ANSELBbits.ANSB0 = 1; // Ensure RB0=AN2 is analog
116 ANSELBbits.ANSB1 = 1; // Ensure RB1=AN3 is analog
117
118 /* 1 = ADCx conversion cycle is completed.
119    0 = ADCx conversion has not started or is in progress*/
120 AD1CON1bits.DONE = 0;
121
122 /* 1 = ADCx Sample-and-Hold amplifiers are sampling
123    0 = ADCx Sample-and-Hold amplifiers are holding*/
124 AD1CON1bits.SAMP = 0;
125
126 /* 1 = Sampling begins immediately after last conversion; SAMP bit is auto-set
127    0 = Sampling begins when SAMP bit is set*/
128 AD1CON1bits.ASAM = 1;
129
130 /* 1 = Samples CH0, CH1, CH2, CH3 simultaneously (when CHPS<1:0> = 1x)
131    or samples CH0 and CH1 simultaneously (when CHPS<1:0> = 01)
132    0 = Samples multiple channels individually in sequence */
133 AD1CON1bits.SIMSAM = 1;
134
135 /* Sample Trigger Source Group bit */
136 AD1CON1bits.SSRCG = 0;
137
138 /* If SSRCG = 0:
139    111 = Internal counter ends sampling and starts conversion (auto-convert) */
140 AD1CON1bits.SSRC = 0b111;
141
142 /* 0 = 10-bit, 4-channel ADC operation */
143 AD1CON1bits.AD12B = 0;
144
145 /* 1 = Uses channel input selects for Sample MUX A on the first sample
146    and Sample MUX B on the next sample
147    0 = Always uses channel input selects for Sample MUX A */
148 AD1CON2bits.ALTS = 0;
149
150 /* 1x = Converts CH0, CH1, CH2 and CH3
151    01 = Converts CH0 and CH1 */
152 AD1CON2bits.CHPS = 0b01;
153
154 AD1CON3 = 0b11;
155 AD1CON4 = 0x0000;
156 AD1CSSH = 0x0000;
157 AD1CSSL = 0x0000;
158
159 AD1CHS0bits.CHOSA = 2; // CH0 positive input is RB0=AN2
160 AD1CHS0bits.CHONA = 0b0; // CH0 negative input is V REFL
161
162 AD1CHS123bits.CH123SA0 = 1; // 000 CH1 positive input is AN3/RB1, CH2 positive input is AN4/
    RB2 CH3 positive input is AN5
163 AD1CHS123bits.CH123SA1 = 0; //
164 AD1CHS123bits.CH123SA2 = 0; //
165
166 AD1CHS123bits.CH123NA0 = 0; // 0x = CH1, CH2, CH3 negative inputs are V REFL
167 AD1CHS123bits.CH123NA1 = 0; //
168
169 AD1CON1bits.ADON = 0b1; // Enable ADC module and provide ADC stabilization delay
170 }

```

```

171 |
172 | /*-----
173 | Function Name: InitTimer1
174 | Function: Initialize a Timer
175 | Inputs: None
176 | Returns: None */
177 | void InitTimer1( void )
178 | {
179 | T1CON = 0; /* ensure Timer 1 is in reset state */
180 | T1CONbits.TCS = 0; /* select internal timer clock FOSC/2 soit FCY */
181 | T1CONbits.TCKPS0 = 0; /* select Timer1 Input Clock Prescale */
182 | T1CONbits.TCKPS1 = 0; /* select Timer1 Input Clock Prescale */
183 | T1CONbits.TGATE = 0; /* select Timer1 Input Clock Prescale */
184 | IFS0bits.T1IF = 0; /* reset Timer 1 interrupt flag */
185 | IPC0bits.T1IP = 6; /* set Timer1 interrupt priority level to 4 */
186 | IEC0bits.T1IE = 1; /* enable Timer 1 interrupt */
187 | /* P=1/40Mhz=25ns
188 | * PWM 5050: (1/2*10e3)/25ns= 2000
189 | * N Linear: (1/1e3)/25ns= 40000
190 | */
191 | PR1 = 40000; /* set Timer 1 period register */
192 | T1CONbits.TON = 1; /* enable Timer 1 and start the count */
193 | }
194 |
195 | /*-----
196 | Function Name: oscConfig
197 | Function: Initialize internal oscillator
198 | Inputs: None
199 | Returns: None */
200 | void oscConfig(void){
201 | // Configure PLL for FOSC=80MHz using 7.37MHz FRC
202 | PLLFBDbits.PLLDIV = 65; // M = 65
203 | CLKDIVbits.PLLPOST = 0; // N2 = 2
204 | CLKDIVbits.PLLPRE = 1; // N1 = 3
205 |
206 | // Initiate Clock Switch to Internal FRC with PLL (NOSC = 0b001)
207 | __builtin_write_OSCCONH( 0x01 );
208 | __builtin_write_OSCCONL( OSCCON | 0x01 );
209 |
210 | // Wait for Clock switch to occur
211 | while ( OSCCONbits.COSC != 0b001 );
212 |
213 | // Wait for PLL to lock
214 | while ( OSCCONbits.LOCK != 1 );
215 | }
216 |
217 | void __attribute__((interrupt, auto_psv)) _T1Interrupt( void )
218 | {
219 | _counter++; // keep a running counter
220 | IFS0bits.T1IF = 0; // reset timer interrupt flag
221 | }

```

newmainXC16.c

A.10 Protótipo - Componentes

O mercado de componentes que permite a execução do protótipo é bastante limitado. Idealmente seria usar um conversor integrado, um conversor Buck com Mosfets integrados e com controlo de corrente integrado em função da diferença de tensão das células. Como esses conversores só conduzem corrente num só sentido é necessário dimensionar o conversor, composto por Gate Drivers que acionam os Mosfets em função do sinal PWM gerado num Microcontrolador.

Um fator importante é que os sistemas de controlos necessitam de ser alimentados sendo que a tensão mínima de alimentação para a solução encontrada é de 4.5 volts. Ou seja impondo que o sistema de equilíbrio inicia para tensões acima de 1V dá para alimentar a partir de 5 Supercondensadores os sistemas de equilíbrio com um regulador linear de tensão. Isto impõe que a alimentação da Gate Driver e dos Mosfets têm que ter uma alimentação isolada.

A solução seria um módulo Half-Bridge com os Mosfets e as Gate Drivers Integrados em que a alimentação é isolada, o acionamento seria feito com uma entrada PWM e com controlo de tempos mortos na comutação. O módulo seria ZSPM901 [18] que têm o seguinte esquema:

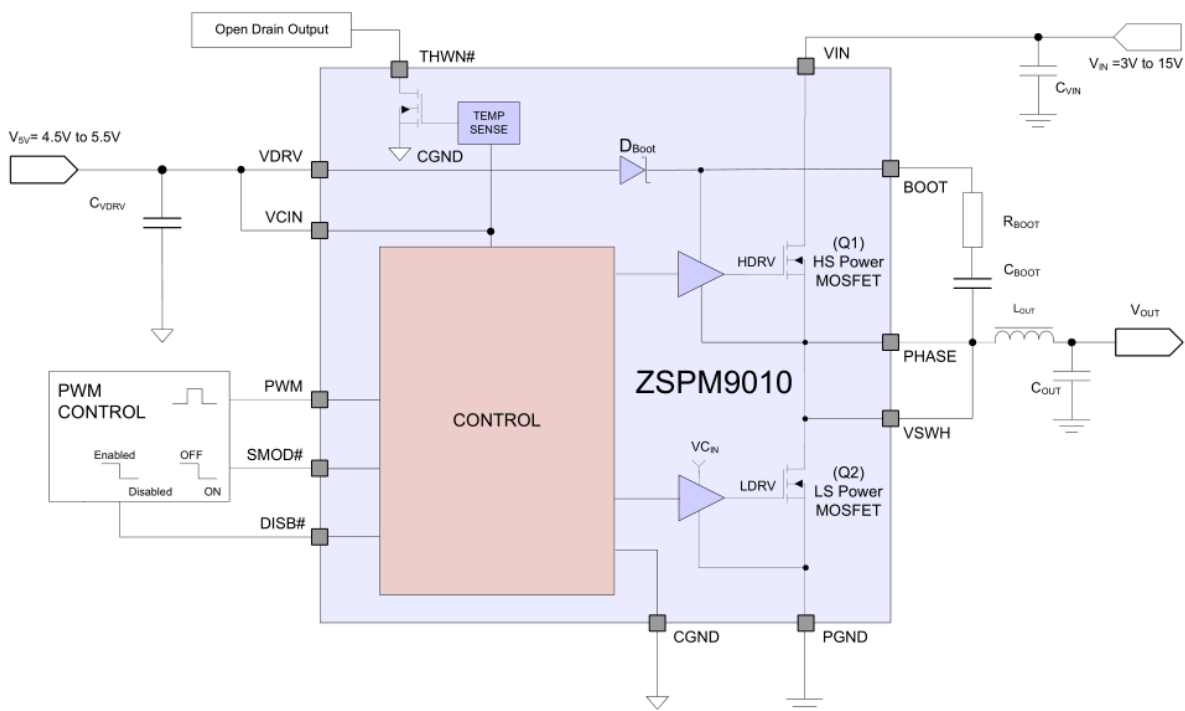


Figura A.4: ZSPM9010

Associado à seguinte placa de teste, ZSPM8010 [19]:

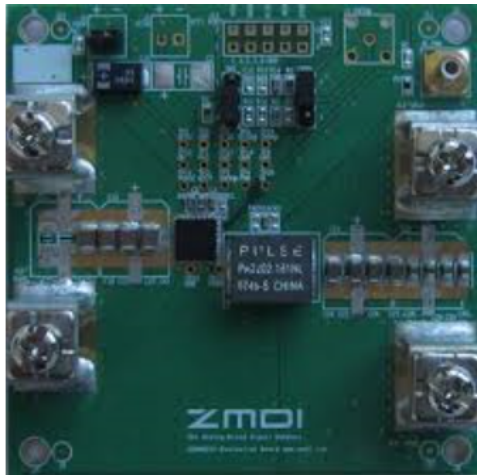


Figura A.5: ZSPM8010

Outra forma seria com dois módulos independentes, um módulo com dois Mosfets (IRF7910PbF [21] com o esquema na figura A.6) e um módulo com dois Gate Drivers (Si8274 [22] com o esquema na figura A.7).

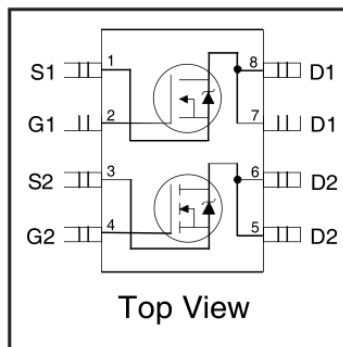


Figura A.6: IRF7910PbF

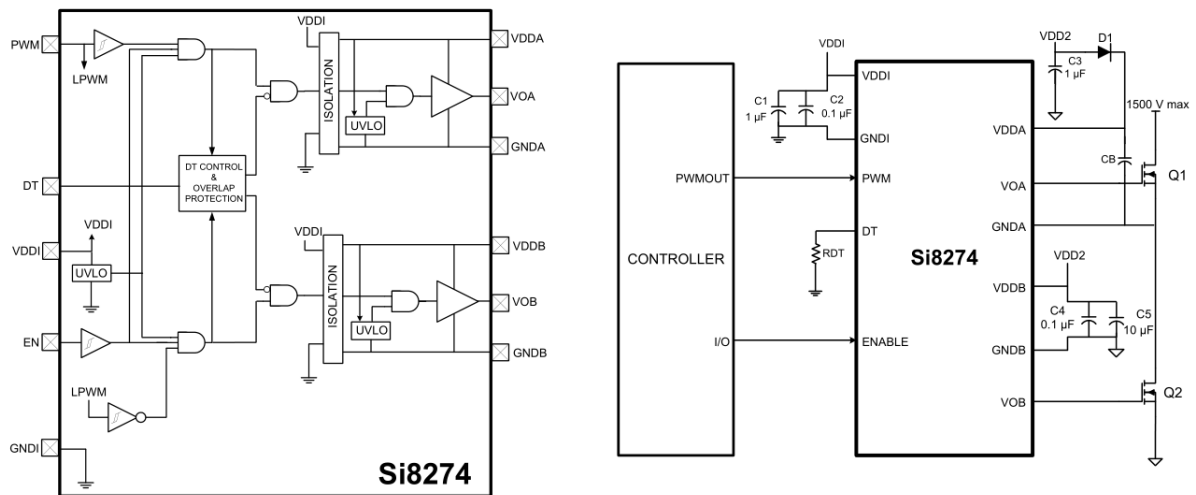


Figura A.7: Si8274

A placa de testes do módulo das Gate Drivers seria SI8274ISO-KIT [23]:

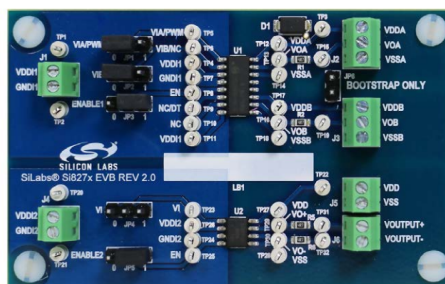


Figura A.8: SI8274ISO-KIT