|  |
| --- |
| C:\Users\lbarros.DEI\AppData\Local\Microsoft\Windows\INetCache\Content.Word\EE-C.PNG |
| Duarte Miguel Novo Rodrigues, pg47158  João Pedro Dias Miranda, pg47232  **Conversor CC-CC para Instalações Solares Fotovoltaicas de Potência Elevada** |
| Projeto Integrador  Eletrónica Industrial e Computadores  Trabalho realizado sob orientação do  **Professor Doutor Gabriel Pinto**  **Professor Luís Barros** |
| Junho de 2022 |

Agradecimentos

O desenvolvimento deste projeto contou com importantes contribuições de algumas pessoas, às quais pretendemos transmitir os nossos agradecimentos.

Desde já, agradecemos aos nossos orientadores Professor Doutor Gabriel Pinto e Professor Luís Barros pelo total apoio, confiança demonstrada, solidariedade, paciência e amizade que sempre empregaram connosco. Destacamos também a disponibilidade diária, o entusiasmo demostrado ao longo deste semestre e o apoio científico e incentivos prestados ao longo deste trabalho.

Queremos deixar o nosso muito obrigado aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, Sr. Carlos Torres e Sr. Joel Almeida pela disponibilidade, apoio e simpatia prestados.

Agradecemos também aos nossos colegas de laboratório, Pedro Ponto, Safa Zouaoui, José Cunha Nuno Rodrigues… pela ajuda e apoio prestados durante todo este tempo de convivência.

Pretendemos agradecer aos fabricantes ROHM, LittelFuse e TE connectivity pela disponibilidade e rapidez prestadas no envio de amostras dos seus produtos, nomeadamente SiCs, díodos e blocos terminais, todos estes tratando-se de componentes de excelência e consistindo numa escolha fortemente indicada para o sistema desenvolvido.

Por fim, um agradecimento muito especial aos nossos pais pelo amor, apoio e transmissão de valores, ficando-lhes eternamente grato por fazerem de nós as pessoas que somos hoje.

Resumo

A nível mundial existe uma enorme dependência dos combustíveis fósseis para a obtenção de energia elétrica. O resultado da queima de combustíveis fósseis resulta numa emissão de CO2 para a atmosfera, provocando um enorme impacto ambiental. Entre outros motivos, a aposta em energias renováveis tem-se intensificando, nomeadamente na energia solar fotovoltaica, como fonte de energia elétrica de forma a mitigar os problemas inerentes à utilização de combustíveis fósseis. Portugal tem reforçado a sua parcela de energia obtida a partir de energias renováveis, tendo como objetivo atingir uma meta de 80 % da energia produzida a partir destas já em 2025.

As soluções de conversores de eletrónica de potência para interface com painéis solares fotovoltaico são vastas e apresentam vantagens e desvantagens consoante a finalidade. Além disso, quando o propósito passa por eficiência é importante ter em conta a escolha dos semicondutores de potências mais indicados.

Este projeto consiste num estudo bibliográfico, implementação e desenvolvimento de uma topologia de conversor de eletrónica de potência CC-CC para aplicações em instalações solares fotovoltaicas de potência elevada. Neste estudo, foi desenvolvido um conversor CC-CC do tipo *boost interleaved* controlado pelo algoritmo MPPT de condutância incremental, aliado a um controlador PI para controlo individual da corrente em cada braço, de modo a extrair a potência máxima disponibilizada pelo painel solar fotovoltaico para diferentes condições de radiação e temperatura. Para implementação do controlo do sistema foi utilizado o microcontrolador TMS320F28335 da Texas Instruments com programação em linguagem C.

Neste projeto integrador são apresentados os resultados de simulações computacionais, o dimensionamento do hardware e resultados experimentais obtidos, comprovando o correto funcionamento do sistema.

**Palavras-Chave:** Energias Renováveis, Sistemas solares fotovoltaicos, Conversor CC-CC do tipo *boost* *interleaved*, MPPT, condutância incremental, controlador PI.

Abstract

Worldwide there is a huge dependence on fossil fuels to obtain electricity. The result of burning fossil fuels results in a CO2 emission into the atmosphere, causing a huge environmental impact. Among other reasons, the focus on renewable energies has intensified, particularly in photovoltaic solar energy, as a source of electricity. Portugal has been strengthening its portion of energy obtained from renewable energy and aims to achieve a target of 80 % of the energy produced from these as early as 2025.

Power electronics converter solutions for solar photovoltaic panels interface are vast and have advantages and disadvantages depending on the purpose. In addition, when the purpose is efficient it is important to consider the choice of the most indicated power semiconductors.

This project consists of a bibliographic study, implementation, and development of CC-CC converter topologies for applications in high-power photovoltaic solar installations. To this end, an interleaved boost CC-CC converter controlled by the MPPT algorithm of incremental conductance was developed, combined with a PI controller for individual control of the chain on each arm, to extract the maximum power available by the photovoltaic solar panel for different radiation and temperature conditions. To implement the system control, the TMS320F28335 microcontroller from Texas Instruments with C-language programming was used.

In this project are presented the results of computational simulations, the choice of system hardware and obtained experimental results that prove the correct functioning of the system.

**Keywords:** Renewable Energies, Photovoltaic solar systems, boost interleaved type DC-DC converter, MPPT, incremental conductance, PI controller.

**Índice**

[Agradecimentos ii](#_Toc105865298)

[Resumo iv](#_Toc105865299)

[Abstract v](#_Toc105865300)

[Lista de Figuras ix](#_Toc105865301)

[Lista de Tabelas xi](#_Toc105865302)

[Acrónimos e Siglas xiii](#_Toc105865303)

[Nomenclatura 15](#_Toc105865304)

[Capítulo 1 Introdução 17](#_Toc105865305)

[Capítulo 2 Estado da Arte 19](#_Toc105865306)

[2.1 Introdução 19](#_Toc105865307)

[2.2 Conversor CC-CC do tipo Boost Entrelaçado 20](#_Toc105865308)

[2.3 Método da Condutância Incremental 26](#_Toc105865309)

[Capítulo 3 Simulações Computacionais 27](#_Toc105865310)

[3.1 Introdução 27](#_Toc105865311)

[3.2 Número de Braços 27](#_Toc105865312)

[3.3 Frequência de Comutação 30](#_Toc105865313)

[3.4 Circuito de Controlo 32](#_Toc105865314)

[3.5 Modelo Físico do Painel Fotovoltaico PSIM 32](#_Toc105865315)

[3.6 Circuito Completo 33](#_Toc105865316)

[Capítulo 4 Protótipo Escala Reduzida 37](#_Toc105865317)

[4.1 Introdução 37](#_Toc105865318)

[4.2 Simulações 38](#_Toc105865319)

[4.3 Desenvolvimento do Protótipo 42](#_Toc105865320)

[4.4 Resultados Experimentais 44](#_Toc105865321)

[4.4.1 Testes ao conversor 44](#_Toc105865322)

[4.4.2 Testes ao algoritmo PI 45](#_Toc105865323)

[4.4.3 Testes ao MPPT 45](#_Toc105865324)

[Anexo A Tecnologias Painéis Solares Fotovoltaicos 47](#_Toc105865325)

[Anexo B Configurações dos Sistemas Fotovoltaicos 49](#_Toc105865326)

[Anexo C Topologias de Conversores de Potência 51](#_Toc105865327)

[Anexo D Algoritmos MPPT 55](#_Toc105865328)

[Anexo E Semicondutores de Potência 59](#_Toc105865329)

[Anexo F Aquisição e Condicionamento de Sinal 61](#_Toc105865330)

[Anexo G Sistema de controlo e Drive 63](#_Toc105865331)

[Referências 65](#_Toc105865332)

Lista de Figuras

[Figura 1.1 - Capacidade Fotovoltaica Instalada em Portugal. 17](#_Toc105865333)

[Figura 2.1 - Modelo básico equivalente de uma célula solar fotovoltaica. 19](#_Toc105865334)

[Figura 2.2 - Configuração do tipo *multi-string.* 20](#_Toc105865335)

[Figura 2.3 - *Ripple* de corrente de entrada em função do *duty cycle* (D) e do número de braços do conversor (N). 21](#_Toc105865336)

[Figura 2.4 - Conversor CC do tipo *boost* entrelaçado com 2 braços. 21](#_Toc105865337)

[Figura 2.5 - Formas de onda ideais do conversor CC-CC do tipo boost entrelaçado, D < 0,5. 22](#_Toc105865338)

[Figura 2.6 - Circuito Equivalente do primeiro e terceiro estágios, D < 0,5. 22](#_Toc105865339)

[Figura 2.7 - Circuito Equivalente do segundo estágio, D < 0,5. 23](#_Toc105865340)

[Figura 2.8 - Circuito Equivalente do quarto estágio, D < 0,5. 23](#_Toc105865341)

[Figura 2.9 - Formas de onda ideais do conversor CC-CC do tipo *boost* entrelaçado, D ≥ 0,5*.* 24](#_Toc105865342)

[Figura 2.10 - Circuito Equivalente do primeiro e terceiro estágios, D ≥ 0,5. 24](#_Toc105865343)

[Figura 2.11 - Circuito Equivalente do segundo estágio, D ≥ 0,5. 25](#_Toc105865344)

[Figura 2.12 - Circuito Equivalente do quarto estágio, D ≥ 0,5. 25](#_Toc105865345)

[Figura 2.13 – Fluxograma do método da condutância incremental. 26](#_Toc105865346)

[Figura 3.1 - Resultados de simulação para diferentes números de braços, f = 40 kHz: (a) 1 braço; (b) 2 braços; (c) 3 braços; (d) 5 braços. 29](#_Toc105865347)

[Figura 3.2 - Modelo do SiC G2R120MT33J no PSIM. 31](#_Toc105865348)

[Figura 3.3 - Modelo PSIM do conversor CC-CC do tipo *boost* interleaved para a simulação das perdas nos SiCs. 31](#_Toc105865349)

[Figura 3.5 - Modelo físico painel solar fotovoltaico LG Neon 2 de 350 W. 32](#_Toc105865350)

[Figura 3.6 – Diagrama esquemático circuito completo. 33](#_Toc105865351)

[Figura 3.7 - Circuito de simulação completo. 33](#_Toc105865352)

[Figura 3.8 – Simulação do circuito para condições de operação constantes (a) Potência à saída do painel e potência máxima para as condições de operação, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) *Ripple* da corrente de entrada. 34](#_Toc105865353)

[Figura 3.9 - Simulação do circuito para condições de operação variantes ao longo do tempo (a) Potência à saída do painel e potência máxima para as condições de operação, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) *Ripple* da corrente de entrada. 35](#_Toc105865354)

[Figura 4.1 - Simulação do circuito do protótipo para condições de operação constantes (a) Potência à saída do painel e potência máxima para as condições de operação, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) *Ripple* da corrente de entrada. 38](#_Toc105865355)

[Figura 4.2 - Simulação do circuito do protótipo para intensidade luminosa variante ao longo do tempo (a) Potência à saída do painel e potência máxima para as condições de operação, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) Tensão à saída do painel; (c) *Ripple* da corrente de entrada. 39](#_Toc105865356)

[Figura 4.3 - Simulação do circuito do protótipo para temperatura variante ao longo do tempo (a) Potência à saída do painel e potência máxima para as condições de operação, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) Tensão à saída do painel; 41](#_Toc105865357)

[Figura 4.4 - Simulação da corrente em cada braço para valores de resistência de bobina diferentes. 41](#_Toc105865358)

[Figura 4.5 - PCB desenvolvida para o Conversor CC-CC do tipo boost interleaved (a) Top; (b) Bottom. 42](#_Toc105865359)

[Figura 4.6 - Circuito implementado para a proteção de *gate*. 43](#_Toc105865360)

[Figura 4.7 - Sistema integrado do conversor CC-CC do tipo *boost* *interleaved*. 43](#_Toc105865361)

[Figura 4.8 - Vista geral da integração do sistema na bancada de trabalho. 43](#_Toc105865362)

[Figura 4.9 - Resultados experimentais do conversor: (a) Valor médio das correntes em cada braço e à entrada com D = 0 %; (b) Valor médio das correntes em cada braço e à entrada com D = 50 %; (c) *Ripple* da corrente em cada braço com D = 50 %. 44](#_Toc105865363)

[Figura 4.10 - Resultados experimentais do algoritmo PI com uma corrente de referência de 2,25 A: (a) Valor médio das correntes em cada braço e à entrada; (b) *Ripple* da corrente em cada braço. 45](#_Toc105865364)

[Figura 4. - Modelo básico equivalente de uma célula solar fotovoltaico. 47](#_Toc105865365)

[Figura 4. - PV estrutura centralizada 49](#_Toc105865366)

[Figura 4. - PV estrutura do tipo string. 49](#_Toc105865367)

[Figura 4. - PV estrutura ac-module. 50](#_Toc105865368)

[Figura 4. - PV estrutura do tipo multi-string. 50](#_Toc105865369)

[Figura 4. - Conversor Boost tradicional (*Step-up*). 51](#_Toc105865370)

[Figura 4. - Conversor CC do tipo *boost* em cascata. 52](#_Toc105865371)

[Figura 4. –Topologia*switched-capacitor* (a) Célula *switched-capacitor;* (b) Conversor CC do tipo boost *switched-capacitor.* 52](#_Toc105865372)

[Figura 4. – Topologia *switched-inductor* (a) Célula *switched-inductor* ;(b) Conversor CC do tipo boost *switched-inductor.* 53](#_Toc105865373)

[Figura 4. - Conversor CC do tipo *boost* entrelaçado com 2 braços. 53](#_Toc105865374)

[Figura 4. – Algoritmo de Perturbação e Observação (P&O). 56](#_Toc105865375)

[Figura 4. - Método da condutância incremental 57](#_Toc105865376)

[Figura 4. - Mapeamento dos semicondutores de potência. 60](#_Toc105865377)

[Figura 4. - Placa do sensor de tensão CYHVS5-25 (desenvolvida no GEPE). 61](#_Toc105865378)

[Figura 4. - Placa do sensor de corrente LA100-P (desenvolvida no GEPE). 62](#_Toc105865379)

[Figura 4. - Caixa de aquisição e condicionamento de sinal. 62](#_Toc105865380)

[Figura 4. - Placa de drive (desenvolvida no GEPE). 63](#_Toc105865381)

[Figura 4. - TMS320F28335 com kit experimental da Texas Instruments. 64](#_Toc105865382)

Lista de Tabelas

[Tabela 3.1 - Especificações de *design*. 27](#_Toc105865383)

[Tabela 3.2 – Valores das bobinas e condensador para diferentes números de braços, f = 40 kHz. 28](#_Toc105865384)

[Tabela 3.3 - Bobinas de 10 A de corrente DC da série 197 do fabricante Hammond Manufacturing. 30](#_Toc105865385)

[Tabela 3.4 - Valores de frequência e da capacidade calculados para as diferentes bobinas. 30](#_Toc105865386)

[Tabela 3.5 - Cálculo do valor total de perdas em relação ao à indutância e frequência. 31](#_Toc105865387)

[Tabela 4.1 - Especificações do protótipo. 37](#_Toc105865388)

[Tabela 4.2 - Comparação dos dispositivos IGBTs, SiC e GaN para os conversores multinível. 60](#_Toc105865389)

Acrónimos e Siglas

|  |  |
| --- | --- |
| **Acrónimo/Sigla** | **Significado** |
| ANN | *Artificial Neural Networks*  Rede Neural Artificial |
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| CCM | *Continuous Conduction Mode*  Modo de condução continua |
| GaN | *Gallium nitride*  Nitreto de gálio |
| GEPE | Grupo de Eletrónica de Potência e Energia |
| IBC | *Interleaved Boost Converter*  Conversor do tipo Elevador Entrelaçado |
| IGBT | *Insulated Gate Bipolar Transistor*  Transístor Bipolar de Porta Isolada |
| MOSFET | *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*  Transístor de efeito de campo metal |
| MPPT | *Maximum Power Point Tracking*  Rastreamento do Ponto de Potência Máxima |
| PI | Proporcional Integrativo |
| PV | *Photovoltaic*  Fotovoltaico |
| PWM | *Pulse Width Modulation*  Modulação por Largura de Pulso |
| SiC | *Silicon Carbide*  Carbeto de silício |

Nomenclatura

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| **Símbolo** | **Significado** | **Unidade** |
| C | Capacidade | F |
| D | *Duty Cycle* | % |
| fs | Frequência de comutação | Hz |
| Iin | Corrente contínua de entrada do conversor | A |
|  | *Ripple* da corrente de entrada | A |
| L | Indutância | H |
| N | Número de braços do conversor |  |
|  | Tensão de entrada de circuito aberto | V |
|  | Tensão nominal de entrada | V |
|  | Tensão de saída no barramento | V |
|  | *Ripple* da tensão de saída | V |
|  | Perdas por comutação do semicondutor | W |
|  | Perdas por condução do semicondutor | W |
|  | Perdas na bobina | W |
| Rs | Resistência em série do modelo do painel | Ω |
| Rsh | Resistência em paralelo do modelo do painel | Ω |

# Introdução

As fontes de energia renovável têm um papel determinante no *Roteiro para a Neutralidade Carbónica 2050*. Neste roteiro, estabelece-se, de forma sustentada, a trajetória para atingir a neutralidade carbónica em 2050, bem como define as principais linhas de orientação e identifica as opções de custo eficazes para atingir aquele fim em diferentes cenários de desenvolvimento socioeconómico. Atingir a neutralidade carbónica implica, em conjunto com outras medidas, a total descarbonização do sistema electroprodutor [1]. No final do ano de 2021, Portugal encerrou a central termoelétrica do Pego, Abrantes, a sua última central a carvão em funcionamento. Comprometeu-se, ainda, a atingir uma meta de 80 % da energia produzida a partir de energias renováveis. No entanto, segundo a ADENE - Agência para a Energia, esta meta pode ser antecipada já em 2025 [2].

Este projeto consiste no estudo de topologias de conversores CC-CC para aplicações em instalações solares fotovoltaicas (PV) de potência elevada. Instalações solares PV são uma das principais fontes de energia renovável no país e continuam com um potencial de crescimento. Só no ano de 2021, o país aumentou a sua capacidade fotovoltaica em 701 MW, tal como representado na Figura 1.1,o maior incremento de sempre num só ano [3].

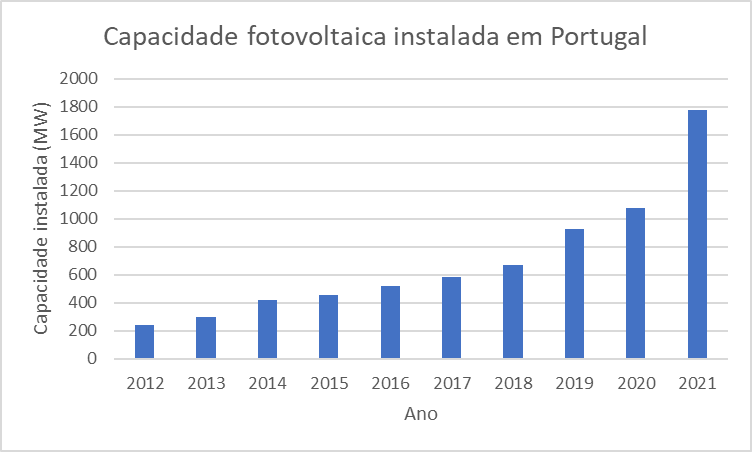


Figura 1.1 - Capacidade Fotovoltaica Instalada em Portugal (baseado em [ref]).

# Estado da Arte

## Introdução

Painéis solares PV produzem energia elétrica a partir da energia solar. São compostos por uma combinação de células solares PV conectadas em associações em série e/ou paralelo de forma a perfazer potências mais elevadas. A Figura 2.1 apresenta um modelo básico equivalente de uma célula solar PV. A fonte de corrente representa a corrente de curto-circuito da célula PV, sendo proporcional à intensidade luminosa, o díodo cria uma passagem de sentido único para a corrente elétrica e as resistências *Rsh* e *Rs* representam, respetivamente, as correntes de fuga e a resistência interna da célula PV [4].



Figura 2.1 - Modelo básico equivalente de uma célula solar PV.

O principal componente de um painel solar PV é o silício. No mercado existem duas famílias de tecnologias: a do silício cristalino (monocristalino e policristalino) e a dos filmes finos. Para aplicações em instalações solares PV de potência elevada, a tecnologia a usar deve ser a do silício cristalino, em particular o silício monocristalino, pois apesar do investimento inicial mais elevado possuem maior eficiência e tempo de vida útil. Informações complementares acerca modelos equivalentes e tecnologias para painéis solares PV são referidas no Anexo A.

Os sistemas solares PV podem ser configurados de diversas formas. De entre as configurações apresentadas no Anexo B, para o tipo de aplicação pretendido, destaca-se a configuração *multi-string*. Esta configuração, representada na Figura 2.2, possui apenas um inversor, tem um custo menor e uma maior simplicidade e flexibilidade quando comparada com outras configurações, ao mesmo tempo que permite um controlo individual do *Maximum Power Point* (MPP).

Diagram

Description automatically generated

Figura 2.2 - Configuração do tipo *multi-string.*

Outro aspeto muito importante no *design* de um conversor de potência está relacionado com o hardwarea utilizar, nomeadamente semicondutores de potência. No Anexo E é apresentado um estudo sobre as principais tecnologias de semicondutores existentes no mercado. Tecnologias mais recentes como SiCs e GaNs oferecem vantagens comparativamente com outras tecnologias como IGBTs, principalmente para aplicações de alta potência, destacando-se perdas menores, melhor condutividade e o facto de permitem temperaturas mais elevadas, o que resulta em componentes mais compactos. Uma vez que ambas as tecnologias servem o propósito da aplicação e que os SiCs apresentam um preço menor, deve optar-se por esta solução.

## Conversor CC-CC do tipo *Boost* Entrelaçado

No Anexo A é apresentado um estudo sobre as diferentes topologias de conversores CC-CC presentes na literatura. De entre as topologias estudadas, a que apresenta mais vantagens para a aplicação em causa é a tipologia do tipo *boost* entrelaçado (IBC). Nesta topologia, as saídas dos conversores são associadas em paralelo, o que permite atingir valores de potência total superiores do que quando utilizados separadamente. Para efeitos de explicação, considere-se os semicondutores totalmente controlos como MOSFET, tal como representado nas figuras.

De entre as vantagens desta topologia, destacam-se a menor ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída. O *ripple* da corrente de entrada está diretamente relacionado com o tempo de vida útil dos condensadores eletrolíticos à saída do painel solar PV [5]. Além disso, a corrente em cada braço apresenta, também, um *ripple* mais baixo, o que implica uma indutância de menor valor, com maior eficiência e de custo mais reduzido (devido a uma menor utilização do cobre). Quando o *ripple* é reduzido, o valor da potência fica praticamente constante e o conversor tem uma melhor operação. A Figura 2.3 compara o valor do *ripple* da corrente para diferentes números de braços (*N*) e valores *duty cycle* de operação dos MOSFET. Na equação (2.1) encontra-se representado valor do *D* em função da relação da tensão de entrada (*Vi*) com a tensão de saída (*Vo*). Pela observação da Figura 2.3, pode concluir-se que o uso de um IBC com dois braços permite reduzir para metade o *ripple* máximo da corrente de entrada quando comparado com o uso de apenas um braço [5].

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (2.1) |

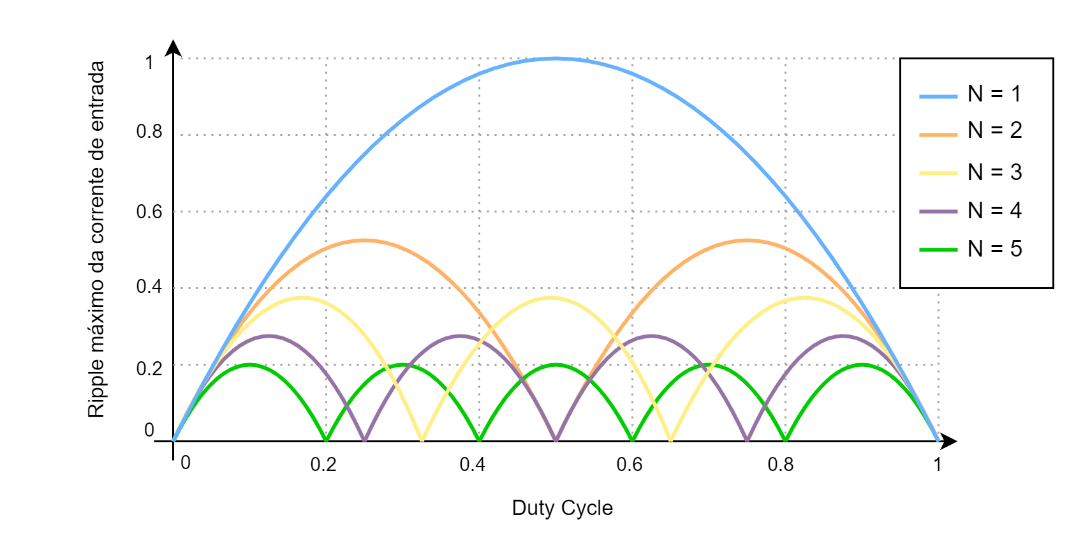


Figura 2.3 - *Ripple* de corrente de entrada em função do *duty cycle* (D) e do número de braços do conversor (*N*).

De forma a explicar de forma objetiva o princípio de funcionamento do IBC, recorreu-se ao IBC com dois braços, tal como representado na Figura 2.4. sendo este composto por dois conversores do tipo *boost* convencionais ligados em paralelo a operar de forma alternada. A bobina *L1*, o MOSFET *S1* com díodo *freewheeling*, e o díodo *D1* formam o primeiro conversor, ao passo que a bobina *L2*, o MOSFET S2 com díodo *freewheeling*, e o díodo *D2* formam o segundo conversor. O IBC de dois braços partilha o mesmo filtro capacitivo, *C1*, na saída. O ângulo de desfasamento do controlo dos MOSFET é dado por 360º/*N*, sendo *N* o número de braços do conversor. No caso de IBC de dois braços, o controlo dos MOSFET apresenta um desfasamento de 180 º. Por sua vez, o número de MOSFET simultaneamente em condução depende do valor do *duty cycle*.

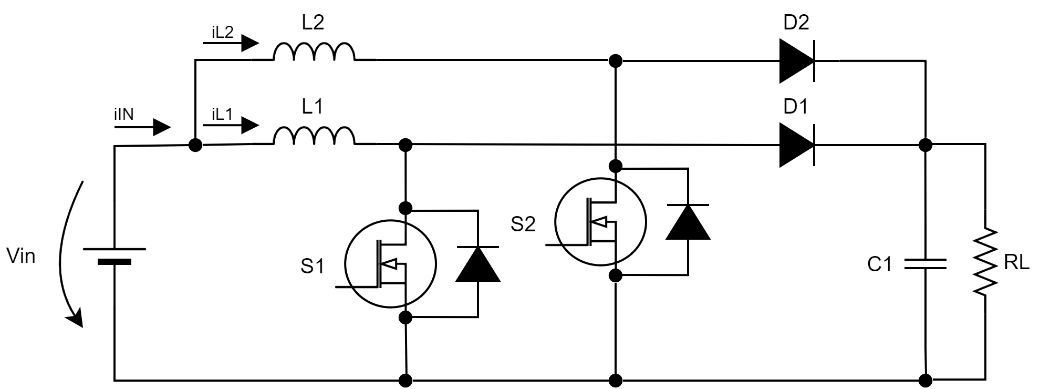


Figura 2.4 – Esquema elétrico do conversor CC-CC do tipo *boost* entrelaçado com 2 braços.

Existem duas regiões de operação possíveis consoante o valor do *D*: (i) para valores de D < 0,5; (ii) e para valores de D ≥ 0,5. Considerando a primeira condição, para valores de *D* < 0,5, os MOSFET nunca conduzem ao mesmo tempo. De modo a fazer o estudo do comportamento do conversor nesta região, e considerando o modo de condução continua (CCM), é possível dividir o funcionamento em quatro estágios [6]. Assumindo que os parâmetros dos dois conversores são idênticos, um exemplo meramente ilustrativo das formas de onda do controlo dos MOSFET e das correntes nas bobinas é apresentado na Figura 2.5.

Chart, line chart

Description automatically generated

Figura 2.5 - Formas de onda ideais do conversor CC-CC do tipo *boost* entrelaçado, *D* < 0,5.

O primeiro estágio começa com os dois MOSFET S1 e S2 em aberto, fazendo com que os díodos D1 e D2 fiquem diretamente polarizados, tal como ilustrado na Figura 2.6. As bobinas L1 e L2 são desmagnetizadas e as correntes iL1 e iL2 diminuem linearmente, como é possível ver no intervalo de tempo compreendido entre t0 e t1 da Figura 2.5. A carga é alimentada pelas bobinas e pela fonte através dos díodos D1 e D2.

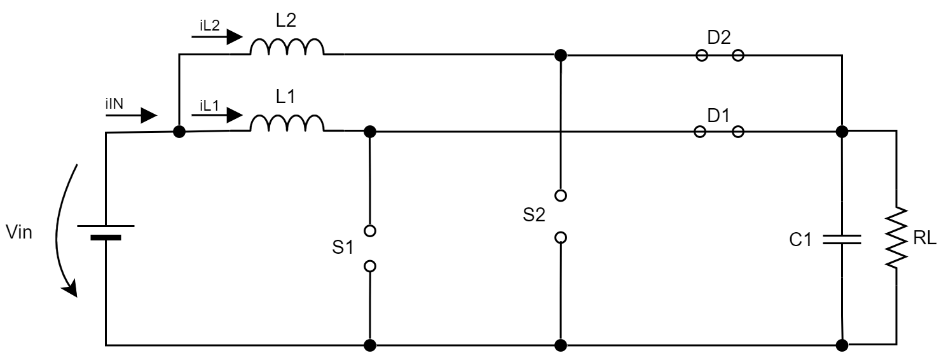


Figura 2.6 - Circuito equivalente do primeiro e terceiro estágios, *D* < 0,5.

No segundo estágio, representado na Figura 2.7, S1 é ligado durante o intervalo de tempo compreendido entre t1 e t2 como é possível ver pela Figura 2.5. O díodo D1 fica inversamente polarizado e o díodo D2 mantém‑se polarizado, permitindo que a bobina L2 desmagnetize e a corrente iL2 diminua linearmente. A bobina L1 é alimentada pela fonte de alimentação fazendo com que corrente iL1 aumente linearmente. A carga é alimentada pela bobina L2 e pela fonte através do díodo D2.

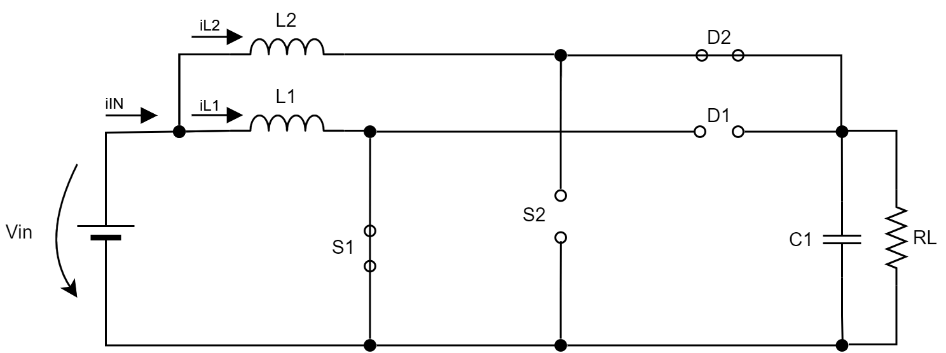


Figura 2.7 - Circuito equivalente do segundo estágio, *D* < 0,5.

Relativamente ao terceiro estágio, uma vez que ambos os MOSFET encontram-se ao corte, o comportamento deste estágio é semelhante ao primeiro estágio, previamente apresentado.

Por fim, no último estágio o S2 é ligado durante o intervalo de tempo entre t3 e t4, tal como representado na Figura 2.8. S1 permanece ao corte permitindo que a bobina L1 desmagnetize e alimente a carga através do díodo D1. O díodo D2 encontra-se inversamente polarizado possibilitando que a corrente iL2 aumente linearmente.

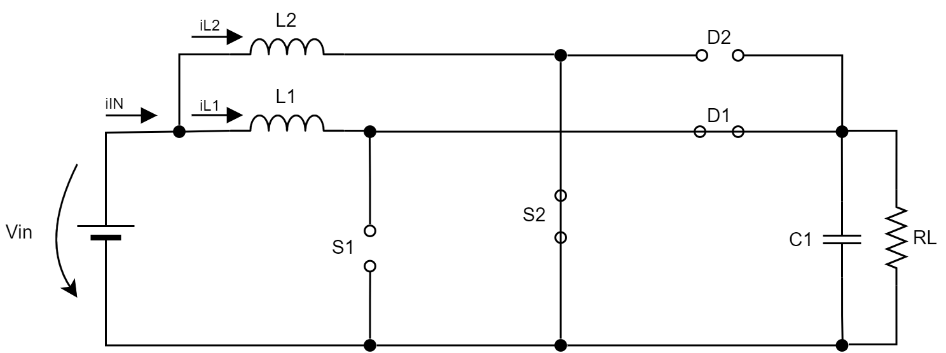


Figura 2.8 - Circuito equivalente do quarto estágio, *D* < 0,5.

Realizando a análise para a sua condição, para valores de *D* ≥ 0,5, existe um período de tempo em que a condução dos dois MOSFET controlados coincide. De forma análoga à análise anterior, é possível dividir o funcionamento em quatro estágios. A Figura 2.9 apresenta exemplo meramente ilustrativo das formas de onda do controlo dos MOSFET e das correntes nas bobinas.

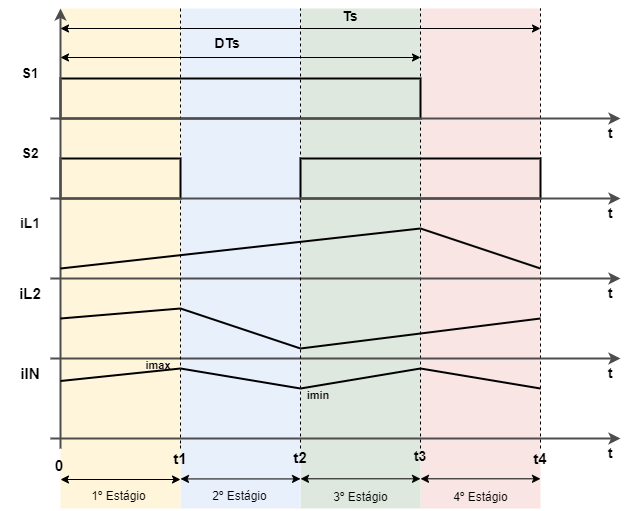


Figura 2.9 - Formas de onda ideais do conversor CC-CC do tipo *boost* entrelaçado, *D* ≥ 0,5*.*

O primeiro estágio representado na Figura 2.10 começa quando os dispositivos MOSFET S1 e S2 encontram-se em condução , fazendo com que os díodos D1 e D2 fiquem inversamente polarizados. As bobinas L1 e L2 são alimentadas pela fonte de alimentação e as correntes iL1 e iL2 aumentam linearmente, como se pode observar na Figura 2.9, no intervalo de tempo compreendido entre t0 e t1. O condensador C1 alimenta a carga.

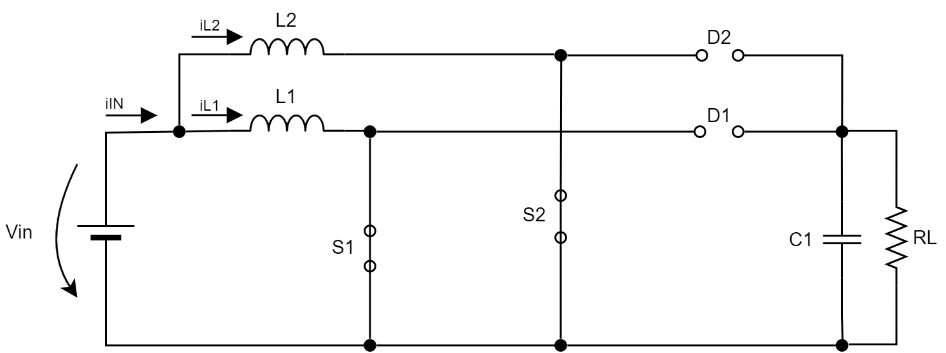


Figura 2.10 - Circuito equivalente do primeiro e terceiro estágios, *D* ≥ 0,5.

No segundo estágio, representado na Figura 2.11, S1 mantém-se em condução, mas S2 fica ao corte, fazendo com que o díodo D2 fique diretamente polarizado. A bobina L2 é desmagnetizada, a corrente iL2 diminui linearmente, como é possível no intervalo de tempo compreendido entre t1 e t2 da Figura 2.9. A carga é alimentada pela energia armazenada na bobina e pela fonte através do díodo D2.

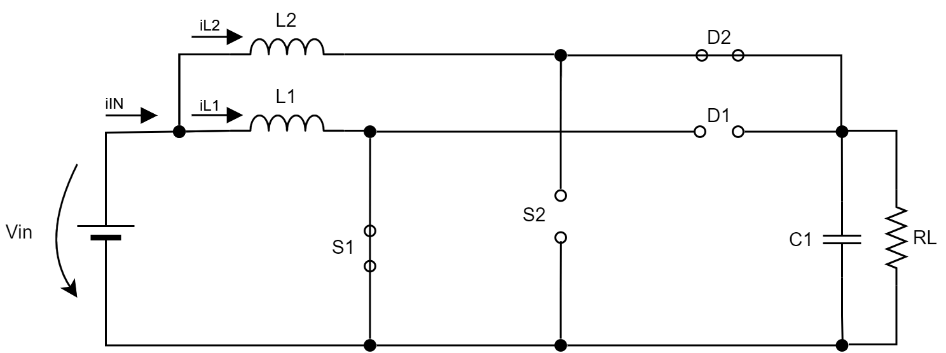


Figura 2.11 – Circuito Equivalente do segundo estágio, D ≥ 0,5.

A comportamento do circuito no terceiro estágio é igual ao do primeiro estágio, Figura 2.10, pois S1 mantém-se ligado e S2 é colocado a conduzir.

No último estágio, S1 é desligado, mas S2 permanece ligado, Figura 2.12. O díodo D1 fica diretamente polarizado, a indutância L1 é desmagnetizada e a corrente iL1 diminui linearmente, como é possível ver pela Figura 2.9, no intervalo de tempo compreendido entre t3 e t4. Neste intervalo, a carga é alimentada pela indutância e pela fonte através do díodo D1.

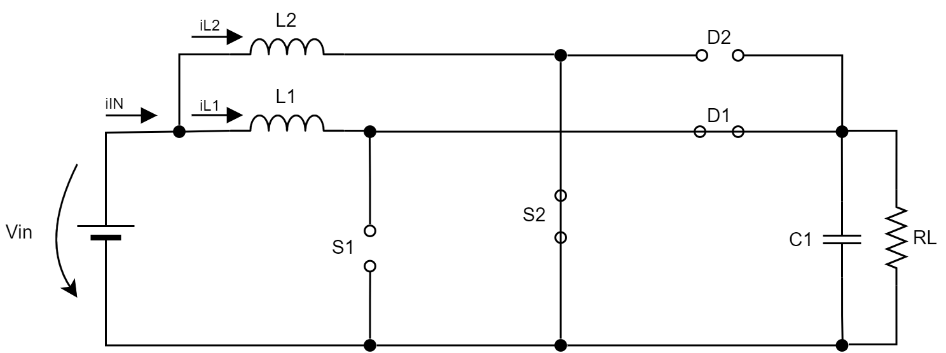


Figura 2.12 - Circuito equivalente do quarto estágio, *D* ≥ 0,5.

Para o funcionamento desta topologia dentro das especificações previstas, é necessário o correto dimensionamento dos componentes. Admitindo que as bobinas possuem características semelhantes e o funcionamento do conversor em CCM, o valor seu valor pode ser calculado segundo a equação (2.2). Com base na equação (2.3) é possível determinar o valor do condensador, sendo necessário ter em conta o valor da corrente de saída, , que pode ser obtido usando a equação (2.4). ~~Nas equações (2.2) e (2.3),~~ *~~N~~* ~~corresponde ao número de braços do conversor.~~

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (2.2) |
|  |  | (2.3) |
|  |  | (2.4) |

## Algoritmo de MPPT baseado no Método da Condutância Incremental

No Anexo D é apresentado um estudo sobre os principais algoritmos de MPPT encontrados na literatura. De entre os diversos algoritmos há dois que se destacam entre os demais: o algoritmo de Perturbação e Observação (P&O) e o método da condutância incremental [ref]. Com base no estudo bibliográfico é possível concluir que ambos os métodos apresentam uma algoritmia simples e com boa performance independentemente das condições de operação. Contudo, o método de condutância incremental apresenta como vantagens adicionais o facto de a tensão permanecer constante assim que se atinja o ponto de máxima potência (MPP), reagir mais rápido a grandes variações da temperatura e radiação e produzir um valor de potência de saída mais elevado [ref]. A Figura 2.13 apresenta o fluxograma deste algoritmo.

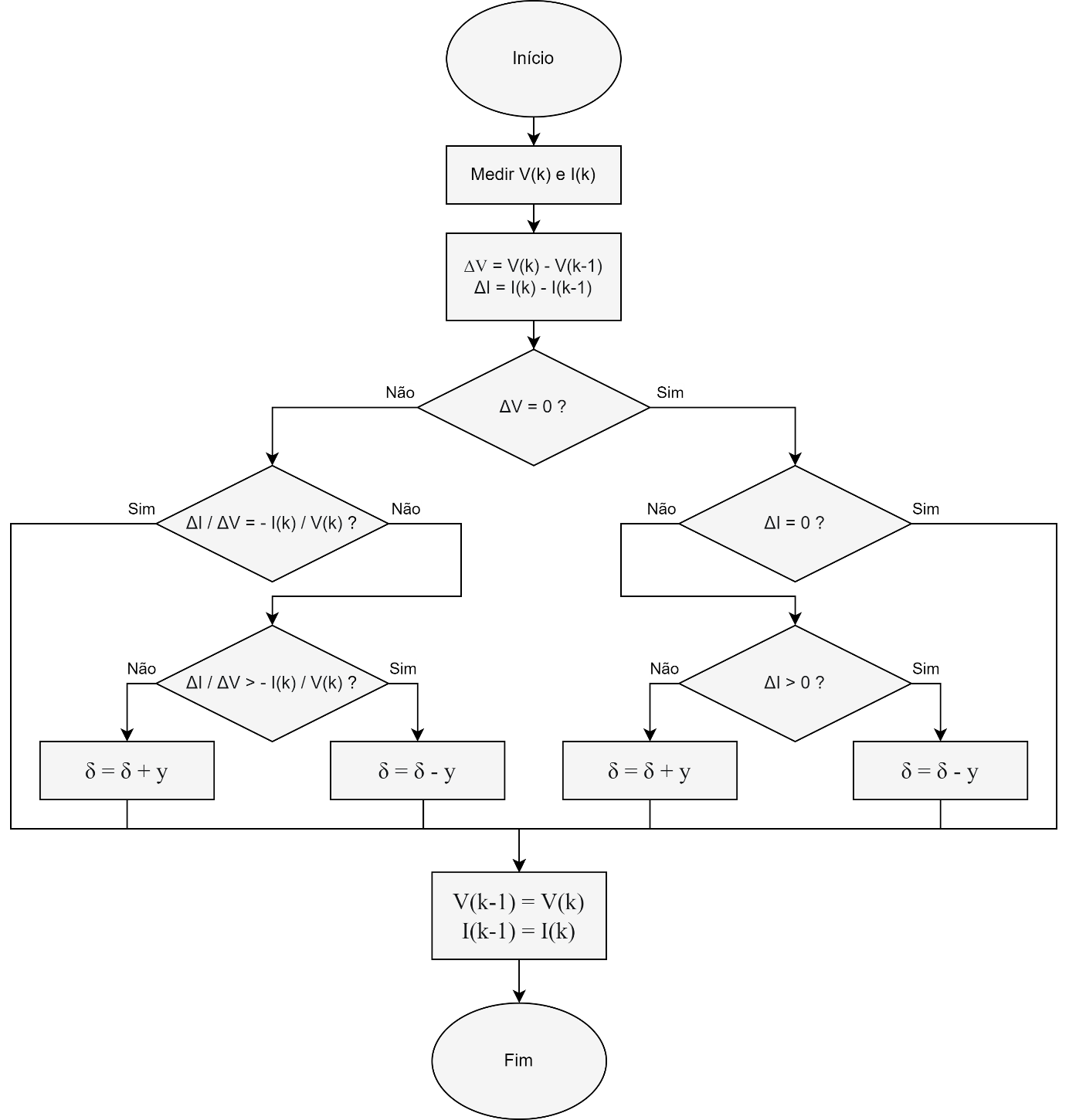


Figura 2.13 – Fluxograma do método da condutância incremental (baseado em [ref]).

# Simulações Computacionais

## Introdução

As especificações de *design* são apresentadas na Tabela 3.1. A partir destas especificações, e do estudo do conversor do tipo *boost interleaved* efetuado subcapítulo 2.2, é possível dimensionar o número de braços do conversor bem como os valores dos seus componentes. Além disto, estas especificações permitem selecionar um dos possíveis painéis a utilizar e o número de painéis por *string*.

Substituindo os valores das tensões de entrada e saída do conversor na equação (2.1), obtém-se um valor de *duty cycle* de 40 %. Componentes como as bobinas e os dispositivos MOSFET só podem ser selecionados após o dimensionamento do número de braços do conversor, uma vez que a corrente que os atravessa está diretamente relacionada com este parâmetro.

Tabela 3.1 - Especificações de *design*.

|  |  |
| --- | --- |
| Tensão nominal de entrada () | 1200 V |
| Tensão de entrada em circuito aberto () | 1500 V |
| Corrente de entrada ( | 12 A |
| Tensão de saída no barramento CC () | 2000 V |
| *Ripple* da corrente de entrada () | 10 % |
| *Ripple* da tensão de saída () | 1 % |

## Número de Braços

Como referido no subcapítulo 2.2, o número de braços influencia o valor do *ripple* da corrente de entrada. Foram, então, realizadas simulações, com frequência de comutação de 40 kHz, para diferentes números de braços do conversor. A Tabela 3.2 apresenta os valores das bobinas e do condensador calculados com base nas equações (2.2) e (2.3), respetivamente, para os diferentes números de braços e especificações previstas. É possível observar que quanto maior o número de braços, para as mesmas especificações, o valor dos componentes é menor.

Tabela 3.2 – Valores das bobinas e condensador para diferentes números de braços, *fs* = 40 kHz.

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Número de Braços | () | () |
| 1 | 10 | 3,6 |
| 2 | 5 | 1,8 |
| 3 | 3,3 | 0,9 |
| 5 | 2 | 0,72 |

Os resultados das simulações do conversor para um, dois, três e quatro braços estão presentes na Figura 3.1. É possível confirmar que para um *D* = 0,4 o conversor *interleaved* com cinco braços é o que apresenta o menor *ripple* para a corrente de entrada, SIGLA. As topologias com dois e três braços apresentam resultados muito semelhantes e melhores do que o conversor com apenas um braço. É importante realçar que quanto maior o número de braços, o conversor apresentar não só uma maior probabilidade de falha, mas também um maior custo de implementação. No entanto, um maior número de braços possibilidade uma maior redundância na operação do sistema. Ou seja, no caso de falha de um dos braços, se o conversor não possuir braços adicionais, o sistema pode operar em excesso de carga ou até mesmo não conseguir funcionar. Atendendo a todos estes fatores, optou-se por desenvolver um IBC com dois braços. Apresenta resultados bastante satisfatórios e uma série de outras vantagens já mencionadas, como o menor *ripple* da corrente de entrada e continuidade em funcionamento na falha de um componente. O conversor com três braços não apresenta resultados que justifiquem o seu uso. O conversor de cinco braços, apesar de ser o que apresenta resultados mais satisfatórios é mais suscetível a falhas que o conversor de dois braços. Além disto, os custos de desenvolvimento superiores podem torná-lo economicamente inviável.

|  |
| --- |
|  |
| (a) |
|  |
| (b) |
|  |
| (c) |
|  |
| (d) |

Figura 3.1 - Resultados de simulação para diferentes números de braços, *fs* = 40 kHz: (a) 1 braço; (b) 2 braços; (c) 3 braços; (d) 5 braços.

## Frequência de Comutação

Da Tabela 3.1 sabe-se que o conversor tem uma corrente de entrada do igual a 12 A e tensão de saída de 2000 V. Uma vez estabelecido o uso de um conversor IBC de dois braços é possível selecionar o valor das bobinas e dos SiCs. O principal critério de seleção do valor da bobina e da frequência a utilizar prende-se com o valor das perdas do conjunto das bobinas e dos SiCs. Num conversor CC-CC com *ripple* de 10 %, as perdas na bobina (*PL*) não variam significativamente com a frequência. A principal causa é a resistência em CC do condutor. É possível calcular este valor recorrendo à equação (3.1), onde é a corrente máxima que atravessa a bobina. As perdas de comutação e de condução nos SiCs podem ser estimadas recorrendo à ferramenta PSIM que permite inserir o modelo do semicondutor selecionado [7].

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (3.1) |

Cada bobina tem de ser capaz de suportar a corrente máxima em cada braço, que é metade da corrente de entrada, ou seja, 6 A. Selecionou-se, assim, um conjunto de bobinas de alta-frequência para valores de CC de 10 A da série 197, representadas na Tabela 3.3, do fabricante Hammond Manufacturing [8]. Por sua vez, a Tabela 3.4 apresenta os valores da frequência e da capacidade calculados com base nas equações (2.2) e (2.3), respetivamente, para os diferentes valores das bobinas.

Tabela 3.3 - Bobinas de 10 A de corrente DC da série 197 do fabricante Hammond Manufacturing.

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| () | Resistência (mΩ) | (W) |
| 1 | 232 | 8,352 |
| 3,5 | 293 | 10,548 |
| 7,5 | 403 | 14,508 |

Tabela 3.4 - Valores de frequência e da capacidade calculados para as diferentes bobinas.

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| () | Frequência (kHz) | () |
| 1 | 200 | 1,8 |
| 3,5 | 57,1 | 1,03 |
| 7,5 | 26,7 | 0,72 |

Do mesmo modo, cada SiCs também terá de conduzir uma corrente de 6 A e suportar uma tensão igual à tensão do barramento CC, 2000 V. Optou-se, assim, pelo SiC G2R120MT33J do fabricante GeneSic [9], capaz de suportar uma tensão de 3300 V e conduzir uma corrente de 33 A. Os dados para inserção do modelo deste SiC na ferramenta PSIM encontram-se na Figura 3.2.

Graphical user interface, table

Description automatically generated

Figura 3.2 - Modelo do SiC G2R120MT33J no PSIM.

O modelo completo de simulação no PSIM que permite extrair os valores das perdas está apresentado na Figura 3.3. A Tabela 3.5 contém os valores das perdas obtidos em simulação, condução e comutação dos semicondutores controlados, as perdas nas bobinas e as perdas totais que corresponde à soma das três últimas. Uma vez que o *ripple* obtido para os três casos é praticamente igual, o critério para seleção de *fs* e da bobina a usar está relacionado com as perdas totais do circuito. Analisando os resultados, conclui-se que as perdas menores ocorrem para o caso da bobina de 7,5 mH e frequência de comutação de 26,7 kHz, ~~pelo que a escolha deve recair sobre estes..~~ Conclui-se que o caso com o valor de *fs* de 26,7 kHz e uma bobina de 7,5 mH é o mais indicado para o sistema desenvolvido.

Diagram, schematic

Description automatically generated

Figura 3.3 - Modelo PSIM do conversor CC-CC do tipo *boost* interleaved para a simulação das perdas nos SiCs.

Tabela 3.5 - Cálculo do valor total de perdas em relação ao à indutância e frequência.

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| () | Frequência (kHz) | (W) | (W) | (W) | Total Perdas (W) |
| 1 | 200 | 8,352 | 226,9 | 1,97 | 237,2 |
| 3,5 | 57,1 | 10,548 | 60,05 | 1,71 | 72,31 |
| 7,5 | 26,7 | 14,508 | 28,46 | 1,75 | 42,72 |

## Circuito de Controlo

Como referido no subcapítulo 2.2, o algoritmo de MPPT selecionado para extrair a potência máxima dos painéis foi o algoritmo de condutância incremental. Uma vez que o conversor a usar é um IBC de dois braços e que os valores reais das bobinas de cada braço podem ser ligeiramente diferentes, é necessário manter um controlo de corrente de cada um dos braços de forma equilibrada. Para esse efeito, é usado um controlador do tipo proporcional integrativo (PI), sendo imposta uma corrente de referência igual em cada braço.

## Modelo Físico do Painel Fotovoltaico PSIM

Conforme referido no subcapítulo 2.1, e as especificações previstas na Tabela 3.1, nomeadamente corrente de curto-circuito de entrada e tensão nominal de entrada, selecionou-se um painel solar PV de silício monocristalino, o LG Neon 2 de 350 W [10]. Este painel solar PV apresenta uma tensão de 35,3 V no ponto de máxima potência para as condições de teste *standard*. Assim sendo, cada *string* deve ser composta por um total de 34 painéis instalados em série.

A ferramenta de simulações PSIM permite adicionar um modelo físico de um painel solar pv, sendo este modelo apresentado na Figura 3.5. Para adicionar um conjunto de 34 painéis em série apenas é necessário multiplicar o número de células por este valor no momento da inserção do painel na folha de simulação, além de ajustar outras características tal como mencionado no guia “*Solar Module Physical Model*” [ref].

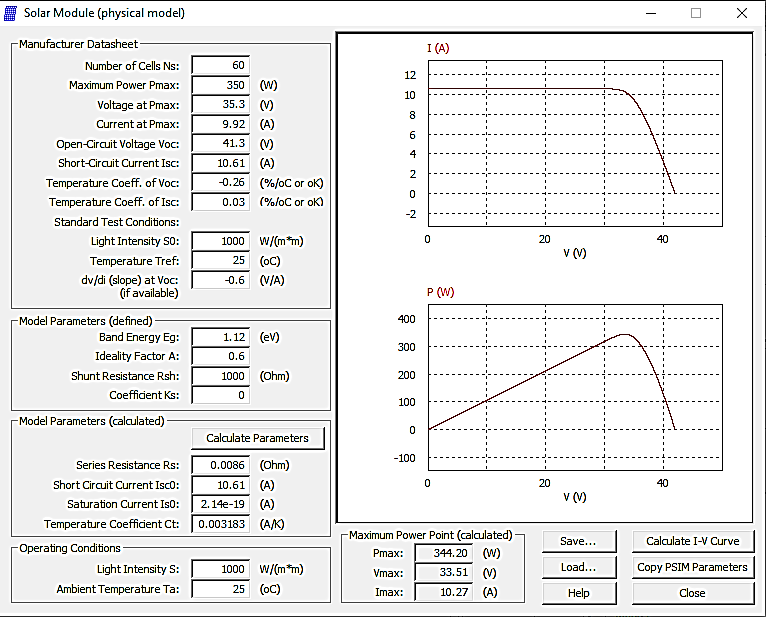


Figura 3.5 - Modelo físico painel solar fotovoltaico LG Neon 2 de 350 W.

## Circuito Completo

A Figura 3.6 apresenta o esquema elétrico do circuito completo. É possível observar que o algoritmo fr MPPT tem como entradas a tensão e a corrente à saída do painel. Este bloco coloca na saída uma corrente de referência que subtraída à corrente de cada braço vai produzir um sinal de erro, *Erro1* e *erro2*. Cada sinal de erro entra num controlador PI e origina um sinal de comando que é posteriormente comparado com uma onda moduladora triangular (dente de serra) produzindo um sinal *Pulse Width Modulation* (PWM) que irá comandar os semicondutores controlados. De mencionar que as ondas moduladoras encontram-se desfasadas 180°, tal como explicado em asd. O circuito de simulação completo é apresentado na Figura 3.7.

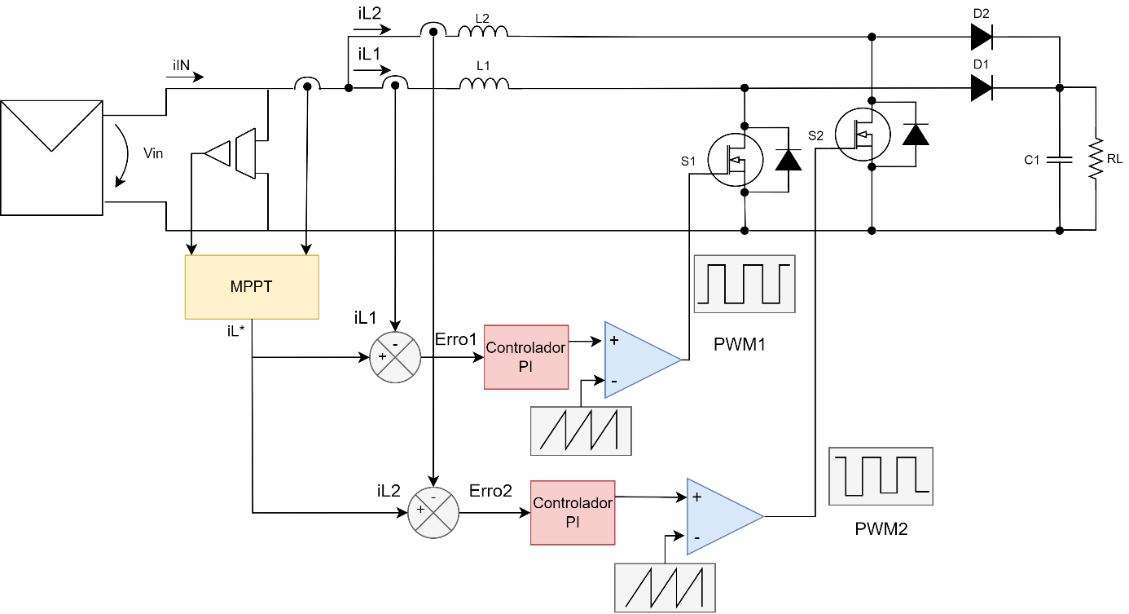


Figura 3.6 – Diagrama esquemático circuito completo.

Uma imagem com texto, mapa, interior

Descrição gerada automaticamente

Figura 3.7 - Circuito de simulação completo.

Simulou-se o circuito para duas situações distintas. No primeiro caso, manteve-se as condições de operação constantes e iguais a 25 °C de temperatura e 1000 de intensidade da radiação solar. No segundo caso variou-se a intensidade da luz solar ao longo do tempo. Os resultados das simulações estão presentes na Figura 3.8 e Figura 3.9. Em ambos os casos, é possível observar que a potência à saída do painel acompanha a potência máxima para as condições de operação. O mesmo acontece para a corrente à saída do painel que tende a seguir a corrente de referência calculada. O *ripple* máximo da corrente encontra‑se dentro das especificações previstas.

|  |
| --- |
|  |
| (a) |
|  |
| (b) |

Figura 3.8 – Simulação do circuito para condições de operação constantes (a) Potência à saída do painel e potência máxima para as condições de operação, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) *Ripple* da corrente de entrada.

|  |
| --- |
|  |
| (a) |
|  |
| (b) |

Figura 3.9 - Simulação do circuito para condições de operação variantes ao longo do tempo (a) Potência à saída do painel e potência máxima para as condições de operação, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) *Ripple* da corrente de entrada.

# Protótipo Escala Reduzida

## Introdução

Neste capítulo é descrito o processo de desenvolvimento e implementação do conversor *interleaved* do tipo *boost* com dois braços com redução de escala de 10:1 comparativamente com as especificações do projeto Mega Solar. As especificações do protótipo são apresentadas na Tabela 4.1. É importante referir que a escolha de algum material foi também influenciada pela sua disponibilidade no laboratório do GEPE, nomeadamente a bobina de 6 mH e o condensador de 20 µF.

Tabela 4.1 - Especificações do protótipo.

|  |  |
| --- | --- |
| Tensão nominal de entrada () | 120 V |
| Tensão de entrada de circuito aberto () | 150 V |
| Corrente de entrada ( | 12 A |
| Tensão de saída no barramento CC () | 200 V |
| Bobina (L) | 6 mH |
| Condensador (C) | 20 µF |

Adotando um valor de *ripple* máximo da corrente de entrada () de 10 %, o valor mínimo para a frequência de comutação é 3,3 kHz, equações (4.1) a (4.3). Sendo este valor relativamente baixo optou‑se por definir uma frequência de 20 kHz, resultando num *ripple* de 1,7 %.

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (4.1) |
|  |  | (4.2) |
|  |  | (4.3) |

## Simulações

O modelo de simulação usado foi o mesmo da Figura 3.7, diferindo apenas nos valores de bobinas, condensador, tensões de entrada e saída. Em relação à tensão de entrada, o painel descrito no capítulo 3.5, apresenta uma tensão de 35,3 V no ponto de máxima potência, para as condições de teste do protótipo, cada *string* deve ser composta por um total de 4 painéis em série. Simulou-se o circuito para duas situações distintas. No primeiro caso, Figura 4.1, manteve-se as condições de operação constantes e iguais a 25 ºC de temperatura e 1000 W/m2 de intensidade da luz solar. No segundo caso, variou-se a intensidade da luz solar ao longo do tempo, entre 1000 W/m2 e 500 W/m2, e manteve‑se a temperatura a 25 ºC. Pelos resultados da Figura 4.2 conclui-se que se a intensidade da luz diminuir a corrente também diminui e a tensão aumenta ligeiramente.

|  |
| --- |
|  |
| (a) |
|  |
| (b) |

Figura 4.1 - Simulação do circuito do protótipo para condições de operação constantes (a) Potência à saída do painel, *PPV*, e potência máxima, *P\_CO*, para as condições de operação, corrente à saída do painel, IPV, e corrente de referência, *iref*; (b) *Ripple* da corrente de entrada.

|  |
| --- |
|  |
| (a) |
|  |
| (b) |
|  |
| (c) |

Figura 4.2 - Simulação do circuito do protótipo , variando a radiação solar: (a) Potência à saída do painel e potência máxima ~~para as condições de operação~~, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) Tensão à saída do painel; (c) *Ripple* da corrente de entrada.

No terceiro caso, manteve-se a intensidade da luz solar a 1000 , mas variou-se a temperatura ao longo do tempo, entre 10 º e 40 º. Os resultados de simulação estão presentes na Figura 4.3. É possível concluir que com a variação da temperatura, a corrente mantém-se praticamente constante. Contudo, a tensão é influenciada pela temperatura de operação do sistema, sendo que quanto maior a temperatura, menor a tensão de operação do módulo solar PV. Este efeito afeta de igual modo a potência gerada pelo módulo solar PV.

|  |
| --- |
|  |
| (a) |
|  |
| (b) |
|  |
| (c) |

Figura 4.3 - Simulação do circuito do protótipo para temperatura variante ao longo do tempo (a) Potência à saída do painel e potência máxima para as condições de operação, corrente à saída do painel e corrente de referência; (b) Tensão à saída do painel;

Nos casos simulados anteriormente, é possível observar que a potência à saída do painel acompanha a potência máxima para as condições de operação. O mesmo acontece para a corrente à saída do painel que tende a seguir a *iref* corrente de referência calculada. O *ripple* máximo da corrente está dentro dos 1,7 %, ou seja, nos 0,2 V esperados.

Depois de avaliar a resposta do controlador às condições de operação constantes e a variar ao longo do tempo é importante verificar a resposta do controlador quando as resistências internas das bobinas são diferentes. A resistência interna~~da~~ da bobina a ser usada, testada em laboratório, é de 133 mΩ. As bobinas utilizadas apresentam uma resistência interna de 133 mΩ e outra de 500 mΩ. Simulou-se, então, uma bobina com resistência interna de 133 mΩ e outra de 500 mΩ. Como o controlo PI é aplicado individualmente a cada braço do conversor, é possível verificar pelo resultado de simulação da Figura 4.4 que as correntes em cada braço têm o mesmo valor ao longo do tempo.

Chart, line chart

Description automatically generated

Figura 4.4 - Simulação da corrente em cada braço para valores de resistência de bobina diferentes.

## Desenvolvimento do Protótipo

Neste subtópico é descrito o processo de desenvolvimento do protótipo do conversor do tipo IBC de 2 braços. Relativamente aos circuitos de aquisição e condicionamento de sinal, bem como os circuitos de *driver* dos semicondutores, encontram-se mencionados no Anexo F e Anexo G, respetivamente. A placa de circuito impresso (PCB) desenvolvida recorrendo ao software *Altium*, é apresentada na Figura 4.5. O esquemático a utilizar para a conceção desta PCB teve em conta a Figura 2.4.

|  |
| --- |
|  |
| (a) |
|  |
| (b) |

Figura 4.5 - PCB desenvolvida para o Conversor CC-CC do tipo *boost interleaved* (a) vista superior da PCB com os componentes soldados; (b) vista inferior da PCB sem componentes soldados.

O circuito de interface entre a saída do *driver* e a *gate* do semicondutor de potência, bem como as proteções de *gate*, encontram-se representadas na Figura 4.6. Neste é possível visualizar uma resistência *gate*-*source*, *RGS* e um díodo *zenner*, *Z1*, que possui uma tensão de corte de 16 V. O díodo *Z1* irá proteger o SiC no caso de existir tensões de gate superiores à desejada. Por sua vez, *RGS* tem como funcionalidade evitar transições indesejadas no caso de falha de sinal PWM, impondo o SiC sempre ao corte. O valor utilizado em *RGS* foi de 10 kΩ. É importante referir que a resistência de *gate* já se encontrava no circuito de *driver*, com um valor de x Ω, pelo que não foi colocada na PCB desenvolvida.

Diagram, schematic

Description automatically generated

Figura 4.6 - Circuito implementado para a proteção de *gate*.

A Figura 4.7 ilustra a integração do sistema de controlo e do andar de potência. A PCB desenvolvida e todos os componentes presentes foram aparafusados a uma superfície de madeira de modo a facilitar a sua fixação, organização e transporte. A Figura 4 demonstra a integração do sistema na bancada de trabalho do laboratório do GEPE. De mencionar que cada caixa de condicionamento de sinal apresenta 4 entradas para sensores, encontrando-se equipada com duas entradas para sensores de corrente e outras duas entradas para sensores de tensão. Por esta razão, foi utilizada uma segunda caixa de condicionamento de sinal de forma a ser possível visualizar *Iin*.

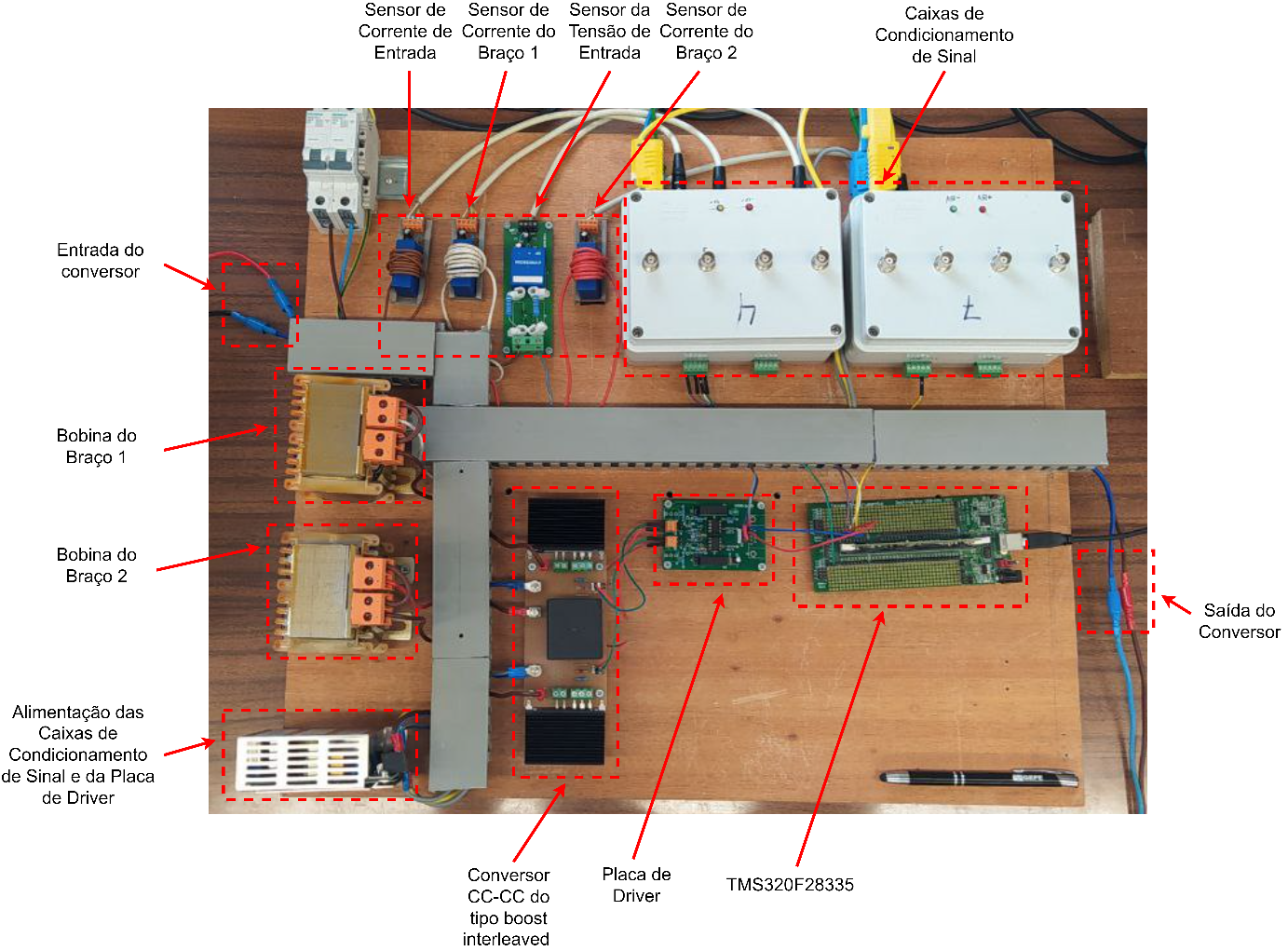


Figura 4.7 - Sistema integrado do conversor CC-CC do tipo *boost* *interleaved*.

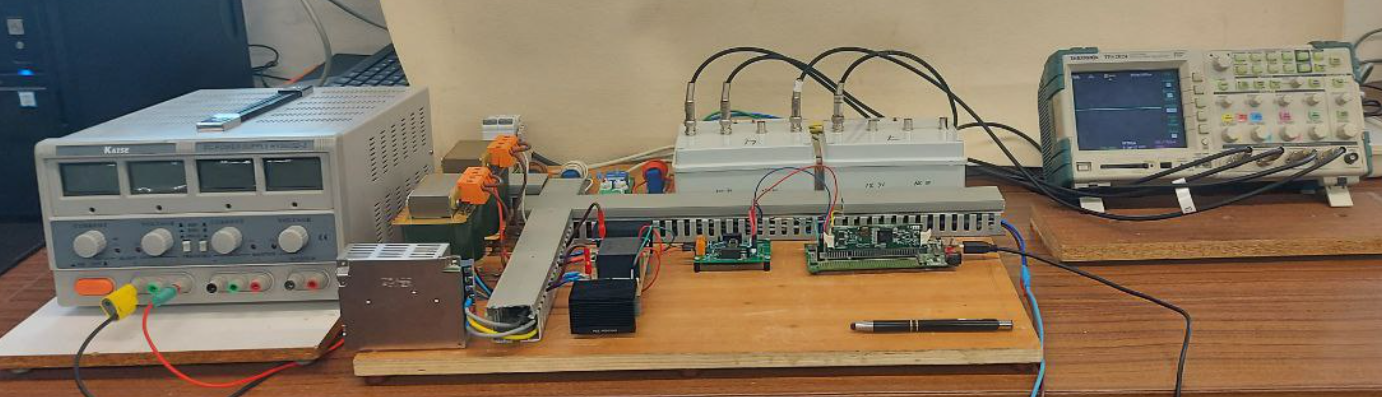


Figura 4.8 - Vista geral da integração do sistema na bancada de trabalho.

## Resultados Experimentais

Neste item são expostos e analisados os resultados experimentais obtidos do sistema. Como tal, são analisados resultados de forma fragmentada, nomeadamente os blocos necessários ao funcionamento do sistema, tais como conversor, algoritmos PI e MPPT, e integração com o módulo solar PV.

### Testes ao conversor

Para testar o correto funcionamento do conversor, colocou-se o mesmo a operar com condições distintas: *duty cycle* igual a 0 % e *duty cycle* igual a 50 %, encontrando-se os resultados experimentais na Figura 4.9. De forma a simular a alimentação do conversor, para o primeiro caso, foi ligada uma fonte de tensão regulada para 20 V e para o segundo com 10 V. À saída do conversor foi acoplada uma carga resistiva de 28 Ω.

No primeiro caso, D = 0 %, Figura 4.9 (a), a corrente de entrada, que neste caso é igual à corrente de saída, divide-se pelos dois braços e têm um valor igual a  = 715 mA. No segundo caso, D = 50 %, a tensão de saída seria idealmente igual a 20 V. Assumindo que o sistema não tem perdas, a corrente de saída seria também igual a 715 mA. Sendo assim, de acordo com a equação (2.4), o valor da corrente de entrada seria 1,43 A. É possível ver pela Figura 4.9 (b) que a corrente de entrada é aproximadamente igual a esse valor, mas é preciso ter em conta que o conversor apresenta perdas e que a tensão de saída não é 20 V, mas sim inferior. Em relação à Figura 4.9 (c) é possível observar o *ripple* da corrente em cada braço, para o mesmo instante simétrico, o que faz com que corrente de entrada tenha um *ripple* próximo de zero.

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  |  |
| (a) | (b) | (c) |

Figura 4.9 - Resultados experimentais do conversor: (a) Valor médio das correntes em cada braço e à entrada com D = 0 %; (b) Valor médio das correntes em cada braço e à entrada com D = 50 %; (c) *Ripple* da corrente em cada braço com D = 50 %.

### Testes ao algoritmo PI

De modo a validar o algoritmo PI e a estabelecer o ganho proporcional e integrativo estabeleceu‑se uma corrente de referência de 2,25 A. As condições de teste foram 30 V na tensão de entrada e 28 Ω na carga de saída. Pela análise da Figura 4.10 (a), é possível concluir que a corrente de entrada tem um valor médio muito próximo ao desejado. Em relação à Figura 4.10 (b), é possível observar o *ripple* da corrente em cada braço para estas condições de operação.

|  |  |
| --- | --- |
|  |  |
| (a) | (b) |

Figura 4.10 - Resultados experimentais do algoritmo PI com uma corrente de referência de 2,25 A: (a) Valor médio das correntes em cada braço e à entrada; (b) *Ripple* da corrente em cada braço.

### Testes ao MPPT

# Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

## Conclusão

## Sugestões de Trabalho Futuro

1. Tecnologias Painéis Solares Fotovoltaicos

Os painéis solares fotovoltaicos são compostos por uma combinação de células solares conectadas em circuitos série e em paralelo de maneira a gerar potências mais elevadas. A Figura 4.5 apresenta um modelo básico equivalente de uma célula solar fotovoltaico. Este modelo pode ser usado para representar células individuais, um módulo constituído por várias células ou, até mesmo, um *array* de módulos. Consiste numa resistência (Rs) em série, num díodo (D1) e numa resistência (Rsh) em paralelo com uma fonte de corrente (IL). A fonte de corrente representa a corrente de curto-circuito da célula que é proporcional à intensidade luminosa. A função básica do díodo é permitir a passagem de corrente elétrica num único sentido. A resistência Rsh representa as correntes de fuga, enquanto que a resistência Rs representa a resistência interna da célula [4].



Figura 4. - Modelo básico equivalente de uma célula solar fotovoltaico.

O principal componente de um painel solar é o silício. O silício pode ser trabalhado de diferentes formas o que influencia a eficiência e custo do painel. No mercado existem duas famílias de tecnologias: a do silício cristalino (monocristalino e policristalino) e a dos filmes finos. Na primeira, as células são fabricadas a partir de serragem de lingotes sólidos de silício, ao passo que, na segunda, as células são fabricadas a partir da deposição de pequenas partículas de semicondutores diretamente sobre a superfície desejada.

O painel de filme fino é a opção mais barata. Além do preço, esta tecnologia tem algumas vantagens. As placas são flexíveis, o que facilita a sua aplicação, a sua produção apresenta menos desperdícios de materiais e é energeticamente mais eficiente quando comparada com a família do silício cristalino. Normalmente, é utilizado silício amorfo, o que confere baixa eficiência (entre 5 % e 9 %) e uma maior degradação. Este tipo de painel não tende a ultrapassar os 15 anos. No entanto, continuam a existir desenvolvimentos na tecnologia de filmes finos. Um exemplo são as células de cobre‑índio‑gálio‑selénio (CIGS) que apresentam eficiências muito mais próximas das eficiências dos módulos de silício cristalino [11].

O painel monocristalino é a tecnologia mais antiga. É composto por um único cristal de silício ultrapuro, ao passo que as células do silício policristalino são formadas por diversos cristais de silício fundidos em bloco que podem ser aproveitadas da produção monocristalina. Isto faz com que o painel policristalino tenha um menor custo de produção, uma menor quantidade de silício residual utilizado no processo de fabrico e a seja menos eficiente do que o monocristalino (12 % a 14 % e 15 % a 20 %, respetivamente). A vida útil de ambos pode prolongar-se por mais de 30 anos. A principal desvantagem da família do silício cristalino quando comparada com a de filme fino, além do preço, está relacionada com a eficiência energética do seu fabrico [12].

1. Configurações dos Sistemas Fotovoltaicos

Os sistemas fotovoltaicos podem ser agrupados em quatro categorias consoante a configuração adotada [13]. Numa configuração centralizada, as células são dispostas em série num arranjo que pode ser conectado em paralelo, originando um único sistema com tensão e corrente dimensionados para cada aplicação. A existência de um único conversor de saída torna o sistema pouco flexível e de difícil expansão, vulnerável a falhas, bem como baixa eficiência devido às dificuldades de extrair o ponto de máxima potência [14].

Diagram

Description automatically generated

Figura 4. - PV estrutura centralizada.

Numa configuração do tipo *string*, os painéis são agrupados em pequenos arranjos de menor potência. Cada ramo do sistema possui o seu próprio inversor o que torna as falhas menos graves quando comparado com a configuração anterior.

Diagram

Description automatically generated

Figura 4. - PV estrutura do tipo string.

Numa configuração *ac-module* cada painel é conectado a um inversor, o que faz com que esta configuração seja utilizada basicamente em sistemas de baixa potência.

A picture containing diagram

Description automatically generated

Figura 4. - PV estrutura ac-module.

Considerando o enquadramento do projeto, e indo ao encontro de soluções industriais já presentes no mercado [15] [16] [17] [18] [19] [20], uma do tipo *multi-string* é a que mais se adequa, pois, apesar de possuir apenas um inversor, tem um menor custo, uma maior simplicidade e flexibilidade, ao mesmo tempo que permite um controlo individual do MPPT.

Diagram

Description automatically generated

Figura 4. - PV estrutura do tipo *multi-string*.

1. Topologias de Conversores de Potência

O conversor CC-CC tem a função de produzir uma tensão de saída regulada para alimentar o barramento CC do inversor, independente das variações de tensão dos arranjos fotovoltaicos causadas por variações de radiação e temperatura.

Apesar das diferentes topologias existentes, o conversor *step-up*, Figura 4.10, continua a ser popular devido às suas vantagens [21] [22] [23]. Possui poucos componentes, o que se traduz num custo reduzido, a corrente de entrada não é pulsante, quando opera no modo de condução contínua, e o circuito de acionamento é simples. Dentro desta topologia, podem ser encontradas na literatura uma panóplia soluções passíveis de serem implementadas em sistemas fotovoltaicos.

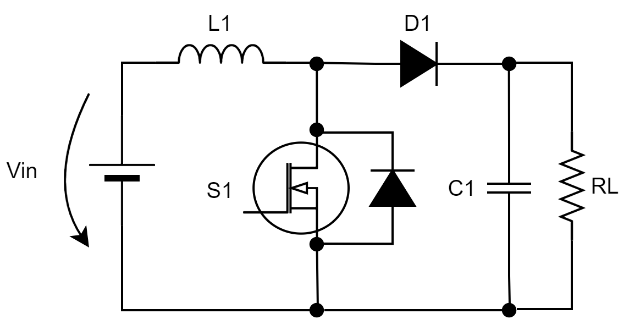


Figura 4. - Conversor Boost tradicional (*Step-up*).

A primeira questão prende-se com o uso de conversores isolados ou não isolados [24][25]. Os conversores isolados permitem uma maior gama da tensão de entrada, reduzem a interferência eletromagnética e ruído e são mais seguros devido ao isolamento galvânico. No entanto, a possibilidade de saturação do núcleo do transformador pode levar à diminuição da eficiência do sistema. Por outro lado, os conversores não isolados são mais simples e tendem a ocupar um volume menor. É de realçar que o acoplamento indutivo, em sistemas de alta potência, pode ser benéfico se for necessário um ganho elevado, ao mesmo tempo que permite uma maior eficiência e confiabilidade do sistema. Um indutor acoplado tem um funcionamento similar ao de um transformador de isolamento utilizado em conversores isolados.

A topologia do conversor *boost* em cascata é composta por dois ou mais conversores [26] [27], como demonstrado pela figura Figura 4.11. Permite um ganho de tensão e uma taxa de conversão elevados. Em contrapartida, uma vez que o elemento indutivo contém elementos parasitas, esta topologia apresenta uma grande sensibilidade a variações dos parâmetros das bobinas. Isto deve-se ao elevado ganho de tensão que origina correntes de entrada com amplitudes elevadas. Além disso, a eficiência do conversor fica comprometida, uma vez que o processamento de energia ocorre n vezes, sendo n o número de cascatas [28]. Este conversor é aplicado quando se pretende um ganho de tensão muito elevado a partir de uma baixa potência.

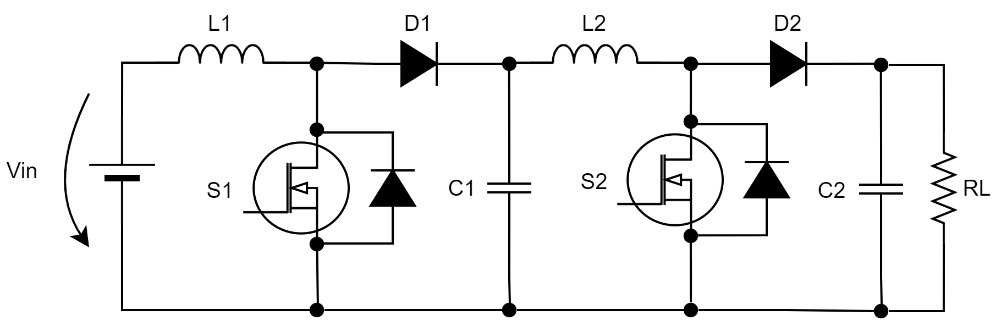


Figura 4. - Conversor CC do tipo *boost* em cascata.

Relativamente aos conversores comutados, destacam-se duas topologias: conversor *boost* com condensador comutado e conversor *boost* e com indutância comutada. O principal objetivo da primeira topologia, Figura 4.12, é minimizar as perdas associadas às indutâncias e interruptores que constituem os conversores *boost* convencionais quando os níveis da tensão de saída são elevados [29] [25] [23]. Apresentam uma alta taxa de conversão, no entanto, o uso de vários módulos de condensadores comutados produz uma grande corrente de pico, o que reduz a estabilidade do conversor. Na segunda topologia, Figura 4.13, quando o semicondutor controlado está em condução, as indutâncias são carregadas, o que permite obter ganhos elevados e alta eficiência [30]. Em contrapartida, apresenta ondulações maiores tanto na corrente de entrada como na tensão de saída, o que pode ser prejudicial às células fotovoltaicas.

|  |  |
| --- | --- |
| Uma imagem com céu noturno  Descrição gerada automaticamente |  |
| (a) | (b) |

Figura 4. –Topologia*switched-capacitor* (a) Célula *switched-capacitor;* (b) Conversor CC do tipo boost *switched-capacitor.*

|  |  |
| --- | --- |
|  |  |
| (a) | (b) |

Figura 4. – Topologia *switched-inductor* (a) Célula *switched-inductor* ;(b) Conversor CC do tipo boost *switched-inductor.*

A topologia de conversores CC-CC entrelaçados, Figura 4.14,é cada vez mais usada em aplicações de alta potência [31]. As saídas dos conversores são associadas em paralelo, de tal forma que a potência total atinge valores superiores do que quando utilizados isoladamente. É de referir que as bobinas podem ser substituídos por uma única bobina com acoplamento magnético [32]. Esta topologia apresenta menor ondulação da corrente de entrada devido à menor corrente que percorre cada braço, menor ondulação na tensão de saída, desempenho transitório aprimorado como resultado de componentes de filtro menores e maior fiabilidade. No entanto, é necessário um maior número de componentes e o ganho pode não ser suficiente, o que implica introduzir um transformador, indutores acoplados ou ambos.

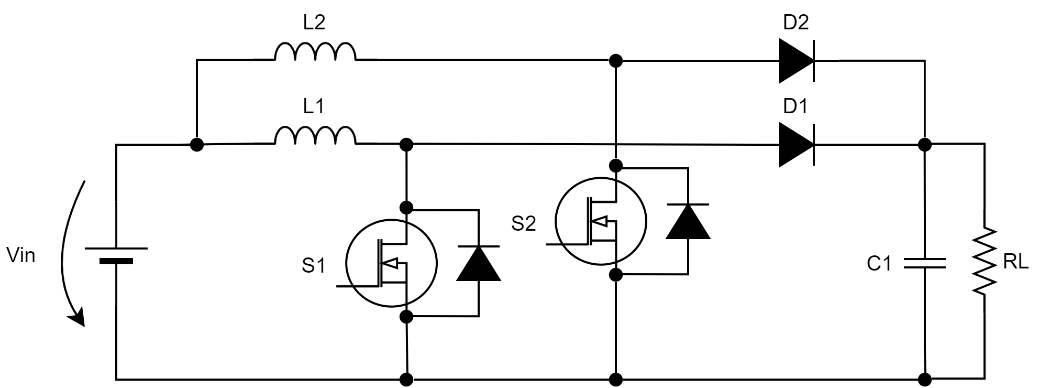


Figura 4. - Conversor CC do tipo *boost* entrelaçado com 2 braços.

Conclusão final com comparação entre eles? Um gráfico de aranha ou algo do género? Ou tabela?

1. Algoritmos MPPT

Algoritmos MPPT são algoritmos implementados nos conversores dos painéis fotovoltaicos com o objetivo de manter o sistema a operar, aproximadamente, no ponto de máxima potência independentemente da variação da radiação solar, temperatura e carga. Existem três categorias de esquemas MPPT: malha aberta, malha fechada e métodos híbridos.

De entre os métodos de controlo em malha aberta destacam-se os de ponto de operação fixa, os de *Artificial Neural Networks* (ANN) e os métodos de lógica difusa (EF). O primeiro consiste em encontrar a tensão ou a corrente que entregam a potência máxima assumindo a razão entre a tensão ou a corrente no ponto de máxima potência e o circuito aberto ou o curto-circuito, respetivamente, é aproximadamente constante. A implementação deste método é simples e barata, mas a sua eficiência é relativamente baixa. O segundo consiste em fornecer aproximadores universais que permitem obter modelos não lineares. As características dos painéis fotovoltaicos são não lineares e variantes no tempo, o que implica que a rede neuronal seja treinada até obter resultados precisos. O terceiro permite a operação com entradas imprecisas, não necessita de modelos matemáticos precisos, lida com não linearidades e converge rapidamente para o ponto de potência máxima. No entanto, o tempo despendido para o cálculo pode ser significativo [33].

Existem vários métodos de controlo em malha fechada. O mais utilizado é o algoritmo de Perturbação e Observação (P&O), Figura 4.15. Este algoritmo perturba a tensão de operação para atingir o ponto de máxima potência (MPP), que corresponde ao ponto da curva da potência – tensão do painel, onde a derivada da potência em ordem à tensão é nula. O método da condutância incremental, Figura 4.16, compara a condutância incremental com a condutância instantânea do painel, aumentando ou diminuindo a tensão até que o MPP seja atingido. Estes dois algoritmos são os mais utilizados devido ao seu baixo custo e fácil implementação. O método da condutância incremental é mais complexo que o método de P&O, o que pode levar a equipamentos eletrónicos mais dispendiosos. A grande vantagem da complexidade deste método prende-se com a qualidade dos resultados obtidos. Ao contrário do algoritmo P&O, no método da condutância incremental a tensão permanece constante assim que se atinja o MPP, reage mais rapidamente a grandes variações da temperatura e radiação. No entanto, reage mais lentamente quando estas variações são menores [34].

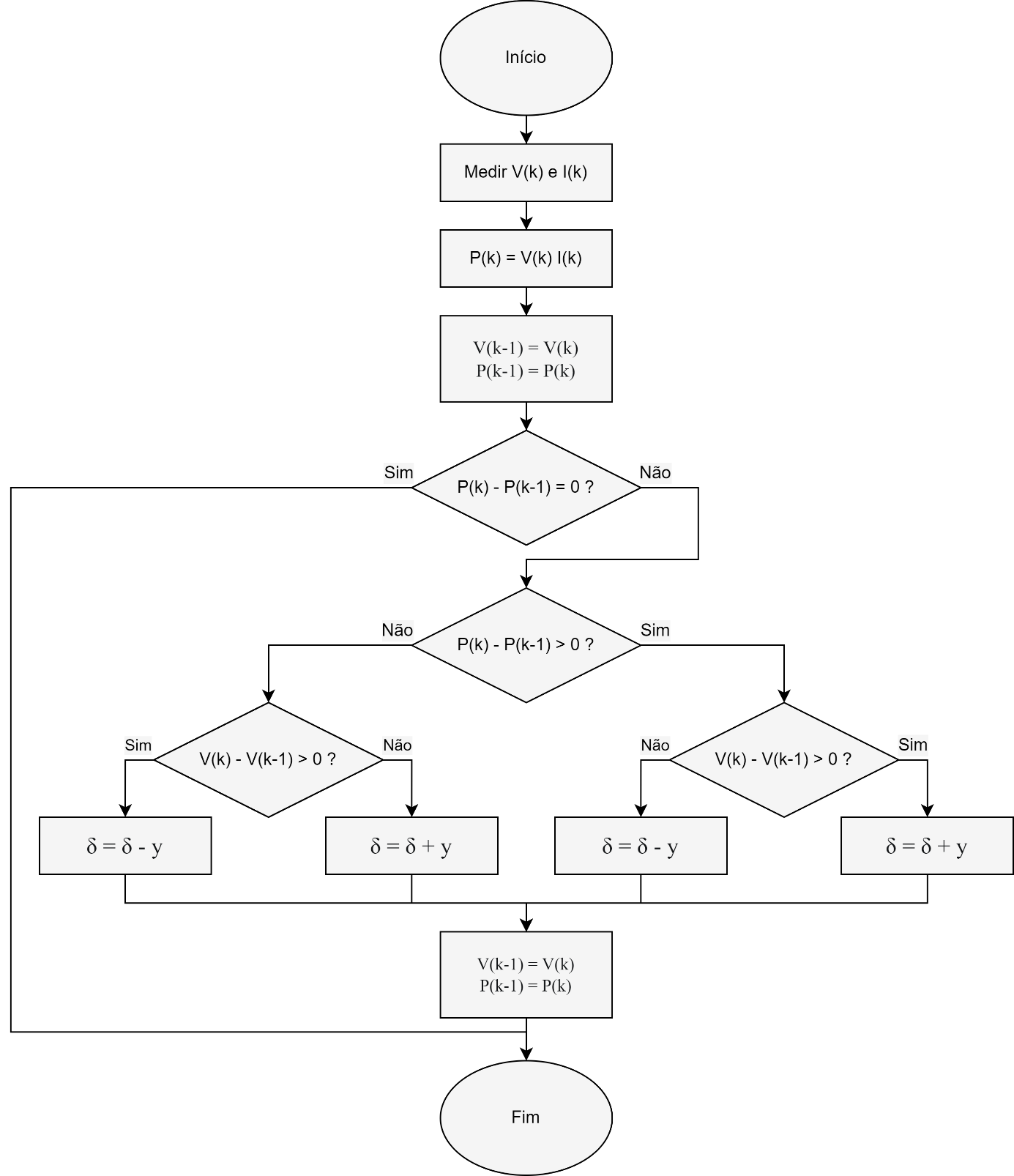


Figura 4. – Algoritmo de Perturbação e Observação (P&O).

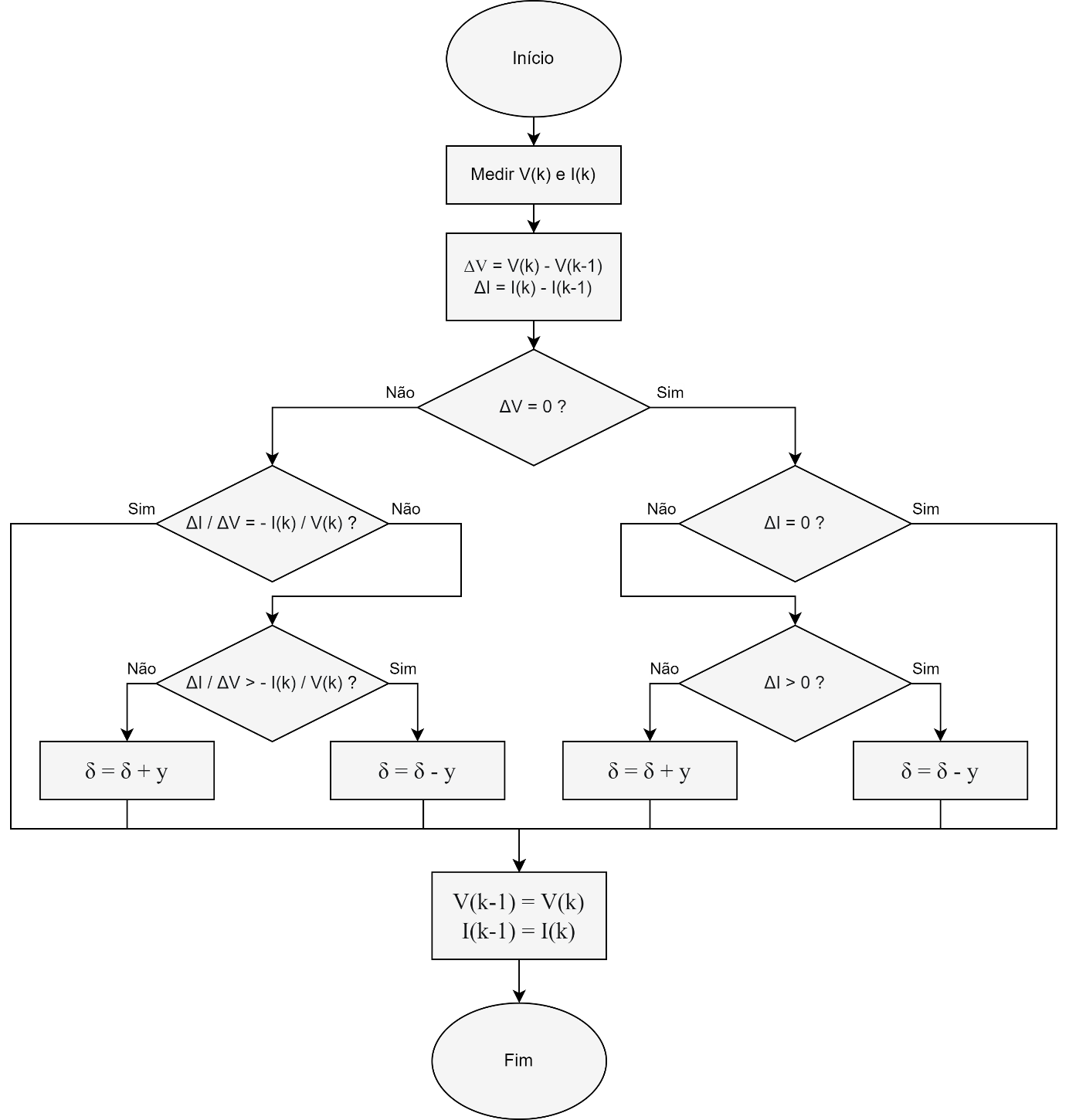


Figura 4. - Método da condutância incremental

Existem outros algoritmos MPPT, como os métodos híbridos, que conjugam os métodos de controlo em malha aberta e malha fechada, entre outros, que devido ao seu maior grau de complexidade não vão ser estudados no âmbito deste projeto.

1. Semicondutores de Potência

A evolução dos dispositivos semicondutores de potência permitiu desenvolvimentos nos sistemas de eletrónica de potência para aplicações industriais, automotivas, aeroespaciais, interação com as energias renováveis, entre outros. A procura de soluções para estas aplicações assenta nos semicondutores de potência controlados com eficiência e densidade de potência elevados, e de volume reduzido.

Durante anos, o mercado foi dominado por dispositivos baseados em silício (Si), ou seja, pelos Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Si MOSFETs) e Insulated-Gate Bipolar Transistors (Si IGBTs). A condução no MOSFET é feita por fluxo de eletrões, enquanto que no IGBT o fluxo de corrente é feito tanto por eletrões como por lacunas, o que resulta numa baixa queda de tensão em condução. Sendo assim, o IGBT pode ser projetado para tensões e correntes muito mais elevadas, contendo dimensões semelhantes a um MOSFET. O uso do IGBT é recomendado para frequências mais baixas enquanto que o MOSFET pode ser indicado para *duty cycles* elevados e aplicações de frequência superior a 200 KHz [35][36].

A era moderna deste tipo de dispositivos contém cada vez tecnologia mais complexa, pequena e de controlo mais preciso. Hoje em dia, os materiais como silicon carbide (SiC) e gallium nitrite (GaN) estão na linha da frente. Comparativamente com os MOSFETs e IGBTs, os SiCs e GaNs são tecnologias de grande *bandgap*, mais rápidas e compactas, têm menos perdas e melhor condutividade, permitem temperaturas mais elevadas. Isto resulta em componentes passivos menores e densidades de potência mais elevadas. Os dispositivos SiC são mais utilizados com tensões acima de 1 kV e oferecem capacidade de condução de corrente elevadas, o que faz com que sejam uma boa opção para aplicações como inversores de tração automotivos e de locomotivas, produções solares de alta potência e grandes conversores de rede trifásicos. Por outro lado, os GaN são tipicamente dispositivos de 600 V e podem integrar conversores de densidade elevada, na faixa dos 10 kW e superior [37]. As aplicações GaN incluem servidores, telecomunicações, fontes de alimentação industriais, conversores de rede, carregadores de veículos elétricos e conversores CC-CC.

Em suma, pela Tabela 4.2 e Figura 4.17 é possível concluir que o semicondutor que apresenta maior eficiência, maior densidade de potência e que permite operar a maior frequência é o GaN [37] [38]. Quanto à potência de operação, o IGBT admite uma potência superior comparativamente com os demais. Apesar de o GaN apresentar mais vantagens, no mercado é o que apresenta o preço mais elevado.

Tabela 4.2 - Comparação dos dispositivos IGBTs, SiC e GaN para os conversores multinível.

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| **Condições de operação tipicas** | **SI - IGBT** | **SiC** | **GaN** |
| Frequência (kHz) | 20 | 100 | 140 |
| Densidade de potência (W/) | 73 | 170 | 211 |
| Eficiência (%) | 98.3 | 98.9 | 99.2 |

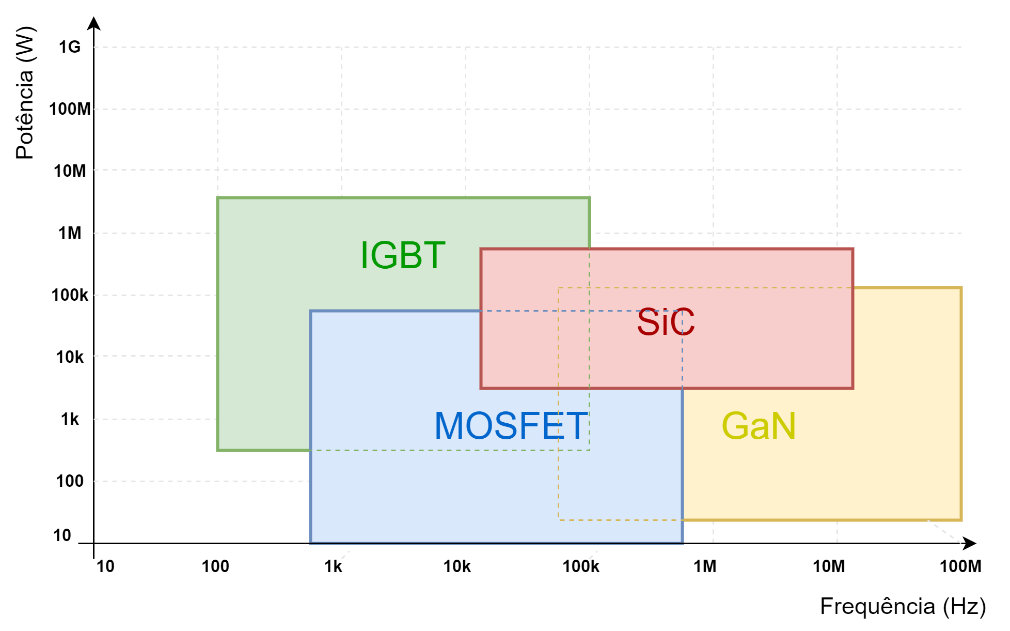


Figura 4. - Mapeamento dos semicondutores de potência.

1. Aquisição e Condicionamento de Sinal

Para aquisição e condicionamento de sinal são utilizadas placas de sensor de tensão, placas do sensor de corrente e caixas de aquisição e condicionamento de sinal desenvolvidas pelo GEPE.

A placa do sensor de tensão permite a medição dos valores de tensão de forma isolada. Esta placa é composta por um sensor de efeito de HALL, CYHVS5-25 [39]. Apresenta uma boa precisão, linearidade e uma corrente nominal no primário de 5 mA. A alimentação deste sensor pode ser feita a 12 V ou a 15 V. Tendo em conta a gama de valores de tensão que se pretende medir, é possível calcular o valor da resistência a colocar no primário de cada sensor com base na equação (4.4).

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (4.4) |

Depois de calculado o valor da resistência, , como a placa é composta por duas resistências em série, a soma das duas resistências tem que resultar no valor calculado de . De referir que as resistências a utilizar não deverão possuir qualquer calibre, sendo que a sua dissipação de potência será considerável. Aplicando a Lei de Joule, representada na equação (4.5), é possível retirar o calibre e assim escolher a resistência adequada. Na Figura 4.18 podemos ver a placa do sensor de tensão utilizada.

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (4.5) |



Figura 4. - Placa do sensor de tensão CYHVS5-25 (desenvolvida no GEPE).

Para adquirir os valores de corrente utiliza-se a placa de sensor de corrente com o sensorde efeito de HALL cujo o modelo é LA100-Pda LEM [40]. É de referir que foram feitos 10 enrolamentos em volta do sensor de modo a aumentar a resolução de medida. A alimentação destes sensores pode ser feita a ±12 V ou ±15 V. Na Figura 4.19 é apresentada a placa do sensor de corrente, com todos os seus componentes.

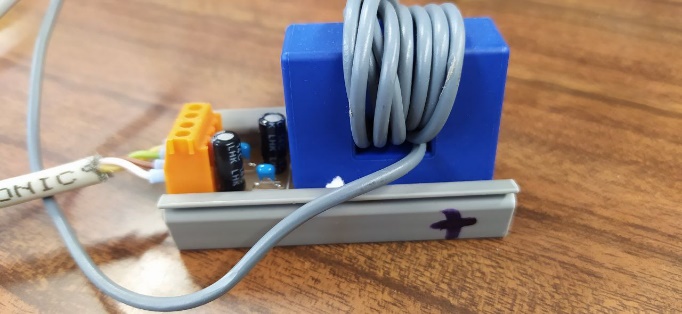


Figura 4. - Placa do sensor de corrente LA100-P (desenvolvida no GEPE).

A caixa de Aquisição e Condicionamento de Sinal, Figura 4.20, utilizada contém quatro canais de leitura, dois para tensão e dois para corrente. Na parte superior tem um conector para cada canal possibilitando a ligação ao osciloscópio.

.

Figura 4. - Caixa de aquisição e condicionamento de sinal.

1. Sistema de controlo e Drive

Para o acionamento dos semicondutores de potência, neste caso dos SiCs, é utilizado um circuito de drive desenvolvido pelo GEPE. Esta placa, apresentada na Figura 4.21, recebe os sinais PWM do microcontrolador, através de uma ficha DB9, e envia pulsos para os semicondutores, através dos ligadores cor de laranja.

A picture containing text, electronics

Description automatically generated

Figura 4. - Placa de drive (desenvolvida no GEPE).

Esta placa é composta por dois *Gate Drivers* (um para cada semicondutor de potência) e duas fontes isoladas. O *gate driver* utilizado é o HCPL 3120 [41]. Em série com o foto-díodo do *gate driver* foi colocada uma resistência, , de modo a limitar a corrente que o percorre, garantindo assim que está de acordo com as especificações. Consultando o *datasheet* [41] é possível retirar um valor máximo de tensão, , de 1,5 V e um valor máximo de corrente, , de 10 mA, resultando num de 180 Ω. A tensão de 3,3 V corresponde à tensão de saída do PWM do microcontrolador.

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
|  |  | (4.4) |

As fontes isoladas CC-CC escolhidas são do modelo *MEV1D1515SC*, da Murata Power[42]. Estas fontes têm um isolamento de 3 kV e 3 saídas: +15 V, -15 V e GND. Nesta placa é ainda colocado um LED verde, com o objetivo de sinalizar e verificar a alimentação da mesma.

O microcontrolador utilizado é o TMS320F28335, Figura 4.22, da *Texas Instruments* [43]. Este possui uma frequência máxima do oscilador de 150 MHz, 12 canais de PWM, 16 canais de ADC de 12‑bits de resolução, entre outros periféricos.



Figura 4. - TMS320F28335 com kit experimental da Texas Instruments.

Referências

[1] “Roteiro para a Neutralidade Carbónica 2050.” [Online]. Available: https://www.portugal.gov.pt/pt/gc21/comunicacao/documento?i=roteiro-para-a-neutralidade-carbonica-2050-. [Accessed: 04-Mar-2022]

[2] J. V. Rodrigues, “Portugal pode ter 80% da energia de fontes renováveis já em 2025.” [Online]. Available: https://www.dinheirovivo.pt/empresas/portugal-pode-ter-80-da-energia-de-fontes-renovaveis-ja-em-2025-14604140.html. [Accessed: 04-Mar-2022]

[3] “Energia: Portugal nunca instalou tanta capacidade solar como em 2021.” [Online]. Available: https://expresso.pt/economia/2022-02-01-energia-portugal-nunca-instalou-tanta-capacidade-solar-como-em-2021. [Accessed: 04-Mar-2022]

[4] S. A. K. W. A. B. W. De Soto, “Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance,” 2005.

[5] R. Buerger, A. Péres, R. Hausmann, R. Reiter, and A. Stankiewicz, “Ripple analyze and design considerations for an interleaved boost converter (IBC) for a PV source,” in *International Conference, ICREPQ*, 2014.

[6] Y. Jang and M. M. Jovanovic, “Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 4, pp. 1394–1401, 2007.

[7] PowerSim, *Loss Calculation and Transient Analysis of SiC and GaN Devices*. 2018.

[8] H. Mfg., “High frequency reactors (197 series).” [Online]. Available: https://www.hammfg.com/electronics/transformers/choke/197

[9] GeneSiC, “G2R120MT33J 3300 V 120 ohm SiC MOSFET,” 2021.

[10] LG, “LG Neon 2 350W I 345W,” 2019.

[11] “Filmes finos CIGS: uma alternativa ao silício cristalino.” [Online]. Available: https://canalsolar.com.br/filmes-finos-cigs-uma-alternativa-ao-silicio-cristalino/. [Accessed: 04-Mar-2022]

[12] A. Cabrita, “Conheça os principais tipos de painéis solares fotovoltaicos.” [Online]. Available: https://www.doutorfinancas.pt/vida-e-familia/conheca-os-principais-tipos-de-paineis-solares-fotovoltaicos/. [Accessed: 04-Mar-2022]

[13] F. J. da Costa Padilha, “Topologias de Conversores CC-CC Não Isolados com Sa’\idas Simétricas para Sistemas Fotovoltáicos,” *rograma de Pós-graduaçã em Engenharia Elétrica, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro*, 2011.

[14] M. M. ELhagry, Z. Elkady, N. Abdel-Rahim, and F. Bendary, “New topology of multiple-input single-output PV system for DC load applications,” *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 3, no. 3, pp. 471–484, 2016.

[15] Efacec, “PVStation Solutions,” in *EFASOLAR* .

[16] GOODWE, “GW250K-HT SOLAR INVERTER Photovoltaic Grid-Tie Inverter,” in *HT Series User Manual*, no. 1.2.

[17] Huawei, “SUN2000-36KTL - Smart PV Controller,” in *Technical Specification*, 2020, no. 04-(20201006).

[18] S. Power, “3-Phase PV Grid-Connected Inverter SG5.0RT / SG6.0RT / SG7.0RT / SG8.0RT / SG10RT / SG12RT / SG15RT / SG17RT / SG20RT,” in *User Manual*, 2021, no. SG5.0–20RT-UEN-Ver13–202101.

[19] Huawei, “SUN2000-(29.9KTL,33KTL-A,36KTL,49KTL),” in *User Manual*, 2019, no. 11.

[20] P. Eletronics, “PURE ENERGY Inverters | Stations,” in *Solar Solutions* , 2019.

[21] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, “Step-up DC-DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, 2017.

[22] F. L. Tofoli, D. de Castro Pereira, W. J. de Paula, and D. de S. O. Júnior, “Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter,” *IET power Electronics*, vol. 8, no. 10, pp. 2044–2057, 2015.

[23] P. Ma, W. Liang, H. Chen, Y. Zhang, and X. Hu, “Interleaved high step-up boost converter,” *Journal of Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 665–675, 2019.

[24] J. Dawidziuk, “Review and comparison of high efficiency high power boost DC/DC converters for photovoltaic applications,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, vol. 59, no. 4, pp. 499–506, 2011.

[25] Y. Koç, Y. Birbir, and H. Bodur, “Non-isolated high step-up DC/DC converters-An overview,” *Alexandria Engineering Journal*, vol. 61, no. 2, pp. 1091–1132, 2022.

[26] M. Bhunia, R. Gupta, and B. Subudhi, “Cascaded DC-DC converter for a reliable standalone PV fed DC load,” in *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2014, pp. 1–6.

[27] S. Padhee, U. C. Pati, and K. Mahapatra, “Overview of high-step-up DC-DC converters for renewable energy sources,” *IETE Technical Review*, vol. 35, no. 1, pp. 99–115, 2018.

[28] Y. Kang, “Design and implementation of high efficiency, high power density front-end converter for high voltage capacitor charger,” 2005.

[29] Y. Hu and A. Ioinovici, “Simple switched-capacitor-boost converter with large DC gain and low voltage stress on switches,” in *2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2015, pp. 2101–2104.

[30] O. Abdel-Rahim, M. Orabi, E. Abdelkarim, M. Ahmed, and M. Z. Youssef, “Switched inductor boost converter for PV applications,” in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 2100–2106.

[31] A. A. Hafez, A. Hatata, M. Alsubaihi, R. Alotaibi, F. Alqahtani, S. Alotaibi, A. Alhusayni, M. Alharbi, and others, “High Power Interleaved Boost Converter for Photovoltaic Applications,” *Journal of Power and Energy Engineering*, vol. 6, no. 05, p. 1, 2018.

[32] B. S. Revathi and M. Prabhakar, “High gain high power DC-DC converter for photovoltaic application,” in *2013 Annual International Conference on Emerging Research Areas and 2013 International Conference on Microelectronics, Communications and Renewable Energy*, 2013, pp. 1–6.

[33] N. K. M’Sirdi, A. Rabhi, and B. Nehme, “Review of the Best MPPT Algorithms for Control of PV Sources-RUCA Tracking Algorithm.,” in *ICINCO (1)*, 2017, pp. 318–325.

[34] “What’s Behind an MPPT Algorithm?” [Online]. Available: https://www.cedgreentech.com/article/whats-behind-mppt-algorithm. [Accessed: 05-Mar-2022]

[35] K. Mordi, *Comparative Study of Power Semiconductor Devices in a Multilevel Cascaded H-Bridge Inverter*. University of Arkansas, 2018.

[36] M. Alam, K. Kumar, and V. Dutta, “Comparative efficiency analysis for silicon, silicon carbide MOSFETs and IGBT device for DC-DC boost converter,” *SN Applied Sciences*, vol. 1, no. 12, pp. 1–11, 2019.

[37] M. Beheshti, *Wide-bandgap semiconductors: Performance and benefits of GaN versus SiC*. 2022.

[38] G. Rajendran, C. A. Vaithilingam, K. Naidu, K. S. Prakash, and M. R. Ahmed, “Hard Switching Characteristics of SiC and GaN Devices for Future Electric Vehicle Charging Stations,” in *MATEC Web of Conferences*, 2021, vol. 335, p. 02007.

[39] C. Sensors, “datasheet Hall effect voltage sensor (CYHVS5-25A).”

[40] LEM, *Current Transducer LA 100-P*, 13th ed. 2018.

[41] AVAGO, *HCPL-3120/J312, HCNW3120 2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive OptocoupleR*. 2019.

[42] murata, *3kVDC Isolated 1W Single & Dual Output DC-DC Converters*.

[43] T. Instruments, *TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)*, SPRS439P ed. 2007.