



Avaliação do desempenho de retificadores ativos aplicados em sistemas de carregamento indutivo

Tomás Silva Mendes

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Professor Doutor António João Marques Cardoso

Outubro 2025

Declaração de Integridade

Eu, Tomás Silva Mendes, que abaixo assino, estudante com o número de inscrição M13657 de/o Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharia, declaro ter desenvolvido o presente trabalho e elaborado o presente texto em total consonância com o **Código de Integridades da Universidade da Beira Interior**.

Mais concretamente afirmo não ter incorrido em qualquer das variedades de Fraude Académica, e que aqui declaro conhecer, que em particular atendi à exigida referenciação de frases, extratos, imagens e outras formas de trabalho intelectual, e assumindo assim na íntegra as responsabilidades da autoria.

Universidade da Beira Interior, Covilhã 09 / 10 / 2025

A handwritten signature in black ink that reads "Tomás Mendes". The signature is written in a cursive style with a long horizontal line above the first part of the name.

(assinatura conforme Cartão de Cidadão ou preferencialmente
assinatura digital no documento original se naquele mesmo formato)

Resumo

A crescente preocupação ambiental com as emissões dos motores de combustão interna tem impulsionado a adoção dos veículos elétricos. Enquanto os motores de combustão interna apresentam rendimentos de 20-40% e emitem partículas CO₂, NO_x em suspensão, os veículos elétricos ultrapassam 90% de rendimento, não produzem emissões locais e reduzem o ruído. Contudo, a produção de baterias de íons de lítio, exige matérias-primas críticas e elevado consumo energético, embora o balanço global de emissões seja mais favorável quando os veículos elétricos operam em redes com elevada incorporação de energias renováveis.

As vantagens dos veículos elétricos incluem menores custos de operação, manutenção reduzida e recuperação de energia durante a travagem. As limitações concentram-se na autonomia, tempo de carregamento, custo inicial e desafios de reciclagem. Como alternativa ao carregamento por cabos, a transferência de potência sem fios, baseada no acoplamento magnético ressonante, permite carregamento estático ou dinâmico, simplificando a utilização e viabilizando baterias de menor dimensão.

A energia recebida por indução eletromagnética requer retificação. A solução passiva com díodos é simples, mas ineficiente, devido às quedas de tensão. A retificação ativa, com transístores sincronizados, reduz perdas e possibilita funções como *vehicle-to-grid* ou *V2G* (do português, veículo para rede).

Nesta dissertação comparam-se as duas topologias, em simulação e prototipagem, confirmando a superioridade da retificação ativa em termos de rendimento e aplicabilidade.

Palavras-Chave

Retificação ativa; Indução eletromagnética; Transferência de energia sem fios; Veículos Elétricos

Abstract

The growing environmental concern regarding emissions from internal combustion engines has driven the adoption of electric vehicles. While internal combustion engines exhibit efficiencies of 20–40% and emit CO₂, NO_x, and particulate matter, electric vehicles surpass 90% efficiency, produce no local emissions, and reduce noise pollution. However, the production of lithium-ion batteries requires critical raw materials and significant energy consumption, although the overall emissions balance is more favorable when electric vehicles operate within electricity grids with high shares of renewable energy.

The advantages of electric vehicles include lower operating costs, reduced maintenance, and energy recovery through regenerative braking. Limitations are primarily related to driving range, charging time, upfront cost, and recycling challenges. As an alternative to cable-based charging, wireless power transfer based on resonant magnetic coupling enables both static and dynamic charging, simplifying the user experience and permitting the use of smaller batteries.

The energy received through electromagnetic induction requires rectification. The passive solution with diodes is simple but inefficient due to voltage drops. Active rectification, using synchronized MOSFETs, reduces losses and enables functionalities such as vehicle-to-grid integration.

This dissertation compares passive and active rectification topologies through simulation and prototyping, demonstrating superior efficiency and applicability of active rectification in practical implementations.

Keywords

Active rectification; Electromagnetic induction; Wireless Power Transfer; Electric Vehicles

Índice

Resumo.....	v
Palavras-Chave.....	v
Abstract.....	vii
Keywords.....	vii
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 Contextualização do tema adotado para a dissertação.....	1
1.2 Desafio e objetivos propostos no âmbito da dissertação.....	2
1.3 Estrutura da dissertação.....	3
Capítulo 2 Retificação.....	5
2.1 Contextualização histórica.....	5
2.1.1 Circuitos de retificação.....	6
2.1.2 Retificação passiva.....	6
2.1.3 Retificação ativa.....	15
2.2 Dispositivos semicondutores de comutação ativa.....	16
2.2.1 <i>BJT</i> (Transistor Bipolar de Junção).....	16
2.2.2 <i>MOSFET</i> (Transistor de Efeito de Campo de Óxido-Metal Semicondutor).....	19
2.2.3 <i>IGBT</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada).....	22
2.2.4 Perdas por comutação de semicondutores de potência.....	22
Capítulo 3 Indução eletromagnética.....	25
3.1 Transferência de energia sem fios.....	27
3.1.1 Princípios da transferência de energia sem fios.....	28
3.1.2 Transferência de energia sem fios com sistemas ressonantes.....	29
3.1.3 Limitações da transferência de energia sem fios.....	31
Capítulo 4 Simulação Computacional e Validação Experimental.....	32
4.1 Simulações em <i>Matlab Simulink</i>	37
4.1.1 Simulação, sem terminação adaptativa.....	38
4.1.2 Simulação, com terminação adaptativa.....	42

4.1.3 Resultados retirados das simulações	45
4.2 Validação Experimental	46
4.2.1 Decisão do controlo e construção da PCB.....	47
4.2.2 Caracterização experimental do sistema <i>IPT</i> com ponte retificadora ativa e passiva.....	55
4.2.3 Análise dos resultados experimentais	60
4.3 Comparação entre resultados.....	61
4.4 Propostas para futuros trabalhos	62
BIBLIOGRAFIA.....	63
Anexo A Códigos aplicados aos μ Controladores e FPGA.....	68
A.1 Código introduzido na <i>FPGA</i>	68
A.2 Código introduzido no <i>Teensy 4.0</i>	71
A.3 Código introduzido no <i>ESP32-S3-WROOM-1</i>	74

Lista de Figuras

Figura 1 - Estrutura interna do semicondutor díodo.	7
Figura 2 - Curva corrente/tensão com os diversos pontos de funcionamento dos díodos, incorporando ainda a tensão Zener de ruptura reversa característica do díodo Zener.	7
Figura 3 - Esquema elétrico do retificador de meia onda.	8
Figura 4 - Princípio de funcionamento do retificador de meia onda: em (a) apresenta-se o período positivo da onda, no qual o díodo D1 conduz, possibilitando a condução de corrente elétrica e em (b) apresenta-se o período negativo da onda, no qual o díodo D1 está bloqueado, impossibilitando a condução de corrente elétrica.	8
Figura 5 - Formas de onda referentes ao esquema de retificador de meia onda.	9
Figura 6 - Esquema elétrico do retificador de onda completa a 2 díodos.	10
Figura 7 - Princípio de funcionamento do retificador de onda completa a 2 díodos, em (a) apresenta-se o período positivo da onda, no qual apenas o díodo D1 conduz, possibilitando a condução de corrente elétrica e em (b) apresenta-se o período negativo da onda, no qual apenas o díodo D2 conduz, possibilitando a condução de corrente elétrica.	11
Figura 8 - Formas de onda referentes ao esquema de retificador de onda completa a dois díodos.	12
Figura 9 - Esquema elétrico do retificador de onda completa em ponte retificadora.	13
Figura 10 - Princípio de funcionamento do retificador de onda completa em ponte retificadora, em (a) apresenta-se o período positivo da onda, no qual o díodo D1 e D4 conduzem, possibilitando a condução de corrente elétrica e em (b) apresenta-se o período negativo da onda, no qual o díodo D3 e D2 conduzem, possibilitando a condução de corrente elétrica.	14
Figura 11 - Formas de onda referentes ao esquema de retificador de onda completa a 4 díodos.	15
Figura 12 - Estrutura interna do transistor BJT.	17
Figura 13 - Curva característica do funcionamento do transistor BJT.	17
Figura 14 - Circuito elétrico de exemplo para utilização do transistor BJT.	18
Figura 15 - Estrutura interna do MOSFET.	19
Figura 16 - Construção interna do MOSFET, com o díodo de corpo (body diode).	20
Figura 17 - Representação das capacitâncias internas existentes num MOSFET.	21
Figura 18 - (a) Representação esquemática do IGBT; (b) Estrutura interna do IGBT.	22
Figura 19 - Esquema elétrico de um conversor buck e formas de onda relevantes para a determinação das perdas durante a comutação.	23
Figura 20 - Esquemas elétricos para 4 das mais comuns topologias de redes de compensação.	30
Figura 21 - Esquemas elétricos para topologias de redes de compensação mais complexas.	31
Figura 22 - Representação esquemática do sistema simulado, e posteriormente construído e testado em ambiente laboratorial.	33
Figura 23 - Imagem representativa da altura entre o array transmissor e a célula recetora.	34
Figura 24 - Área útil de utilização dos semicondutores de comutação de potência (BJT, IGBT e MOSFET).	36
Figura 25 - Curva corrente-tensão medida entre o ânodo e o cátodo de um dos díodos (a azul) e entre a fonte (source) e o dreno (drain) de um dos MOSFET (a vermelho) utilizados nas simulações e ambiente laboratorial.	36
Figura 26 - Esquema em blocos do circuito desenvolvido e utilizado para simulações em Matlab Simulink.	37

Figura 27 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.....	39
Figura 28 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora MOSFETs, com controlo por tensão. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes. ..	39
Figura 29 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora MOSFETs, com controlo por corrente. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.	40
Figura 30 – Valores de energias totais medidas em diversos pontos de interesse do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. para um valor de carga no valor 0.5Ω e a uma altura 2 cm. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).....	40
Figura 31 – Valores dos rendimentos energéticos medidos em diversos pontos de interesse do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. para um valor de carga no valor 0.5Ω e a uma altura 2 cm. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).....	41
Figura 32 – Rendimentos energéticos do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para diferentes valores de carga aplicados a 2 alturas diferentes. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).....	41
Figura 33 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.	42
Figura 34 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora MOSFETs, com controlo por tensão. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.....	43
Figura 35 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora MOSFETs, com controlo por corrente. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.....	43
Figura 36 – Valores de energias totais medidas em diversos pontos de interesse do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. para um valor de carga no valor 0.5Ω e a uma altura 2 cm. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).....	44
Figura 37 – Valores de rendimentos energéticos medidas em diversos pontos de interesse do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. para um valor de carga no valor 0.5Ω e a uma altura 2 cm. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).	44
Figura 38 – Valores dos rendimentos energéticos do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para diferentes valores de carga aplicados a 2 alturas diferentes. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).....	45
Figura 39 – Bancada utilizada para os ensaios experimentais. No canto inferior esquerdo estão presentes as 4 resistências e o dissipador; continuando do lado esquerdo, um pouco mais acima está presente a fonte de alimentação. Ao centro encontra-se a estrutura de madeira com estruturas adicionais em FDM e com uma bobina a cor preta; mais acima encontra-se o osciloscópio ligado a pontos de interesse através de pontas de prova.	46

Figura 40 – Circuito de blocos do controlador SOGI.	48
Figura 41 – Diagrama de Bode do filtro passa-banda presente no SOGI.	49
Figura 42 - Diagrama de Bode do filtro passa-baixo presente no SOGI.	49
Figura 43 – Circuito elétrico com ZCD (Zero Crossing Detector) desenvolvido em NI MULTISIM.	50
Figura 44 – Parte comum aos 2 tipos de controlos dos circuitos ZCD (Zero Crossing Detector).	51
Figura 45 – Curvas retiradas em diferentes pontos no circuito ZCD (Zero Crossing Detector). A azul-escuro com o nome de “Sinal recebido pela bobina recetora” encontra-se o sinal lido e introduzido no circuito de controlo ZCD, a verde com o nome “Entrada no Bloco B” faz referência ao sinal introduzido no LM393, a onda vermelha com nome “Saída do Comparador” é exatamente o que o nome traduz e por último a azul-claro com o nome “Saída do Optoacoplador” está o sinal de saída do optoacoplador que irá ser lido pelo ESP32-S3-WROOM-1. Todas este gráfico com base no circuito elétrico da Figura 44.	52
Figura 46 – Circuito de controlo do retificador ativo utilizado na construção da PCB utilizando a aplicação EasyEDA.	53
Figura 47 – Curvas referentes ao código desenvolvido para FPGA (Field Programmable Array Gate). A onda amarela “ENTRADA” é a onda de referência para sincronização de outras ondas. A onda a verde “ONDA SYN” é a onda, sincronizada com a onda “ENTRADA”, produzida pela FPGA.	54
Figura 48 – Curvas referentes ao código desenvolvido para Teensy4.0, com dessincronização de 15°. A onda amarela “ENTRADA” é a onda de referência para sincronização de outras ondas. A onda a verde “ONDA SYN” é a onda sincronizada com a onda “ENTRADA”, produzida pelo Teensy4.0. A onda a magenta “ONDA PHASE” é a onda a verde, mas com a possibilidade de mudar a phase em relação a ela mesma, produzida pelo Teensy4.0.	54
Figura 49 – Curvas referentes ao código desenvolvido para Teensy4.0, com sincronização de 40 em 40 flancos de subida da onda lida e com dessincronização de 16°. A descrição de cada onda é idêntica à descrição na Figura 48.	55
Figura 50 – Material utilizado nos ensaios físicos em ambiente laboratorial. O círculo A corresponde ao conjunto bobina transmissora e recetora. Os blocos B1 e B2 representam as PCBs construídas, sendo B1 a PCB de controlo e B2 a ponte retificadora. A entrada Bctrlx refere-se ao tipo de controlo aplicado, enquanto GATES corresponde ao sinal de comando fornecido ao driver do MOSFET. Por fim, o círculo C identifica a carga resistiva.	56
Figura 51 - Formas de onda adquiridas nos ensaios experimentais estáticos, analisando ainda o tempo que demora o gate-driver de um MOSFET, neste sistema, a ligar e desligar com base na passagem, por zero, da onda de entrada no circuito de controlo ZCD.	57
Figura 52 - Rendimentos instantâneos do sistema IPT estático testado em ambiente laboratorial com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para diferentes valores de potências. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).	58
Figura 53 - Rendimentos energéticos do sistema IPT dinâmico testado em ambiente laboratorial com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para uma carga de 0.5 Ω , com diferentes impedâncias de terminação, sendo estas: terminação fixa a 1 Ω , em curto-circuito e em circuito aberto. Figura superior será com inversor a 5V e a imagem inferior será com inversor limitado a 15V e 12A.	59
Figura 54 - Rendimentos instantâneos do sistema IPT dinâmico testado em ambiente laboratorial com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para uma carga de 0.5 Ω , com diferentes impedâncias de terminação, sendo estas: terminação fixa a 1 Ω , em curto-circuito e em circuito aberto, e ainda com o inversor limitado a 15V e 12A.	60

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Atrasos adquiridos entre onda de entrada no circuito de controlo ZCD e o comando gerado pelo ESP32-S3-WROOM-1 para comutação do semicondutor. A segunda coluna “LOW-HIGH” é o tempo que leva o ESP32-S3-WROOM-1 a mudar o valor do pin, utilizado para gerar uma onda quadrada, de nível baixo para nível alto. A terceira coluna “HIGH-LOW” é o tempo que leva o ESP32-S3-WROOM-1 a mudar o valor do pin, utilizado para gerar uma onda quadrada, de nível alto para nível baixo.
..... 56

Lista de Acrónimos

V ₂ G	Vehicle-to-Grid
MCI	Motores de Combustão Interna
WPT	Wireless Power Transfer
<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
VE	Veículo Elétrico
CA	Corrente Alternada
CD	Corrente Contínua
CC	Constant Current
CV	Constant Voltage
GTO	Gate Turn-off Thyristor
<i>IGBT</i>	Isolated Gate Bipolar Transistor
ZVS	Zero Voltage Switching
ZCS	Zero Current Switching
BJT	Bipolar Junction Transistor
JFET	Junction Field-Effect Transistor
DMOS	Double Diffused Metal Oxide Semiconductor
PWM	Pulse Width Modulation
Fem	Electromotive force
S-WPT	Static-Wireless Power Transfer
D-WPT	Dynamic-Wireless Power Transfer
RIPT	Resonant Inductive Power Transfer
IPT	Inductive Power Transfer
CPT	Capacitive Power Transfer
ACEA	European Automobile Manufacturers Association
IGCT	Integrated-Gate Commutated Thyristor
SCR	Silicon Controlled Rectifier
FDM	Fused Deposition Modeling
PCB	Printed Circuit Board
SOGI	Second-Order Generalized Integrator
PLL	Phase Locked Loop
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop
ZCD	Zero Crossing Detector
TTL	Transistor-Transistor Logic
FPGA	Field-Programmable Gate <i>Array</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização do tema adotado para a dissertação

A crescente preocupação com as alterações climáticas e a degradação ambiental tem conduzido à procura de soluções alternativas aos veículos equipados com motores de combustão interna (MCI). Estes veículos, predominantes desde finais do século XIX, são responsáveis por emissões significativas de dióxido de carbono (CO₂), óxidos de azoto (NO_x) e partículas em suspensão, constituindo uma das principais fontes de poluição atmosférica urbana. Acresce que os motores térmicos apresentam um rendimento relativamente reduzido, variando entre 20% e 40% consoante a tecnologia e o regime de funcionamento, dissipando grande parte da energia química do combustível sob a forma de calor.

Em contraste, os veículos elétricos (VE) utilizam motores com rendimentos superiores a 90%, não produzem emissões diretas pelo escape e operam com níveis sonoros significativamente reduzidos. No entanto, a avaliação do ciclo de vida revela que a produção das baterias de iões de lítio, essenciais para o armazenamento de energia, implica extração intensiva de matérias-primas críticas (lítio, cobalto, níquel e terras raras) e elevado consumo energético. Apesar deste impacto inicial, diversos estudos demonstram que, em redes elétricas com elevada incorporação de energias renováveis e reduzida intensidade carbónica, os VE apresentam um balanço global de emissões inferior ao dos veículos a combustão.

As vantagens dos VE incluem a eliminação da poluição local, a redução do ruído, menores custos de operação e manutenção e a possibilidade de regeneração de energia através da travagem regenerativa. Contudo, persistem desvantagens relevantes, como a autonomia limitada face aos veículos equipados com MCI, os tempos de carregamento longos, o custo inicial elevado e os desafios tecnológicos e económicos relacionados com a reciclagem das baterias em larga escala.

Perante estes constrangimentos, o carregamento de VE constitui um domínio de investigação crucial. Os sistemas convencionais, baseados em cabos, apresentam inconvenientes ergonómicos, de segurança e de desgaste mecânico. Neste contexto, a transferência de energia sem fios (*Wireless Power Transfer, WPT*) surge como alternativa promissora. Assente no acoplamento magnético ressonante, que explora o princípio da

indução eletromagnética formulado por *Michael Faraday* e formalizado matematicamente nas equações de *James Maxwell*, os sistemas de *WPT* para aplicações rodoviárias permitem a transmissão de energia entre uma estrutura emissora, instalada tipicamente no solo, na infraestrutura viária, e uma estrutura recetora tipicamente instalada na zona inferior do veículo. Esta tecnologia pode ser utilizada em aplicações estáticas, quando não existe alteração da posição da estrutura emissora com a recetora, ou aplicações dinâmicas, quando existe alteração da posição da estrutura emissora com a recetora. Para esta dissertação será utilizado o último caso, sendo que a estrutura recetora irá alterar a sua posição em relação à transmissora. Para além de simplificar a experiência do utilizador, esta tecnologia possibilita a redução da capacidade das baterias, sem prejuízo na autonomia do veículo, reduzindo assim o volume e peso destas, o que se traduz em benefícios económicos e ambientais.

Seguindo o princípio de funcionamento do sistema de *WPT*, é necessário gerar um campo eletromagnético alternado de alta frequência, o qual induz uma força eletromotriz alternada na bobina recetora. Para o carregamento da bateria do VE, é necessário, fazer uma conversão de CA (corrente elétrica alternada) para CC (corrente elétrica contínua). Este processo, denominado de retificação, é tradicionalmente realizado através de pontes de díodos. Embora simples, esta solução apresenta perdas associadas às quedas de tensão nos díodos (tipicamente 0,6-1 V em díodos de silício ou 0,2-0,4 V em díodos *Schottky*) e reduz o rendimento global do sistema. Para mitigar tais limitações, recorre-se à retificação ativa ou síncrona, que substitui os díodos por semicondutores de potência, geralmente *MOSFETs*, comandados de forma sincronizada com a tensão alternada de entrada na ponte retificadora. Esta abordagem reduz significativamente as perdas de condução e viabiliza, inclusivamente, o funcionamento bidirecional nos modos *V2G*, aumentando a flexibilidade operacional dos sistemas de *WTP*.

1.2 Desafio e objetivos propostos no âmbito da dissertação

O principal desafio desta dissertação reside na análise comparativa de duas topologias de retificação - passiva e ativa - aplicadas ao carregamento sem fios em veículos elétricos. O sistema de *WPT*, ao transferir energia por acoplamento magnético, produz corrente elétrica alternada de alta frequência, a qual necessita de ser convertida em corrente elétrica contínua para possibilitar o carregamento das baterias. A retificação passiva, baseada em díodos, apresenta simplicidade de implementação, mas acarreta perdas de condução significativas e menor rendimento global. Por outro lado, a retificação ativa, que utiliza semicondutores de potência controlados, promete maior rendimento energético e melhor desempenho sob diferentes condições de carga, embora imponha maior complexidade de controlo e de conceção.

Os objetivos propostos incluem a modelação e simulação das duas topologias em ambiente computacional, avaliando parâmetros como rendimento na conversão, comportamento sob variação de carga e impacto sobre o circuito ressonante. Posteriormente, será efetuada a implementação prática em ambiente laboratorial das duas soluções, recorrendo a dois protótipos de retificadores, um retificador passivo e um retificador ativo, acoplados a um sistema de *WPT* em escala reduzida. Através desta abordagem experimental será possível validar os modelos de simulação e identificar discrepâncias entre o comportamento teórico e o experimental. Por fim, proceder-se-á à comparação sistemática dos resultados, de modo a estabelecer as vantagens e limitações de cada topologia, fornecendo contributos relevantes para o desenvolvimento de soluções mais eficientes e sustentáveis no carregamento sem fios de VE.

1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação é dividida em 4 capítulos que estão organizados da seguinte forma:

Capítulo 1 - Introdução: apresentação do tema da dissertação e definição dos objetivos da mesma.

Capítulo 2 - Retificação: fundamentos, topologias passivas e ativas, e análise do comportamento dos componentes associados.

Capítulo 3 - Indução Eletromagnética: enquadramento teórico e princípios de funcionamento.

Capítulo 4 – Simulação Computacional e Validação Experimental: desenvolvimento em simulação e em ambiente experimental, com caracterização dos componentes utilizados.

Capítulo 2

Retificação

2.1 Contextualização histórica

No final do século XIX, iniciou-se uma disputa conhecida como a "Guerra das Correntes" (*War of the Currents*), protagonizada por *Thomas Edison*, *Nikola Tesla* e *George Westinghouse*. *Edison* defendia que o sistema elétrico a ser estabelecido deveria ser baseado em corrente elétrica contínua, enquanto *Tesla* e *Westinghouse* eram defensores da corrente elétrica alternada. *Edison* tentou diversas vezes boicotar a corrente elétrica alternada, recorrendo a métodos pouco éticos, como a eletrocussão de animais chegando a alegar que a corrente elétrica alternada era o meio mais rápido de tirar a vida de um ser vivo. Um exemplo dramático dessa campanha foi a execução do prisioneiro *William Kemmler*, na cadeira elétrica, em 1890 [1] e [2].

Mais tarde, *Westinghouse*, que até então era o principal rival de *Edison*, adquiriu várias patentes relativas à tecnologia de corrente elétrica alternada de *Tesla*. Em 1893, *Westinghouse* conseguiu o contrato para fornecer eletricidade à Exposição Mundial de Chicago (*World's Columbian Exposition in Chicago*), tendo esse evento marcado uma vitória significativa para a corrente elétrica alternada. Após a feira, *Westinghouse* celebrou contratos para a construção de geradores de corrente elétrica alternada na central hidroelétrica das Cataratas do Niágara que em 1896 começou a fornecer eletricidade para *Buffalo*, Nova Iorque. A partir desse momento, a "Guerra das Correntes" foi considerada, ainda que de forma não oficial, como terminada, tendo a corrente elétrica alternada saído vitoriosa [3] e [4].

A corrente elétrica alternada venceu a "guerra" devido à dificuldade de conversão de tensão contínua para níveis elevados e reduzidos, uma tecnologia que à época era rudimentar ou até mesmo desconhecida (como os atuais conversores *DC/DC*), sendo, para além disso, que o transporte de energia a longas distâncias era mais eficiente e económico com corrente elétrica alternada. Mesmo após esta vitória, que alterou o padrão nas redes elétricas, muitos dispositivos continuaram a operar em corrente elétrica contínua, o que criou um novo desafio: Como converter corrente elétrica alternada em corrente elétrica contínua? Para resolver esse problema, foram desenvolvidos ao longo do tempo diversos dispositivos de conversão chamados retificadores, que realizam a retificação elétrica - o processo de conversão de corrente elétrica alternada em corrente elétrica contínua. Desde o início do século XX, a retificação tornou-se essencial tanto para as primeiras comunicações por rádio quanto para dispositivos de maior potência. Esses retificadores evoluíram acompanhando

o avanço tecnológico e as necessidades da sociedade. Entre os vários tipos de retificadores utilizados ao longo do tempo estão: díodos de válvulas a vácuo, células químicas húmidas, válvulas de arco de mercúrio, pilhas de placas de cobre e óxido de selênio, díodos semicondutores, tirístores de silício e outros interruptores semicondutores baseados em silício. Geradores também foram utilizados para esse propósito [5].

Atualmente, diversos aparelhos como por exemplo televisões, carregadores de telemóveis, iluminação LED, frigoríficos e máquinas de lavagem funcionam em CC. Como a rede elétrica é em CA os retificadores são encontrados nas suas fontes de alimentação, ou em estágios de funcionamento com necessidade de conversão de CA para CC. Os retificadores também desempenham funções em detetores de sinais de rádio e sistemas de deteção de chamas. Recentemente, foi introduzida a possibilidade de carregamento de baterias por indução, no qual se requer que o recetor do dispositivo converta a energia recebida, uma vez que o carregamento das baterias é feito em corrente elétrica contínua. O método de carregamento pode variar entre opções como corrente constante (CC), tensão constante (CV), corrente constante/tensão, constante (CV/CC), multietapas (*multistage*) e corrente pulsada (*pulse current*).

2.1.1 Circuitos de retificação

Atualmente, a energia é transportada até aos edifícios sob a forma de corrente elétrica alternada sinusoidal com uma frequência de 50 Hz, predominantemente na Europa, e de 60 Hz em alguns países da América e de África. Como a energia é transportada em corrente elétrica alternada e muitos dispositivos funcionam em corrente elétrica contínua, é necessário um sistema que converta essa energia. Os circuitos de retificação podem ser de uma ou mais fases e podem ser não controlados ou controlados, dependendo do semicondutor utilizado. Existem também retificadores de meia onda, tanto controlados como não controlados.

Conforme mencionado anteriormente, a tecnologia de retificação evoluiu ao longo do tempo, desde o uso de válvulas de mercúrio até díodos, tirístores e *GTOs* (*Gate Turn-Off Thyristors*), podendo a retificação ser dividida em dois grupos principais: retificação passiva e retificação ativa, cada uma com as suas vantagens e desvantagens.

2.1.2 Retificação passiva

Este tipo de retificação é realizado através de semicondutores passivos, como díodos comuns, díodos *Zener* e díodos *Schottky*. O díodo é um dispositivo composto por material semicondutor intrínseco, como silício puro ou germânio. Para melhorar a sua condução, o material semicondutor é dopado com impurezas, resultando num semicondutor extrínseco,

que pode ser do tipo P (com excesso de lacunas) ou do tipo N (com excesso de elétrons livres). A junção entre esses dois tipos de semicondutores resulta na eletrônica de semicondutores como a conhecemos hoje. A estrutura interna do díodo está ilustrada na Figura 1. O díodo comporta-se como uma barreira para os elétrons quando está polarizado inversamente, impedindo a passagem de corrente elétrica, o que significa que permite a condução de corrente elétrica num único sentido. No entanto, este componente tem algumas limitações, como a largura da região de depleção (local onde ocorre a junção dos semicondutores tipo N e P), a tensão mínima necessária para que o díodo conduza pode variar entre 0.5 V e 0.8 V, a existência de correntes elétricas de fuga e a tensão mínima na qual essas correntes elétricas de fuga ocorrem [6].

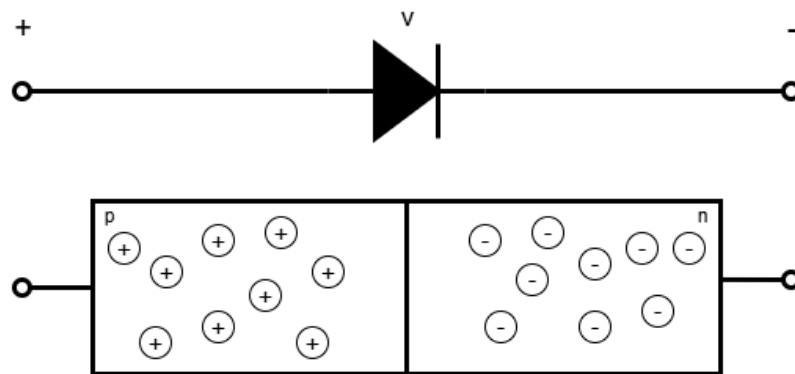


Figura 1 - Estrutura interna do semicondutor díodo.

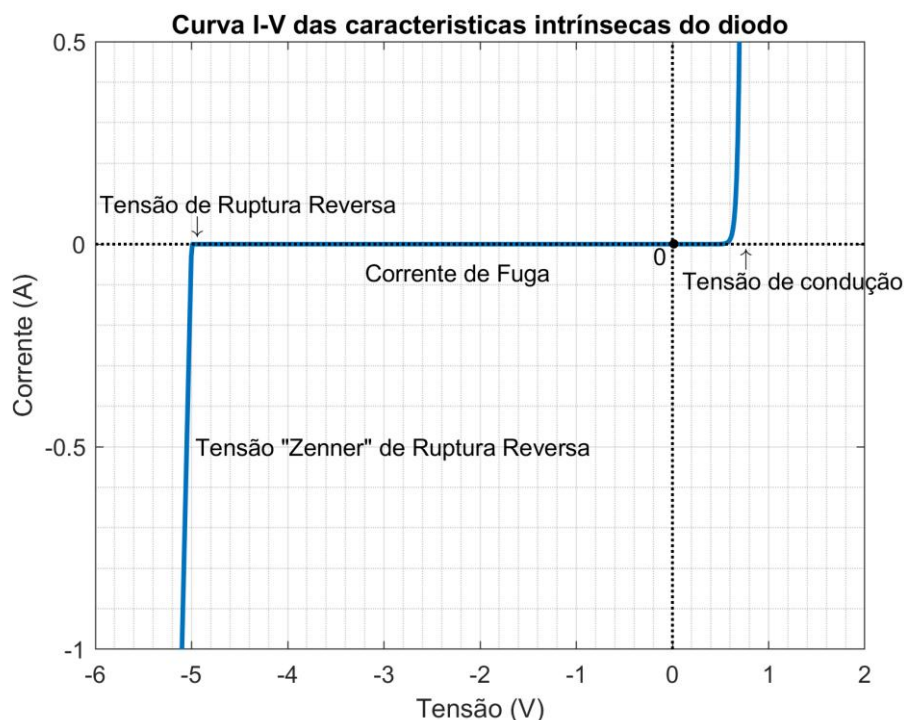


Figura 2 - Curva corrente/tensão com os diversos pontos de funcionamento dos díodos, incorporando ainda a tensão Zener de ruptura reversa característica do díodo Zener.

O díodo *Zener*, por sua vez, apresenta um comportamento diferente e este comportamento pode ser visualizado na Figura 2.

Para tensões superiores ou inferiores à sua tensão de ruptura, ele conduz da mesma forma que um diodo normal, devendo-se sempre considerar o sentido da corrente elétrica em função da tensão aplicada. Já o diodo *Schottky* também se comporta como um diodo comum, mas a sua construção difere: o semicondutor do tipo P é substituído por um metal (normalmente alumínio). Assim, a barreira que impede a passagem de corrente elétrica é composta apenas pelo semicondutor do tipo N. A grande vantagem do diodo *Schottky* é a sua rápida velocidade de comutação ou recuperação reversa [7], tornando-o ideal para aplicações eletrônicas de alta velocidade e frequência.

2.1.2.1 Meia onda

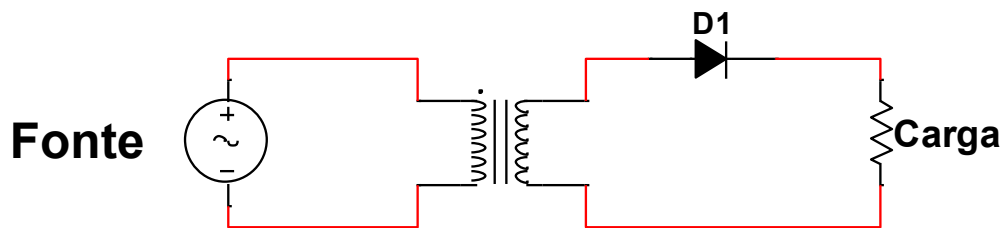


Figura 3 - Esquema elétrico do retificador de meia onda.

O princípio de funcionamento de um retificador de meia onda, idêntico ao da Figura 3, baseia-se nas características de condução do diodo, que permite a passagem de corrente elétrica apenas quando se encontra polarizado diretamente, ou seja, apenas durante o intervalo de tempo em que a tensão de entrada apresenta polaridade positiva. Durante o período positivo da onda, o diodo conduz, permitindo a circulação de corrente elétrica, como representado na Figura 4 (a). No período negativo da onda, o diodo encontra-se polarizado inversamente, impedindo a condução de corrente elétrica, como representado na Figura 4 (b). Como resultado, a forma de onda da tensão à saída do retificador é constituída unicamente pelas metades positivas do período da onda, sendo que durante as metades negativas do período da onda o diodo D_1 estará inversamente polarizado impedindo condução de corrente elétrica.

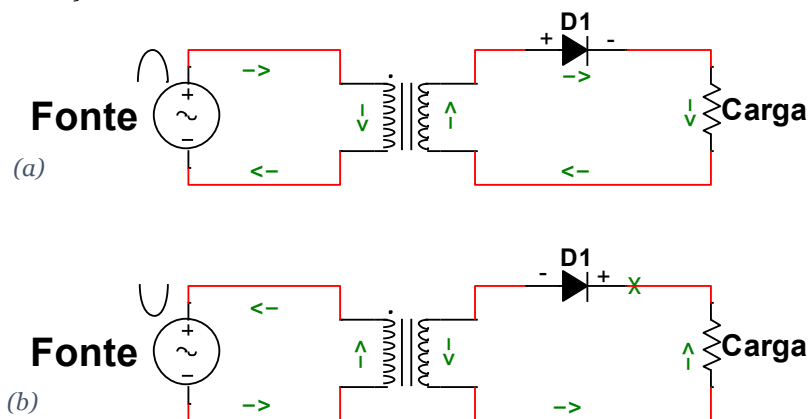


Figura 4 - Princípio de funcionamento do retificador de meia onda: em (a) apresenta-se o período positivo da onda, no qual o diodo D_1 conduz, possibilitando a condução de corrente elétrica e em (b) apresenta-se o período negativo da onda, no qual o diodo D_1 está bloqueado, impossibilitando a condução de corrente elétrica.

Supondo que a onda de entrada seja uma onda senoide pura, a tensão V_{in} é dada por:

$$v_{in}(t) = V_{m\acute{a}x} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

onde:

- $V_{m\acute{a}x}$ representa o valor do pico de amplitude da tensão de entrada;
- ω representa a frequência angular da onda sinusoidal, $\omega = 2\pi f$;
- f representa a frequência;
- t representa o tempo.

Para este retificador, durante a metade positiva do período da onda alternada de entrada a tensão $-v_{out}(t)$, medida aos terminais da carga, será igual à tensão de entrada, devido ao diodo estar em condução. Adotando as características de um diodo ideal.

$$v_{out}(t) = V_{m\acute{a}x} \cdot \sin(\omega t) \quad \text{para} \quad 0 \leq \omega t \leq \pi \quad (2.2)$$

Durante a metade negativa do período da onda alternada de entrada, como o diodo não conduz, a tensão aos terminais da carga será zero.

$$v_{out}(t) = 0 \quad \text{para} \quad \pi \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.3)$$

Ou seja, teremos uma onda com picos e intervalos de tempo vazios, como se pode observar na Figura 5.

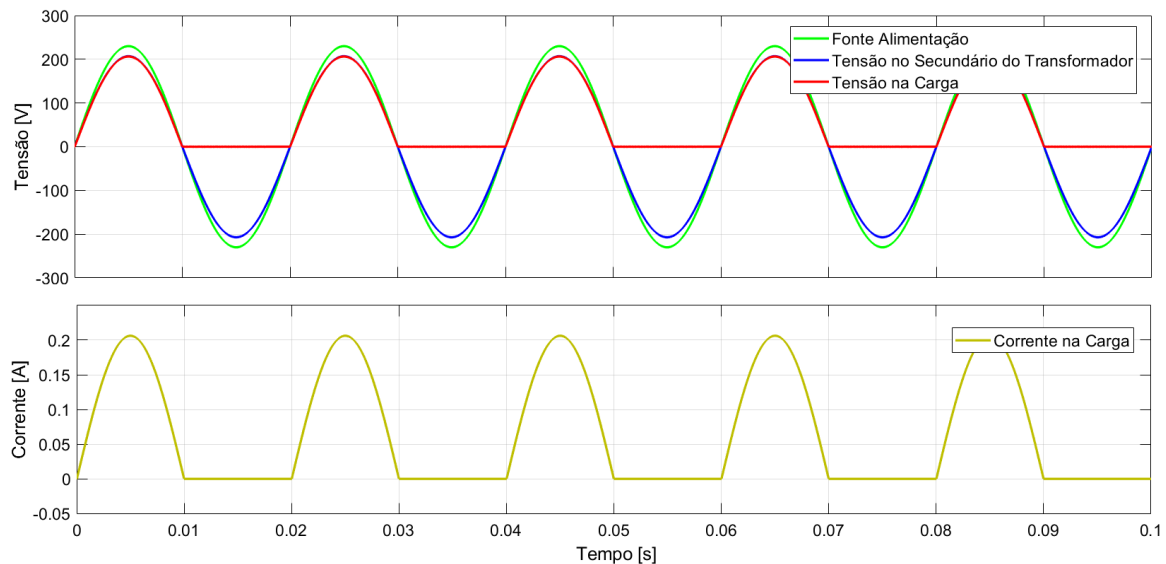


Figura 5 - Formas de onda referentes ao esquema de retificador de meia onda.

Uma desvantagem dessa configuração é o reduzido rendimento, pois metade da energia provinda da fonte é desperdiçada. Além disso, a saída deste retificador tem ainda uma forma de onda pulsante, o que pode não ser adequado para muitos dispositivos que requerem uma alimentação de corrente elétrica constante (CC) mais estável. Outra limitação importante dos retificadores de meia onda é a reduzida corrente elétrica média que podem fornecer à carga.

A tensão média V_{DC} na saída deste retificador pode ser calculada da seguinte forma:

$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{m\acute{a}x} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi} \quad (2.4)$$

O valor eficaz da tensão de entrada V_{RMS} será:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [V_{m\acute{a}x} \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2} \quad (2.5)$$

Para a corrente elétrica média presente na carga teremos:

$$I_{DC} = \frac{V_{DC}}{R_{carga}} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi R_{carga}} \quad (2.6)$$

O valor eficaz da corrente elétrica será:

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R_{carga}} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2R_{carga}} \quad (2.7)$$

Para a potência na carga temos:

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} \quad (2.8)$$

2.1.2.2 Onda Completa

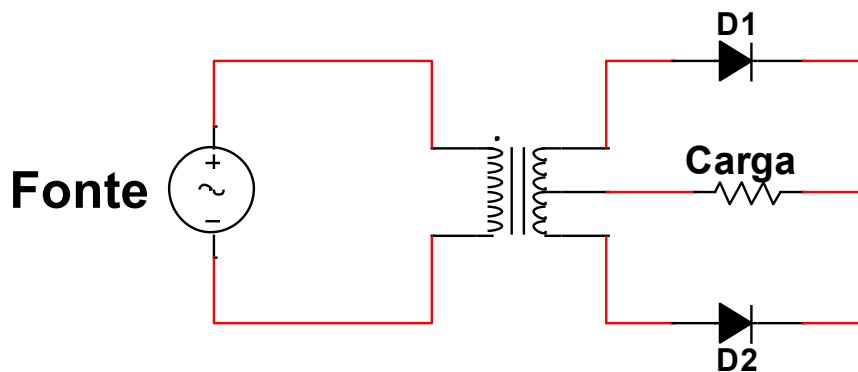


Figura 6 - Esquema elétrico do retificador de onda completa a 2 diodos.

Os retificadores de onda completa a dois diodos, idênticos ao da Figura 6, são dispositivos eletrônicos que convertem corrente elétrica alternada em corrente elétrica contínua, aproveitando tanto as metades positivas quanto as negativas do período da onda de tensão sinusoidal de entrada. Este tipo de retificador é mais eficiente do que os retificadores de meia onda, porquanto a corrente elétrica flui pela carga durante as duas metades do período da tensão de entrada, dando origem a uma saída com menos acentuações de ondulações e com maior valor de tensão média. O circuito básico de um

retificador de onda completa com dois díodos requer um transformador com uma derivação central no seu secundário. Esse transformador tem três terminais: um terminal central (neutro) e outros dois terminais para as metades do período da tensão alternada de entrada. Cada díodo é conectado a um desses terminais, enquanto o terminal central está ligado à carga. Quando a tensão de entrada é alternada, os díodos conduzem alternadamente durante as metades positivo e negativo da tensão de entrada, resultando numa corrente elétrica contínua pulsante na saída.

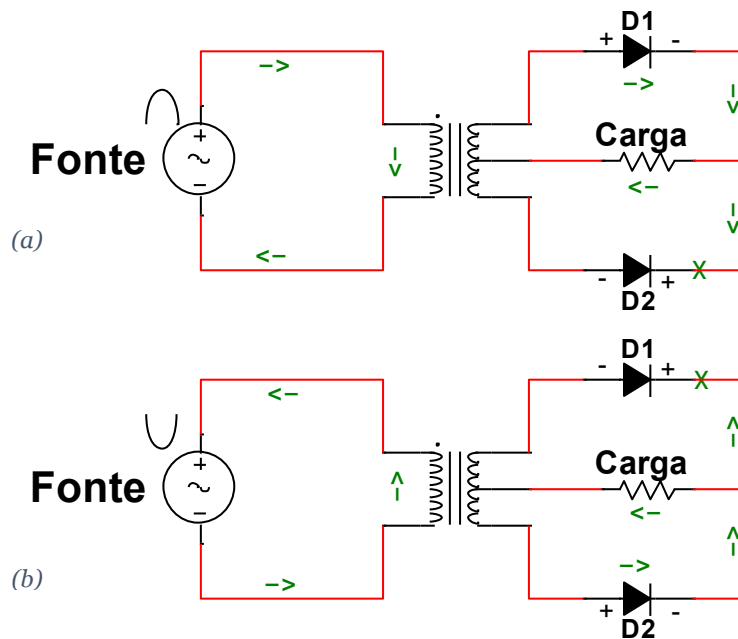


Figura 7 - Princípio de funcionamento do retificador de onda completa a 2 díodos, em (a) apresenta-se o período positivo da onda, no qual apenas o díodo $D1$ conduz, possibilitando a condução de corrente elétrica e em (b) apresenta-se o período negativo da onda, no qual apenas o díodo $D2$ conduz, possibilitando a condução de corrente elétrica.

Durante a metade do período positivo da tensão alternada no secundário do transformador, o díodo associado à parte positiva ($D1$), do período da onda, conduz corrente elétrica pela carga. O díodo conectado à parte negativa ($D2$) encontra-se polarizado inversamente, impedindo a condução de corrente elétrica significativa através do mesmo. Isso permite que a corrente elétrica flua pela carga na mesma direção durante esse período (Figura 7 (a)). Quando a metade do período negativo da onda de entrada ocorre, o díodo ($D2$) que anteriormente bloqueava a corrente elétrica está agora polarizado diretamente, e o díodo ($D1$), estará polarizado inversamente (Figura 7 (b)). Dessa forma, o díodo ($D2$) permite a passagem da corrente elétrica durante a metade negativa do período da tensão de entrada. As formas de onda da corrente e tensão elétrica estão ilustradas na Figura 8.

Novamente, a corrente elétrica que passa pela carga tem a mesma direção, mantendo uma polaridade constante na saída.

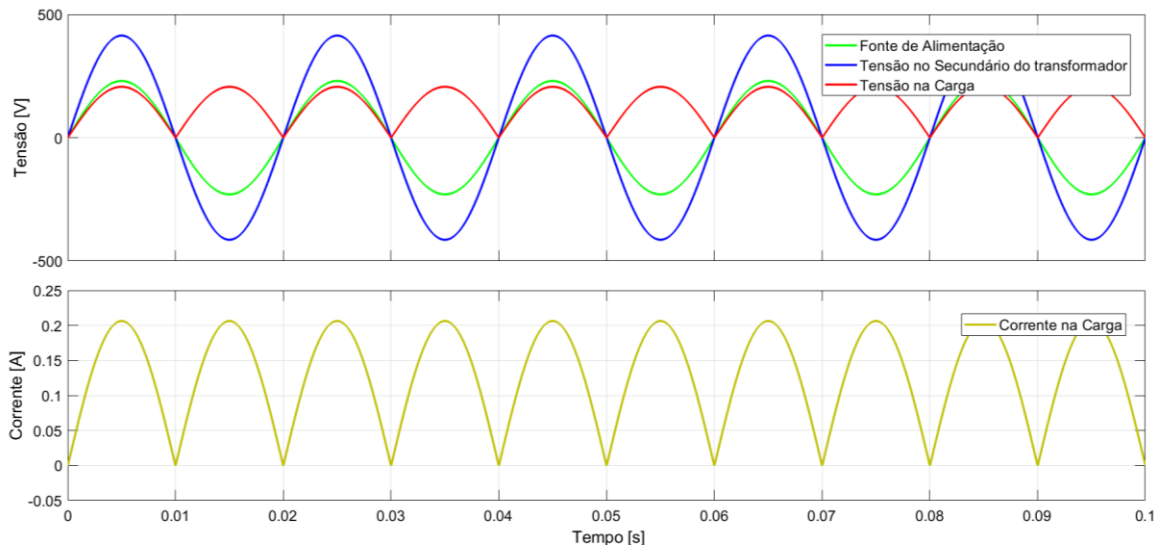


Figura 8 - Formas de onda referentes ao esquema de retificador de onda completa a dois díodos.

A equação da tensão de entrada no enrolamento secundário será igual a (2.1). Durante a parte positiva do período ($0 \leq \omega t \leq \pi$), o diodo ($D1$) está em condução permitindo que a corrente elétrica circule pela carga tal e qual como funciona o retificador de meia onda e durante a parte negativa do período ($\pi \leq \omega t \leq 2\pi$), o diodo ($D2$) estará também em condução, permitindo a condução de corrente elétrica pela carga.

Quando $D1$ conduz temos:

$$v_{carga}(t) = V_{m\acute{a}x} \sin(\omega t) \quad (2.9)$$

Quando $D2$ conduz temos:

$$v_{carga}(t) = -V_{m\acute{a}x} \sin(\omega t) \quad (2.10)$$

No entanto o $D2$ inverte a parte negativa da onda, como tal a tensão na carga será sempre positiva, logo temos:

$$v_{carga}(t) = |V_{m\acute{a}x} \sin(\omega t)| \quad (2.11)$$

Como a onda que resulta da retificação é simétrica e positiva, a tensão média na carga é calculada da seguinte forma:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T |V_{m\acute{a}x} \sin(\omega t)| dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{m\acute{a}x} \sin(\omega t) dt = \frac{2}{\pi} V_{m\acute{a}x} \quad (2.12)$$

sendo T :

$$T = \frac{1}{f} \quad (2.13)$$

O valor de eficaz da tensão V_{RMS} será:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [V_{m\acute{a}x} \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} \quad (2.14)$$

A corrente elétrica média que flui através de cada diodo é metade da corrente elétrica média que flui através da carga, uma vez que cada diodo conduz durante apenas metade do período. Supondo uma carga puramente resistiva, a corrente elétrica média na carga I_{DC} será:

$$I_{DC} = \frac{V_{DC}}{R_{carga}} = \frac{2V_{m\acute{a}x}}{\pi R_{carga}} \quad (2.15)$$

A corrente eficaz na carga será:

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R_{carga}} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2} R_{carga}} \quad (2.16)$$

A corrente média por cada diodo será:

$$I_{diodo} = \frac{I_{m\acute{e}dia}}{2} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{\pi R_{carga}} \quad (2.17)$$

Com isto podemos calcular a potencia na carga:

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} \quad (2.18)$$

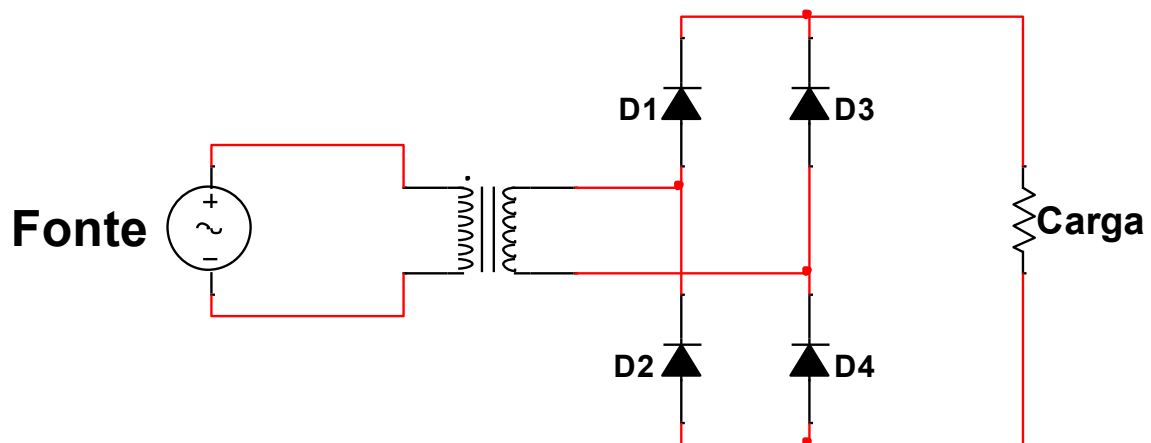


Figura 9 - Esquema elétrico do retificador de onda completa em ponte retificadora.

Os retificadores de onda completa em ponte, idênticos ao da Figura 9, são uma das configurações mais eficientes e amplamente utilizadas na conversão CA/CC.

O circuito usa quatro díodos dispostos em uma configuração de ponte composta por quatro díodos organizados de forma a garantir que a corrente elétrica percorra na mesma direção através da carga, independentemente da polaridade da tensão de entrada. A cada metade do período da tensão de entrada, dois díodos conduzem, enquanto os outros dois bloqueiam, garantindo a condução da corrente elétrica pela carga.

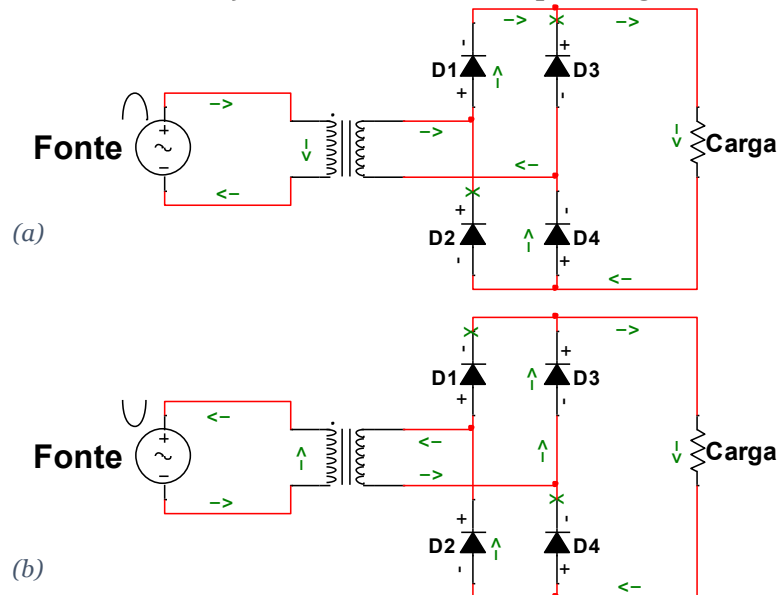


Figura 10 - Princípio de funcionamento do retificador de onda completa em ponte retificadora, em (a) apresenta-se o período positivo da onda, no qual o diodo $D1$ e $D4$ conduzem, possibilitando a condução de corrente elétrica e em (b) apresenta-se o período negativo da onda, no qual o diodo $D3$ e $D2$ conduzem, possibilitando a condução de corrente elétrica.

Durante a metade do período positivo da onda de entrada, os díodos $D1$ e $D4$ estão em condução, enquanto $D2$ e $D3$ estão em corte (Figura 10). A corrente elétrica atravessa $D1$, passa pela carga, e retorna ao terminal negativo através de $D4$. Durante a metade do período negativo da tensão de entrada, os díodos $D2$ e $D3$ conduzem, enquanto $D1$ e $D4$ estão bloqueados (Figura 10 (b)). A corrente elétrica passa agora por $D3$, de seguida pela carga na mesma direção (devido à disposição do circuito), e retorna ao terminal positivo através de $D4$. As formas de onda de corrente e tensão elétrica estão ilustradas na Figura 11.

Os valores de corrente elétrica e tensão, tanto média como eficaz são calculados da mesma forma que o retificador de onda completa a dois díodos, assumindo díodos com características de um diodo ideal. Cada diodo da ponte retificadora deve ser capaz de suportar a tensão inversa máxima que ocorre durante o ciclo de operação. A tensão inversa máxima que cada diodo deve suportar é igual ao valor de pico da tensão de entrada $V_{m\acute{a}x}$, pois, durante uma metade do período da tensão de entrada, os díodos bloqueados estarão expostos à tensão total da entrada.

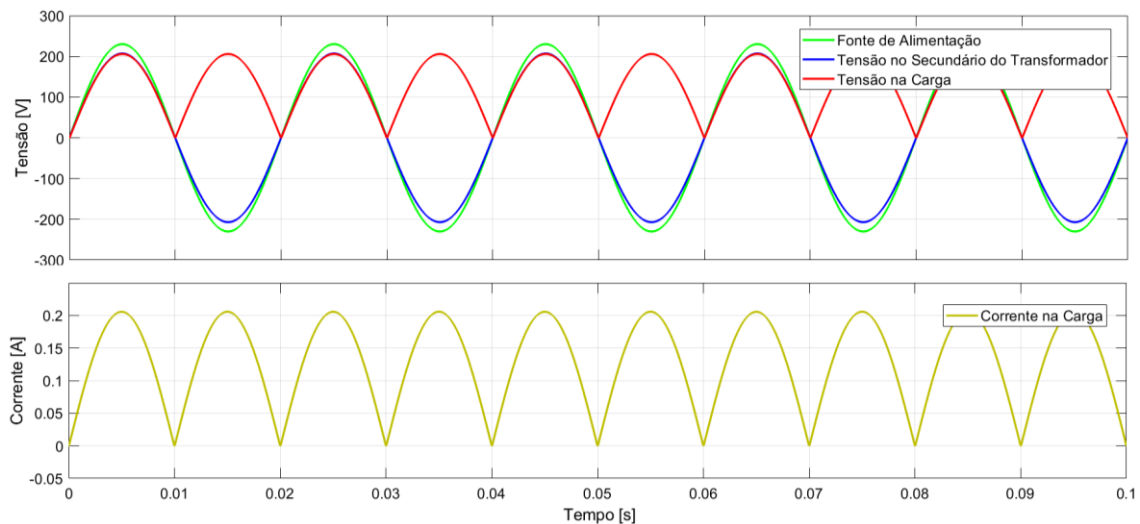


Figura 11 - Formas de onda referentes ao esquema de retificador de onda completa a 4 díodos.

2.1.3 Retificação ativa

A retificação ativa é um processo de conversão de corrente alternada em corrente contínua no qual os díodos convencionais são substituídos por dispositivos semicondutores comandáveis, como *MOSFETs* ou *IGBTs*, associados a circuitos de controlo eletrónico. Esta configuração permite reduzir as perdas inerentes à queda de tensão nos díodos e aumentar o rendimento global. Num retificador passivo, a queda típica de 0,7 V em díodos de silício resulta em perdas consideráveis, particularmente relevantes em sistemas de baixa tensão e elevada corrente. Ao utilizar *MOSFETs*, a condução apresenta perdas de potência proporcionais a $I_D R_{DS(on)}$, geralmente inferior à dos díodos, resultando assim numa retificação com maior rendimento. O comando destes dispositivos é assegurado por circuitos designados *gate-drive* que sincronizam a comutação com a forma de onda de entrada.

Em retificadores de alta frequência, esta técnica permite também diminuir as perdas por efeito de *Joule* e aumentar a densidade de potência. A adoção de métodos de comutação suave, como *Zero Voltage Switching (ZVS)* e *Zero Current Switching (ZCS)*, otimiza ainda mais o desempenho, pois os transístores são comutados quando a tensão ou a corrente são nulas, reduzindo as perdas de comutação e o aquecimento dos componentes.

Contudo, a retificação ativa implica maior complexidade de projeto. Requer circuitos adicionais de controlo e sincronização, uma escolha criteriosa de dispositivos de baixa resistência de condução e a minimização dos efeitos de capacitâncias parasitas. Em certas aplicações de baixa potência, os benefícios podem não compensar os custos acrescidos. Em contrapartida, em sistemas de baixa tensão e corrente elevada, bem como em conversores de frequência elevada, esta solução constitui uma abordagem consolidada para melhorar o rendimento global.

2.2 Dispositivos semicondutores de comutação ativa

Os dispositivos semicondutores de comutação ativa são componentes fundamentais em sistemas de eletrônica de potência, funcionando como interruptores, sendo que a sua função principal é alternar entre dois estados: condução, quando estão ligados, e ao corte, quando estão desligados.

Alguns exemplos de dispositivos semicondutores de comutação ativa destacam-se os *BJT*, os *MOSFETs* e os *IGBTs*. Estes dispositivos tendem a ser encontrados em retificadores ativos, inversores e conversores DC/DC.

A escolha do dispositivo semicondutor de comutação depende de fatores tais como a potência envolvida, a frequência de operação e outras exigências do sistema. Estes componentes tendem a ser utilizados em sistemas industriais, automação e energias renováveis. Possibilitam a regulação de tensão e corrente elétrica, contribuem ainda para a operação estável e a proteção de equipamentos sensíveis.

2.2.1 *BJT* (Transistor Bipolar de Junção)

Nos transistores bipolares de junção (*BJT*), uma região *n* levemente dopada é inserida no coletor para atingir a tensão de ruptura desejada. O transistor opera no estado de corte (*OFF*) quando as junções *p-n* da base-emissor e *p-n* da base-coletor estão inversamente polarizadas. Quando ambas as junções estão diretamente polarizadas, o transistor entra no estado de saturação (*ON*).

A estrutura interna do transistor *BJT* encontra-se ilustrada em Figura 12.

Entre os estados de corte e saturação está a região ativa, onde a junção *p-n* da base-emissor está diretamente polarizada, enquanto a junção *p-n* da base-coletor está inversamente polarizada. Nessa região ativa, a corrente do coletor I_C é proporcional à carga existente na região da base, que, por sua vez, é proporcional à corrente da base I_B . A relação entre a corrente do coletor I_C e a corrente da base I_B é dada pelo ganho de corrente da região ativa, denotado por β (2.19).

$$\begin{cases} I_E = I_C + I_B \\ I_C = \beta I_B \\ I_C = \alpha I_E \end{cases} \quad (2.19)$$

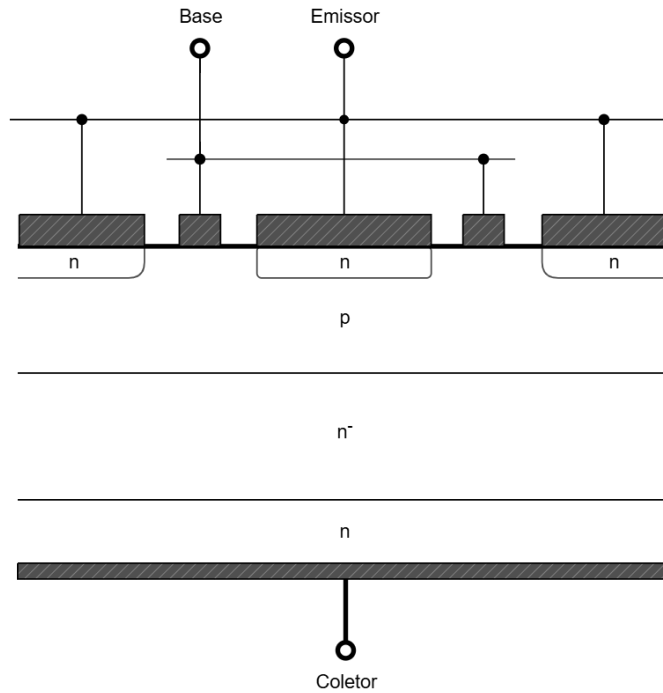


Figura 12 – Estrutura interna do transistor BJT.

Existe também a condição de quase-saturação, que ocorre na transição entre a região ativa e a saturação de um BJT, como ilustrado em Figura 13. Nesta condição, a junção base-coletor encontra-se ligeiramente polarizada diretamente, mas a injeção de portadores minoritários¹ na região n^- do coletor ainda não é suficiente para reduzir a sua resistência. Como resultado, a tensão V_{CE} mantém-se relativamente elevada e a condução não atinge a eficiência característica da saturação profunda, conduzindo a um ganho de corrente efetivo inferior ao esperado para essa condição de operação [7].

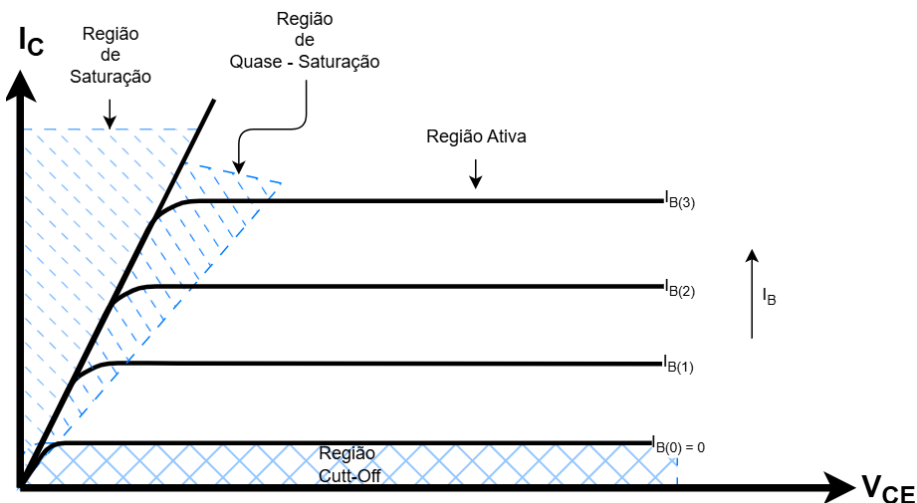


Figura 13- Curva característica do funcionamento do transistor BJT.

¹ A portadores minoritários, são portadores de carga elétrica (elétrons ou lacunas) que estão presentes numa região onde, em condições normais, a maioria dos portadores é do tipo oposto. Os portadores minoritários estão presentes em menor quantidade. Por exemplo, para um semiconductor tipo n, as lacunas seriam as portadoras minoritários, e para um semiconductor tipo p, os elétrons seriam os portadores minoritários.

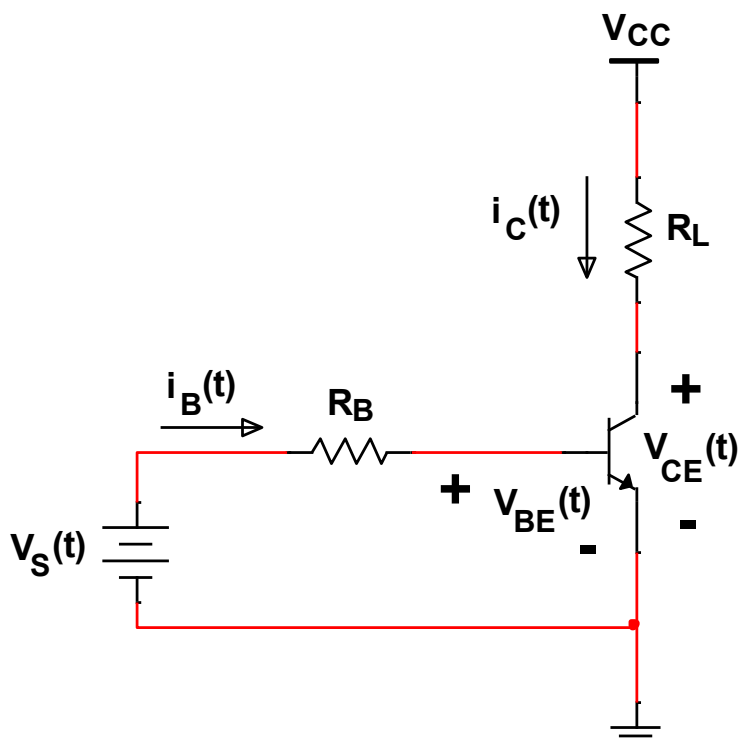


Figura 14 – Circuito elétrico de exemplo para utilização do transistor BJT.

Inicialmente o transistor, presente na Figura 14, permanece no estado de corte. A transição para o estado ligado inicia-se quando uma corrente elétrica é fornecida pela fonte V_S para a base do BJT. O que marca o fim do tempo de atraso da ativação (*turn-on delay time*²) é o momento em que a tensão base-emissor, excede o valor para que a junção base-emissor se polarize diretamente.

O aumento da corrente de base I_B reduz o tempo de comutação ligado, permitindo que o BJT atinja o estado de equilíbrio, no qual a resistência no estado ligado é reduzida e uma quantidade substancial de carga minoritária está presente tanto nas regiões n quanto p. Esta carga minoritária excede significativamente a quantidade necessária para sustentar a condução na região ativa da corrente do coletor I_{Con} .

A junção base-emissor permanece polarizada diretamente enquanto houver portadores minoritários presentes na sua vizinhança. Da mesma forma, a corrente do coletor continua sendo $i_C(t) = I_{Con}$, desde que a carga minoritária exceda a quantidade necessária para sustentar a condução na região ativa, ou seja, enquanto houver carga em excesso presente no dispositivo.

² O *turn-on delay time* (tempo de atraso de ativação) é o período que decorre desde o momento em que um sinal de ativação (como uma corrente ou tensão) é aplicado à base de um transistor bipolar de junção (BJT) até o instante em que o transistor começa efetivamente a conduzir corrente significativa entre o coletor e o emissor.

2.2.2 MOSFET (Transistor de Efeito de Campo de Óxido-Metal Semicondutor)

Sob condições normais de operação, quando a tensão V_{DS} entre o dreno e a fonte é maior ou igual a zero, as junções p-n e p-n⁻ encontram-se polarizadas inversamente. A região n⁻ é ligeiramente dopada, o que permite atingir a tensão de rutura (*breakdown voltage*) desejada. Com o aumento da tensão, forma-se um canal na superfície da região p, diretamente abaixo da *gate* (porta), chamado de região de inversão. Este canal contém elétrons móveis, os quais são responsáveis pela condução de corrente elétrica entre o dreno e a fonte. A resistência ao estado ligado (*on-resistance*) do MOSFET é composta pela soma das resistências da região n⁻, do canal, dos contactos da fonte e do dreno, entre outros. À medida que a tensão de rutura aumenta, a resistência ao estado ligado passa a ser dominada pela resistência da região n⁻. Como não há portadores minoritários para promover a modulação de condutividade, a resistência ao estado ligado aumenta de forma significativa com o incremento da tensão de rutura para valores da ordem de várias centenas de volt, ou mais. A estrutura interna do MOSFET está ilustrada na Figura 15

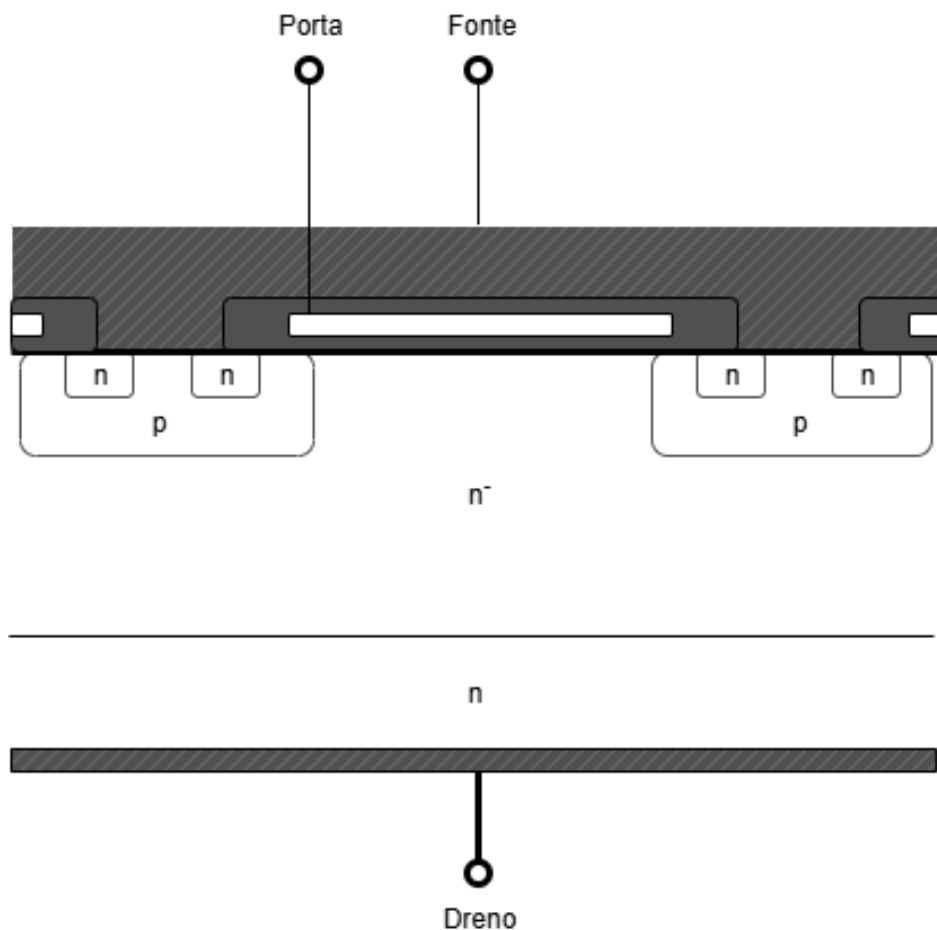


Figura 15 - Estrutura interna do MOSFET.

A junção p-n, também conhecida como diodo de corpo (*body diode*), está ilustrada na Figura 16, pode ficar polarizada diretamente quando a tensão $V_{DS}(t)$ se torna negativa. No entanto, muitos *MOSFETs* não estão otimizados devido à velocidade de comutação dos seus diodos de corpo. Correntes de pico elevadas, que surgem durante a transição de recuperação reversa do diodo de corpo, podem causar falhas no dispositivo. Além disso, a estrutura do *MOSFET* inclui um transistor *BJT* parasítico, formado pela região n da fonte (emissor), a região p (base) e a região n (coletor). Normalmente, este *BJT* parasítico está desligado, uma vez que as regiões n e p estão curto-circuitadas pelo contacto da fonte. Contudo, se uma corrente suficientemente grande atravessar a resistência, do material, da região p (resistência *bulk* da região p), pode ocorrer a polarização direta da junção base-emissor p-n [7]. Este fenómeno pode ser observado durante a transição de recuperação reversa do diodo de corpo e pode levar ao fenómeno de *latchup*³ e conseqüente falha do *MOSFET*.

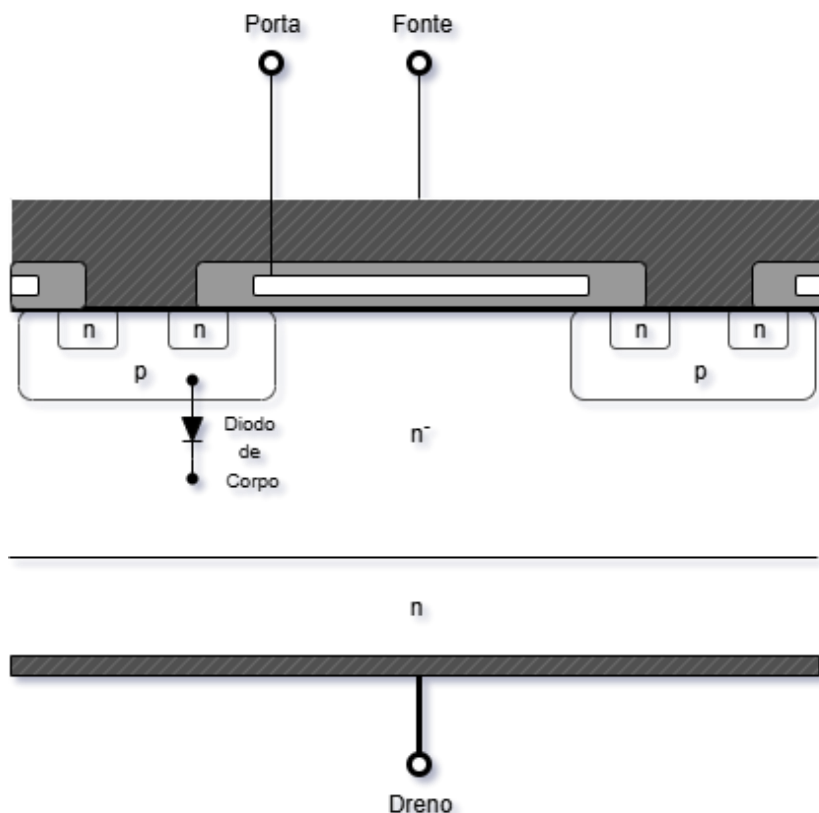


Figura 16 - Construção interna do MOSFET, com o diodo de corpo (*body diode*).

³ O fenômeno de *latchup* é um problema que pode ocorrer em dispositivos semicondutores, especialmente em circuitos integrados e dispositivos como MOSFETs, onde um caminho indesejado de condução elétrica é estabelecido.

No estado ligado, a diferença de potencial entre o dreno e a fonte (V_{DS}) é aproximadamente proporcional à corrente do dreno (I_D). Modelos mais precisos do *MOSFET* consideram as capacitâncias parasíticas associadas ao transistor de efeito de campo de junção (*JFET*) intrínseco na geometria *DMOS*. O tempo de comutação do *MOSFET* é determinado essencialmente pelo tempo que o *gate-driver* necessita para carregar essas capacitâncias [7]. A capacitância C_{DS} entre o dreno e a fonte, ilustrada na Figura 17, contribui diretamente para a perda por comutação em conversores *PWM*, já que a energia armazenada nesta capacitância é dissipada durante a transição de ligação do transistor.

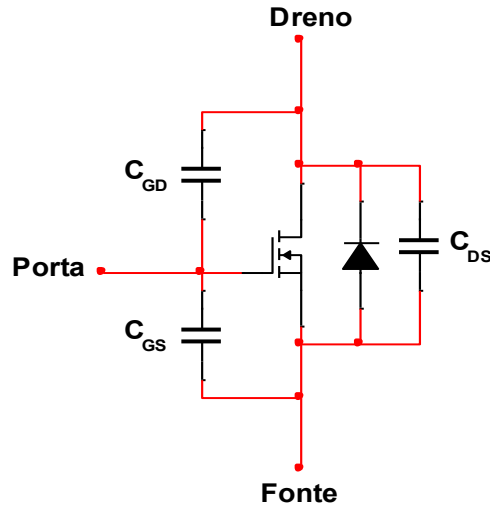


Figura 17 - Representação das capacitâncias internas existentes num *MOSFET*.

Adicionalmente, enquanto a capacitância entre a porta e a fonte (C_{GS}) é essencialmente linear, as capacitâncias entre o dreno e a fonte (C_{DS}) e entre a porta e o dreno (C_{GD}) são fortemente não lineares, variando inversamente com a raiz quadrada da tensão aplicada ao condensador. As características não lineares das capacitâncias desempenham um papel importante na comutação do *MOSFET*, particularmente em aplicações de alta frequência, como conversores de potência [7].

$$C_{ds}(v_{ds}) = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{v_{ds}}{V_0}}} \quad (2.20)$$

onde C_0 e V_0 são constantes dependentes da construção do dispositivo.

Para $v_{ds} \gg V_0$, é possível aproximar como:

$$C_{ds}(v_{ds}) \approx C_0 \sqrt{\frac{V_0}{v_{ds}}} = \frac{c'_0}{\sqrt{v_{ds}}} \quad (2.21)$$

2.2.3 IGBT (Transistor Bipolar de Porta Isolada)

O IGBT pode ser representado, de forma equivalente, como um *MOSFET* de canal n ligado em série com um transistor bipolar PNP, conforme ilustrado na Figura 18.

A principal vantagem deste dispositivo reside na sua baixa tensão de saturação $V_{CE(sat)}$, obtida graças à injeção de portadores minoritários na região n- do coletor, o que provoca uma redução significativa da resistência em condução. No entanto, este benefício apresenta como contrapartida um maior tempo de interrupção de condução.

Durante a fase de corte (*turn-OFF*), o *MOSFET* é rapidamente bloqueado com a remoção da carga da porta, reduzindo-se a tensão porta-emissor (V_{GE}) e levando a corrente de canal (i_1) a anular-se quase de forma instantânea. Contudo, a corrente do transistor PNP (i_2) mantém-se devido à carga minoritária armazenada na região n-, a qual não é extraída de forma ativa. Essa carga apenas se dissipa por recombinação, originando o fenómeno conhecido como cauda de corrente (*current tail*) [7].

Para atenuar este efeito, procura-se reduzir o ganho de corrente do transistor PNP, de modo que a contribuição de i_1 se torne dominante face a i_2 . Ainda assim, com essas otimizações, tempo de interrupção de condução dos IGBTs permanece consideravelmente superior ao dos *MOSFETs*, situando-se tipicamente no intervalo de 0,5 μ s a 5 μ s [7].

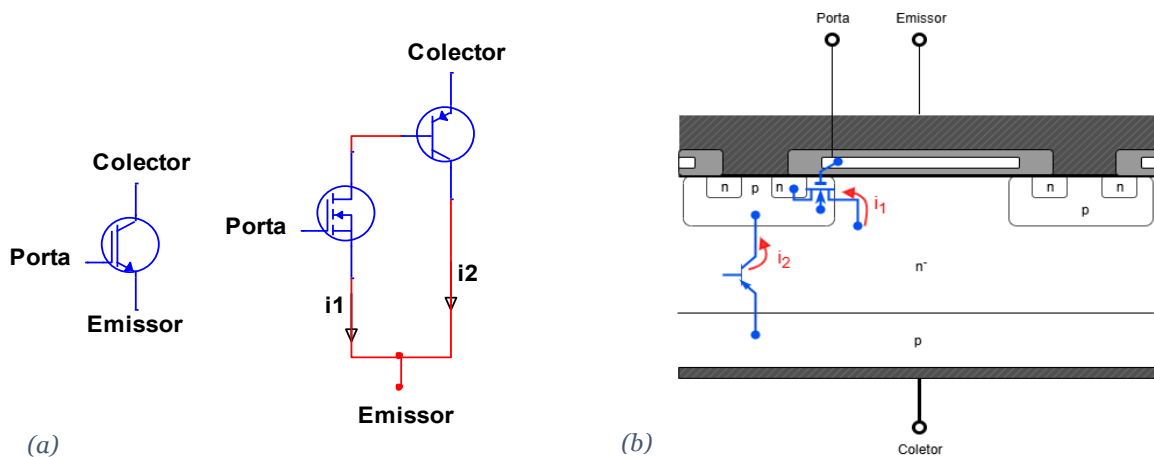


Figura 18 - (a) Representação esquemática do IGBT; (b) Estrutura interna do IGBT.

2.2.4 Perdas por comutação de semicondutores de potência

As perdas por comutação em dispositivos semicondutores de potência resultam, essencialmente, da dissipação de energia associada aos elementos parasitas internos e externos ao dispositivo, durante as transições entre os estados de condução e de bloqueio.

Analise-se as formas de onda de comutação do conversor *buck* da Figura 19. Considere-se o diodo como ideal, sendo apenas avaliadas as perdas associadas aos tempos de

comutação do transistor. Para esta análise desconsideram-se as perdas resultantes das capacitâncias de saída dos semicondutores, da recuperação inversa do diodo, bem como de outros fenômenos parasíticos.

Enquanto o diodo está inversamente polarizado não existirá corrente elétrica a circular por este e o mesmo não pode entrar em condução enquanto a tensão aos seus terminais se mantiver negativa.

O intervalo de tempo $t_1 - t_0$ corresponde ao tempo necessário o *gate-driver* carregar a capacitância porta-dreno do *MOSFET*. Neste intervalo a corrente no transistor mantém-se constante e igual à corrente na bobina.

No instante de tempo $t = t_1$, o diodo torna-se polarizado diretamente, entrando em condução. A partir desse momento, a corrente na bobina i_L começa a sua transferência do transistor para o diodo.

O intervalo de tempo $t_2 - t_1$ corresponde ao período necessário para o *gate-driver* descarregar a capacitância de porta-fonte do *MOSFET* até ao valor de tensão de limiar, conduzindo ao seu bloqueio.

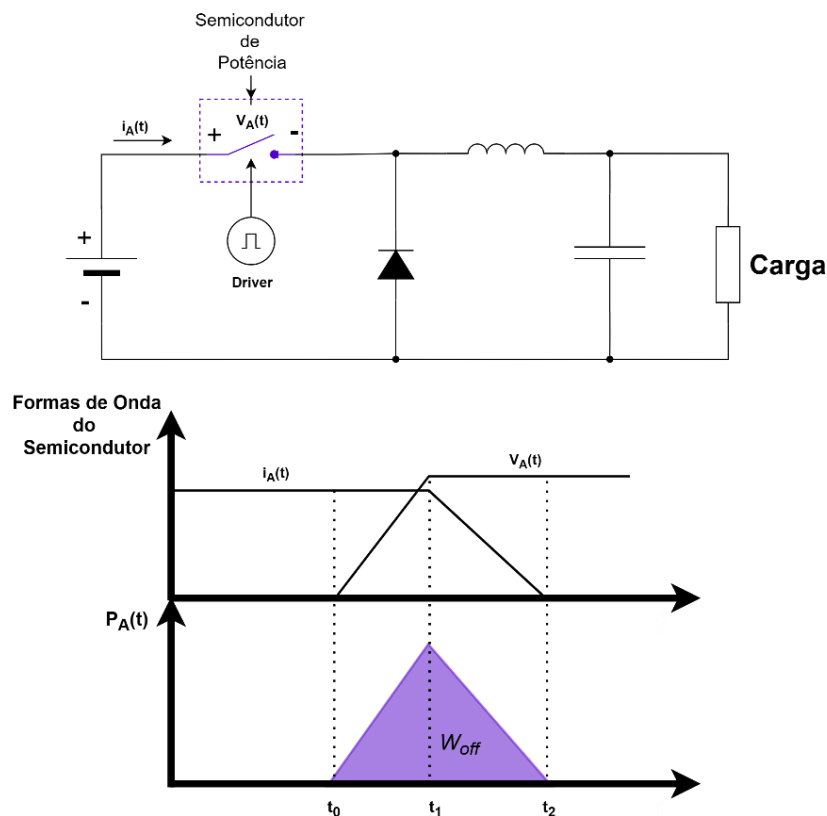


Figura 19 – Esquema elétrico de um conversor buck e formas de onda relevantes para a determinação das perdas durante a comutação.

A energia W_{OFF} , perdida durante o processo de bloqueio do transistor, corresponde à área de cor roxa na Figura 19. A equação que traduz as perdas de comutação na transição de condução para bloqueio o tem a seguinte forma:

$$W_{OFF} = \frac{1}{2} v_A i_A (t_2 - t_0) \quad (2.22)$$

De forma análoga, a energia perdida durante o processo de ligar o transistor W_{ON} por ser expressa por:

$$W_{ON} = \frac{1}{2} v_A i_A t_{ON} \quad (2.23)$$

Capítulo 3

Indução eletromagnética

A indução é um fenômeno físico crucial para o entendimento do comportamento de campos magnéticos e correntes elétricas. Ela está diretamente relacionada com as leis do eletromagnetismo, particularmente as descobertas de *Michael Faraday*, que descreveu a indução eletromagnética, e *Heinrich Lenz*, que detalhou o comportamento da corrente induzida. No entanto, para um entendimento completo desse fenômeno, é essencial considerar também as contribuições de outros cientistas como *Gauss*, *Ampère* e *Maxwell*, cujas investigações foram fundamentais para a formulação das equações que regem a interação entre os campos elétrico e magnético.

Em 29 de Agosto de 1831, *Michael Faraday* descreveu experiências onde demonstrou que um campo magnético variável induz corrente elétrica noutro circuito. *Faraday* enrolou dois fios condutores em lados opostos de um anel de ferro e verificou deflexões momentâneas no galvanômetro ao ligar o circuito primário, concluindo que uma “onda de eletricidade” se propagava através do anel, induzindo corrente elétrica no segundo enrolamento [8].

Em 1834, *Heinrich F. E. Lenz* publicou o artigo “*Ueber die Bestimmung der Richtung der durch elektrodynamische Vertheilung erregten galvanischen Ströme*”, no qual formulou a conhecida “Lei de Lenz”: a corrente induzida opõe-se sempre à variação do fluxo magnético que a originou [8]. *Heinrich Lenz*, afirma que a direção da corrente induzida é tal que o campo magnético criado por essa corrente se opõe à mudança no campo magnético original.

Matematicamente, a Lei de *Faraday* é expressa como:

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (3.1)$$

$$\varepsilon = -N\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (3.2)$$

onde:

- ε é a força eletromotriz (*fem*) induzida no circuito,
- Φ_B é o fluxo magnético através da área envolvida pelo circuito,
- $\frac{d\Phi_B}{dt}$ representa a taxa de variação do fluxo magnético.
- N é o número de espiras do fio condutor,

O sinal negativo representa a oposição da corrente induzida à mudança no fluxo magnético, conforme descrito pela Lei de *Lenz*.

A Lei de *Lenz* assegura que a energia não é criada de forma espontânea, ou seja, a corrente induzida gerará sempre um campo magnético que resiste à variação do campo original, em conformidade com o princípio de conservação de energia.

Embora a indução seja descrita diretamente pela Lei de *Faraday* e pela Lei de *Lenz*, as leis de *Gauss* e *Ampère*, bem como a unificação dessas ideias nas equações de *Maxwell*, são fundamentais para a compreensão da indução no contexto do eletromagnetismo. A Lei de *Gauss*, uma das equações de *Maxwell*, descreve como os campos magnéticos se comportam em torno de cargas magnéticas. A Lei de *Gauss* para o magnetismo afirma que o fluxo magnético através de uma superfície fechada é sempre zero, o que implica que não existem monopólos magnéticos [9] e [10], [11]. Isso é fundamental para entender que os campos magnéticos formam sempre laços fechados, e a variação do campo magnético, quando atravessa um condutor, é o que gera a *fem* induzida, conforme descrito por *Faraday*.

A Lei de *Gauss* para o magnetismo é expressa como:

$$\oint B \cdot dA = 0 \quad (3.3)$$

onde:

- B representa o campo magnético,
- dA representa o vetor diferencial da área.

Esta lei sugere que qualquer variação no campo magnético que atravessa uma superfície gera uma interação com os circuitos elétricos, induzindo correntes elétricas.

A Lei de *Ampère* descreve como uma corrente elétrica gera um campo magnético ao seu redor. Essa lei é de fundamental importância para a indução, pois sugere que a corrente elétrica induzida por uma variação no campo magnético também gerará o seu próprio campo magnético [12]. A Lei de *Ampère*, é expressa como:

$$\oint_C B \cdot dl = \mu_0 I_{enc} \quad (3.4)$$

onde:

- B representa o campo magnético,
- C representa o caminho fechado ao redor do qual o campo magnético é integrado,
- μ_0 representa a permeabilidade do vácuo,
- I_{enc} representa a corrente elétrica.

A Lei de *Ampère* ajuda a entender a criação de campos magnéticos em torno de fios condutores e a interação com os campos que geram indução.

As equações de *Maxwell*, formuladas por *James Clerk Maxwell* em 1864, representam a unificação das leis de *Gauss*, *Ampère* e *Faraday*, fornecendo uma descrição abrangente da interação entre os campos elétrico e magnético. A equação de *Maxwell* para a indução, que combina as ideias de *Faraday* e *Ampère*, descreve como a variação do campo magnético no tempo gera um campo elétrico, sendo fundamental para a indução eletromagnética [13]. A equação de *Maxwell* para a indução é:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (3.5)$$

onde:

- E representa o campo elétrico,
- B representa o campo magnético.

Essa equação expressa a relação entre os campos elétrico e magnético, descrevendo a indução de um campo elétrico a partir de uma variação no campo magnético.

Em circuitos elétricos, a indução manifesta-se principalmente em bobinas. Uma bobina é um componente que armazena energia sob a forma de um campo magnético quando uma corrente elétrica passa por esta. A variação da corrente elétrica na bobina gera uma *fem* induzida, descrita pela equação:

$$V_L = L \frac{dI}{dt} \quad (3.6)$$

onde:

- V_L representa a tensão induzida;
- L representa a indutância;
- $\frac{dI}{dt}$ representa a taxa de variação da corrente elétrica.

Além disso, a indução é crucial na geração de energia. A interação entre os campos elétrico e magnético é a base de dispositivos como transformadores, que permitem a transferência de energia elétrica sem a necessidade de contato físico entre os circuitos primário e secundário.

3.1 Transferência de energia sem fios

A Transferência de Energia Sem Fios tornou-se uma tecnologia revolucionária no setor dos VE, apresentando-se como uma alternativa promissora aos métodos tradicionais de carregamento com fios. Com o aumento da eletrificação do transporte rodoviário, as tecnologias de *WPT* têm ganho destaque devido ao seu potencial de carregar VEs sem contacto mecânico, melhorando assim a conveniência e a segurança [14]. Este capítulo

explora os princípios, aplicações, vantagens e limitações dos sistemas de transferência de energia sem fios, tanto estáticos como dinâmicos, oferecendo uma visão completa sobre a sua importância na evolução da infraestrutura de carregamento de veículos elétricos.

3.1.1 Princípios da transferência de energia sem fios

3.1.1.1 Transferência de energia sem fios estática

A Transferência de Energia Sem Fios Estática (*Static Wireless Power Transfer, S-WPT*) é utilizada para carregar veículos elétricos enquanto estes permanecem estacionados, tipicamente em locais como parques de estacionamento ou garagens. Este método baseia-se no princípio da indução eletromagnética, onde a energia é transmitida de uma bobina emissora embutida no solo para uma bobina recetora tipicamente instaladas sob a estrutura do veículo. Este processo envolve a conversão da corrente elétrica alternada da rede elétrica em CA de alta frequência através de conversores CA/CC e CC/CA para possibilitar uma transferência eficiente de energia [15].

3.1.1.2 Transferência de energia sem fios dinâmica

A Transferência de Energia Sem Fios Dinâmica (*Dynamic Wireless Power Transfer, D-WPT*) permite o carregamento contínuo dos VEs durante o seu deslocamento. Este método baseia-se também nos princípios de indução eletromagnética e de ressonância magnética, com necessidade de um alinhamento eficiente entre as bobinas transmissoras instaladas nas estradas e as bobinas recetoras localizadas, tipicamente, sob a estrutura do veículo.

Para além disso, o *D-WPT* permite a redução do tamanho das baterias, o que se traduz numa diminuição do custo do VE e na redução do seu peso [15] e [16]. A produção das baterias de menores dimensões leva a um impacto positivo devido quantidade de matéria-prima extraída e utilizada na sua construção, contribuindo para a redução da pegada ecológica. Como estas são de menores dimensões, no seu fim de vida, os seus resíduos tóxicos serão em menor quantidade e de maior facilidade de reciclagem, auxiliando assim a diminuição da poluição.

3.1.1.3 Aplicações e topologias

As aplicações dos sistemas de *WPT* estáticos e dinâmicos vão além do simples carregamento de *VEs*. Ambos os sistemas utilizam várias topologias para otimizar o desempenho. Os sistemas estáticos frequentemente empregam métodos indutivos e capacitivos, enquanto os sistemas dinâmicos se concentram no acoplamento indutivo devido à necessidade de transferência consistente de energia em diferentes terrenos [16].

3.1.2 Transferência de energia sem fios com sistemas ressonantes

O conceito de Transferência de Energia Indutiva Ressonante (*Resonant Inductive Power Transfer - RIPT*) tem as suas raízes nos estudos pioneiros de *Nikola Tesla*, que, no início do século XX, introduziu os princípios fundamentais da transferência de energia sem fios. Este método baseia-se na utilização de um circuito de compensação em conjunto com uma bobina de forma a criar um circuito ressonante. O sistema é dimensionado de forma que a frequência de ressonância do transmissor e do recetor sejam o mais próximas possível, de forma a maximizar o rendimento da transferência de energia a distâncias relativamente moderadas. A frequência de ressonância f_r pode ser calcula utilizando a seguinte expressão:

$$f_{r(1,2)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{1,2}C_{1,2}}} \quad (3.7)$$

- $f_{r(1)}$ representa a frequência de ressonância do lado transmissor;
- L_1 representa a bobina do lado transmissor;
- C_1 representa o condensador do lado transmissor;
- $f_{r(2)}$ representa a frequência de ressonância do lado recetor;
- L_2 representa a bobina do lado recetor;
- C_2 representa o condensador do lado recetor.

É necessário ainda ter em atenção que (3.7) não se aplica para todas as topologias de redes de compensação conhecidas [17].

A frequência de operação do método de *RIPT* varia entre dezenas de quilohertz e centenas de quilohertz. O fluxo magnético gerado nesta faixa de frequências, na ausência de um núcleo magnético, exerce um impacto significativo sobre a indutância mútua, o que resulta na redução do coeficiente de acoplamento (k). No contexto do *RIPT*, o valor do coeficiente de acoplamento varia entre zero e um, sendo que zero é o caso de total desacoplamento e um o caso de acoplamento perfeito, mas a níveis práticos é possível atingir valores que tipicamente variam ente 0,2 e 0,3, devido à exigência de uma altura mínima livre para os VEs, que é de 150 a 300 mm [15] e [18]. A equação (3.8) calcula o coeficiente de acoplamento k entre duas bobinas. Nesta equação, L_1 e L_2 representam a indutância própria da bobina transmissora e da recetora, respetivamente, enquanto L_m denota a indutância mútua entre as duas bobinas.

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.8)$$

Quanto mais elevado for o valor de L_m , maior o valor de k , isto é, mais favorável é o posicionamento entre as duas bobinas, traduzindo-se num aumento do rendimento do processo de transferência de energia entre as duas bobinas. Para além do fator de

acoplamento, as frequências a que os sistemas *RIPT* operam, é necessário ter em conta o efeito pelicular e de proximidade, cujo impacto negativo no rendimento da transferência de energia aumenta com o aumento da frequência. Para mitigar esses efeitos, normalmente é utilizado o fio *Litz*, composto por fios condutores finos, de diâmetro reduzido, torcidos e individualmente isolados. Este tipo de fio contribui para a redução das perdas de energia pelos efeitos mencionados, consequência de um melhor o fator de qualidade Q das bobinas. O fator de qualidade pode ser calculado através da equação (3.9).

$$Q = \frac{L_{1,2}}{R_{1,2}} = \frac{2\pi f \cdot L_{1,2}}{R_{1,2}} \quad (3.9)$$

3.1.2.1 Redes de Compensação

O bloco de ressonância funciona através da adição de elementos reativos, como condensadores ou bobinas, ao circuito primário e secundário do sistema *WPT*. Estes elementos são configurados de forma a criar uma ressonância entre os circuitos emissor e recetor, permitindo assim uma transferência de energia mais eficiente. Na Figura 20 apresentam-se 4 topologias básicas: *SS* (série-série), *SP* (série-paralelo), *PP* (paralelo-paralelo) e *PS* (paralelo-série).

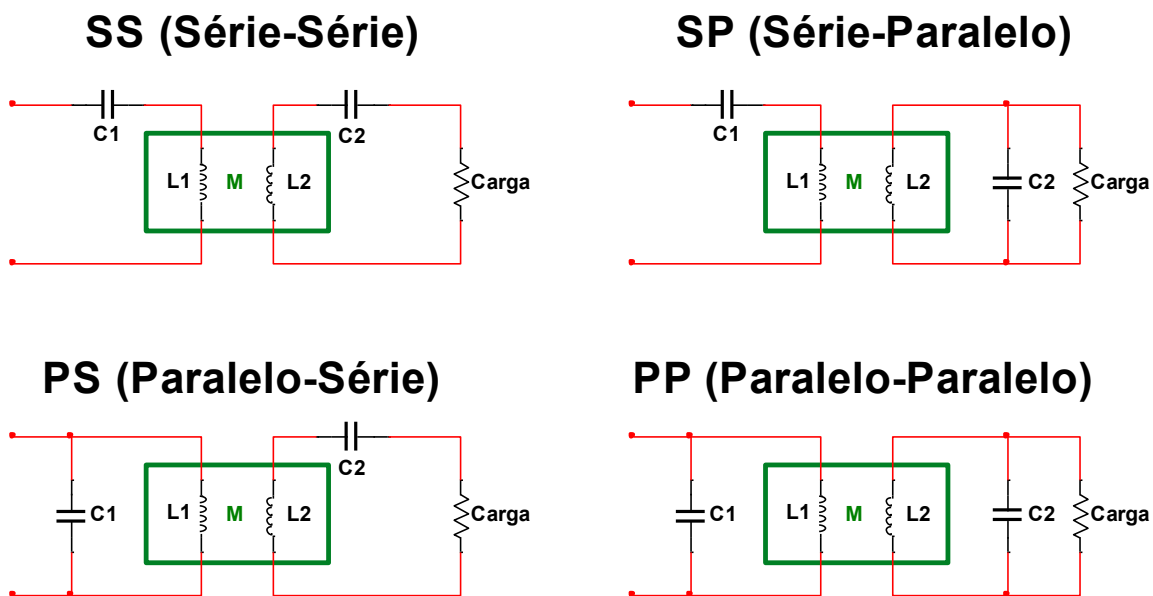


Figura 20 – Esquemas elétricos para 4 das mais comuns topologias de redes de compensação.

A escolha da topologia do circuito de compensação presente em depende do desafio proposto. No carregamento de VEs, a topologia *SS* é recomendada, pois o valor dos condensadores do lado transmissor e do lado recetor não varia com a carga nem com a indutância mútua. Desta forma, a frequência de ressonância, em ambos os lados, é determinada apenas pelas indutâncias próprias das bobinas transmissora e recetora. Esta topologia permite ainda manter um fator de potência unitário, em ressonância, sendo que

a impedância refletida pela bobina recetora não acrescenta componentes imaginários à bobina transmissora [16], [19], [20], [21], [22] e [23].

Com o desalinhamento da bobina transmissora e recetora existem problemas no desempenho do sistema. Por essa razão, foram desenvolvidas outras topologias [21], [24], [25], [26], [27] e [28]. Como exemplo destas novas topologias temos a *SPS* (Série-Paralelo-Paralelo) e *PPS* (Paralelo-Paralelo-Série) [29] e [30], que estão ilustradas na Figura 21.

SPS (Série-Paralelo-Série)

PPS (Paralelo-Paralelo-Série)



Figura 21 – Esquemas elétricos para topologias de redes de compensação mais complexas.

3.1.3 Limitações da transferência de energia sem fios

A retificação ativa aplicada a sistemas de *WPT* tem vindo a revelar-se uma abordagem crítica para a otimização do rendimento global do sistema. Considerando que, especialmente em sistemas *D-WPT* dinâmicos, o rendimento da transmissão de energia entre o transmissor e o recetor é tipicamente reduzida devido a perdas por acoplamento magnético e desalinhamento relativo entre bobinas, tornando imperativo maximizar o rendimento nos restantes pontos do sistema, nomeadamente na retificação e conversão de energia, de forma a tornar a solução economicamente mais viável.

Um aspeto relevante prende-se com a exposição a campos magnéticos gerados durante o processo de transmissão de energia. Em sistemas *WPT*, estes campos podem ser intensos nas proximidades das bobinas, sendo que a sua avaliação, de risco, e a implementação de medidas de proteção são fundamentais para garantir as normas internacionais de segurança eletromagnética, protegendo tanto utilizadores como técnicos de manutenção.

Capítulo 4

Simulação Computacional e Validação Experimental

Neste capítulo apresenta-se, de forma sistemática e fundamentada, o procedimento experimental seguido ao longo desta dissertação. Serão descritos os materiais e componentes selecionados, bem como os critérios técnicos que orientaram essa seleção. Os resultados obtidos ao longo das simulações e ensaios realizados serão igualmente apresentados e analisados com rigor.

Importa referir que um dos objetivos secundários desta dissertação consiste na comparação entre retificadores passivos e ativos aplicados a sistemas de carregamento indutivo de VE. Esta abordagem experimental dá continuidade à contextualização teórica já introduzida no Capítulo 3.

Conforme referido em [31], o *IPT* é geralmente preferido em cenários com maiores distâncias, dado permitir um melhor rendimento e maior capacidade de transferência de potência.

Tal como já foi anteriormente abordado, o carregamento indutivo apresenta diversas vantagens quando comparado com os sistemas convencionais de carregamento através de cabo. No entanto, a sua aplicação prática envolve um conjunto de desafios técnicos relevantes, tais como: a dimensão das bobinas, a sua impedância, o tipo de carga associada ao recetor, a tecnologia de retificação utilizada, a frequência de operação, bem como a natureza do carregamento (estático ou dinâmico).

A frequência de operação é um parâmetro determinante, dado que afeta diretamente o grau de acoplamento magnético entre as bobinas. Este acoplamento depende, por sua vez, da geometria e da impedância do sistema, o que influencia também o comportamento dos circuitos ressonantes empregados para maximizar a transferência de energia. A seleção adequada da frequência é, assim, essencial para contornar diversos constrangimentos físicos e assegurar o rendimento desejado. Esta seleção serve, além disso, como base para o dimensionamento do sistema, a partir das equações matemáticas apresentadas nos capítulos anteriores.

De acordo com [32] e [33], a frequência recomendada para sistemas *WPT* é de 70 kHz - 90 kHz, sendo que foi escolhida uma frequência de 85 kHz. A partir deste valor e utilizando a equação (3.7), procede-se ao cálculo dos parâmetros combinados da bobina e do condensador do circuito ressonante. Posteriormente, é feita a escolha da topologia de

ressonância mais adequada ao sistema. Como foi discutido em 3.1.2.1, a configuração Série-Série revela-se, na maioria dos casos, a mais vantajosa para aplicações deste tipo, tanto pela simplicidade de implementação como pelo rendimento energético obtido.

Para atingir um sistema capaz de transferir quantidades elevadas de energia num curto intervalo de tempo e a uma distância funcional para aplicações reais, é possível aumentar o número de bobinas transmissoras através da implementação de um *array* sequencial de bobinas emissoras [34], [35]. Alimentar cada bobina com o seu próprio conversor de potência tornaria o sistema altamente complexo, com custos elevados e com maior probabilidade de falhas operacionais. Como solução, foi desenvolvido o conceito de *array* ressonante, representado na Figura 22. Neste tipo de configuração, apenas uma das bobinas do *array* é diretamente alimentada por um conversor de potência, enquanto as restantes são excitadas por acoplamento magnético com as bobinas vizinhas [36], [37]. Esta abordagem reduz drasticamente o número de conversores e componentes ativos, o que simplifica o sistema, reduz os custos e aumenta a fiabilidade. A estrutura modular deste tipo de transmissor permite uma fácil (escalabilidade) e melhor adaptação às exigências da aplicação, o que a torna ideal para utilizações práticas. Ao reduzir a complexidade de hardware e ao mesmo tempo estender o alcance espacial de transferência de energia, este método permite maximizar o tempo durante o qual a transferência de energia eficiente entre o veículo e a infraestrutura é mantida.

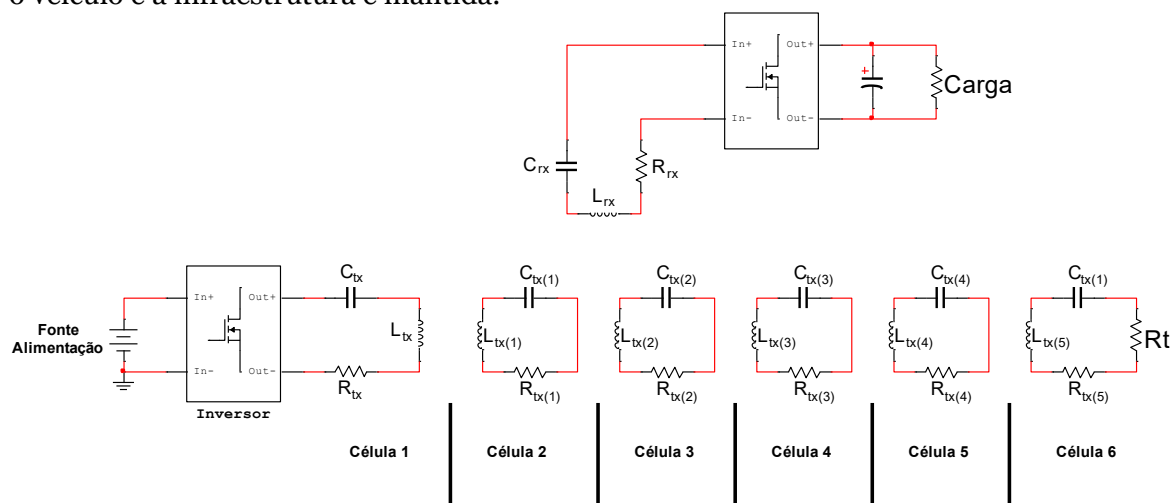


Figura 22 – Representação esquemática do sistema simulado, e posteriormente construído e testado em ambiente laboratorial.

Apesar das vantagens referidas, a utilização de *arrays* ressonantes também traz alguns desafios, sobretudo no que se refere ao rendimento da energia transferida. Estes desafios surgem precisamente da forma como os *arrays* ressonantes funcionam: o rendimento da transferência de energia depende muito da posição relativa entre o *array* transmissor e o recetor. Para contornar estes problemas e garantir que a transferência de energia é feita de forma controlada e com o maior rendimento possível, é necessário ligar uma impedância de

terminação à última célula do *array*. Uma célula é o conjunto composto por uma bobina e um ou mais condensadores. Esta impedância, designada por R_t e assinalada na Figura 22, tem o papel de ajustar o funcionamento do sistema, evitando fenómenos como reflexões ou perdas que possam comprometer o desempenho do sistema [38].

No desenvolvimento do sistema ressonante utilizando a topologia SS, foram utilizadas bobinas de transmissão e receção já construídas. Para garantir que o sistema opera à frequência de ressonância desejada, foi necessário medir a indutância de ambas as bobinas. Foi obtido um valor de indutância igual para as duas bobinas: $L_1 = L_2 = 8,73\mu\text{H}$. Tendo em conta a equação da frequência de ressonância de um circuito LC série (3.7), foi possível determinar o valor teórico dos condensadores necessários para que o circuito opere à frequência de 85 kHz. Substituindo os valores conhecidos na expressão acima, obteve-se para ambos os condensadores de compensação o valor de $0,404\mu\text{F}$. Com o objetivo de evitar que um único condensador suporte a totalidade da corrente, optou-se por dividir cada valor de capacitância equivalente por 4 condensadores em paralelo, aumentando a fiabilidade do sistema e diminuindo o risco de aquecimento excessivo. Para além disso, esta estratégia facilita a utilização de condensadores com especificações comerciais mais comuns, mantendo o valor total de capacitância desejado. O *array* transmissor é composto por 6 células, sendo a última célula, na extremidade do *array*, terminada com uma resistência R_t no valor de 1Ω , ligada em série. O recetor é constituído por uma única célula, perfazendo assim 7 bobinas, 28 condensadores e uma resistência.

Com base nos valores de indutância obtidos e recorrendo à equação (3.8), complementada por ensaios laboratoriais, foi possível determinar dois valores distintos para o fator de acoplamento magnético.

Na Figura 23 está ilustrada a distância vertical (*altura*) entre o *array* de bobinas transmissoras e a bobina recetora. Para uma distância vertical de 2cm, o valor de obtido foi $k = 0.25$ e para 4cm o valor obtido foi $k = 0.125$.

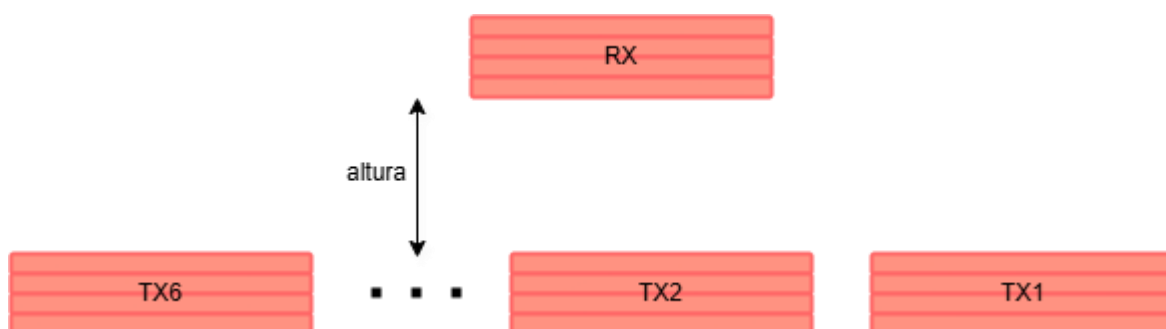


Figura 23 – Imagem representativa da altura entre o array transmissor e a célula recetora.

Após ultrapassada a questão da frequência de operação, bem como os desafios que daí decorreram, tornou-se possível avançar para a escolha da tecnologia de retificação a adotar na conversão do sinal induzido. Esta conversão é essencial para o carregamento das baterias do veículo, uma vez que, conforme já abordado em 2.1, tal carregamento exige corrente elétrica contínua. Neste contexto, optou-se pela utilização de retificadores de onda completa em configuração de ponte H. A questão central que sustenta esta dissertação prende-se com a justificação da escolha de um retificador ativo em detrimento de um passivo. Para fundamentar essa escolha, foram construídas e analisadas duas pontes H distintas: uma implementada com díodos e outra com *MOSFETs*.

Porquê, para retificação ativa, utilizar *MOSFET* e não outro semiconductor de comutação? - A seleção do tipo de semiconductor a utilizar reside nos requisitos de funcionamento do sistema, como tensão de bloqueio, corrente de carga, frequência de comutação, perdas durante e após a condução. Em geral, dispositivos de alta potência (tirístores, *GTO*, *IGCT*) suportam tensões e correntes extremamente elevadas (kV e kA) mas só comutam a frequências muito baixas ($\ll 1$ kHz) [39]. Em contrapartida, *MOSFETs* de silício suportam tensões mais reduzidas (da ordem de centenas de volt) e permitem que a sua comutação esteja presente em dezenas de kHz [39]. Os *IGBTs* situam-se entre esses extremos (tensões e frequências médias). Em termos de perdas, os *MOSFETs* apresentam reduzidos valores tanto em condução quanto em comutação, ao passo que os *IGBTs* têm perdas de transição elevadas e os tirístores/*GTO* têm perdas de condução reduzidas, mas comutação lenta [39]. A escolha final depende do equilíbrio destes fatores e da aplicação desejada. Resumindo: *MOSFETs* são preferidos em baixa tensão/alta frequência pelas reduzidas perdas e comutação rápida [39]. *IGBTs* enquadram-se em aplicações de média potência, equilibrando maior capacidade de tensão/corrente com moderada velocidade de comutação [39], [40]. *GTOs/IGCTs* e *SCRs* são indicados em potências muito elevadas (MW) e baixas frequências, aproveitando a sua robustez e capacidade de bloqueio [39], [41].

Como ilustrado na Figura 24, os diferentes semicondutores de comutação de potência (BJT, IGBT e MOSFET) apresentam distintas áreas de aplicação, relacionando a potência controlável com a frequência de operação.

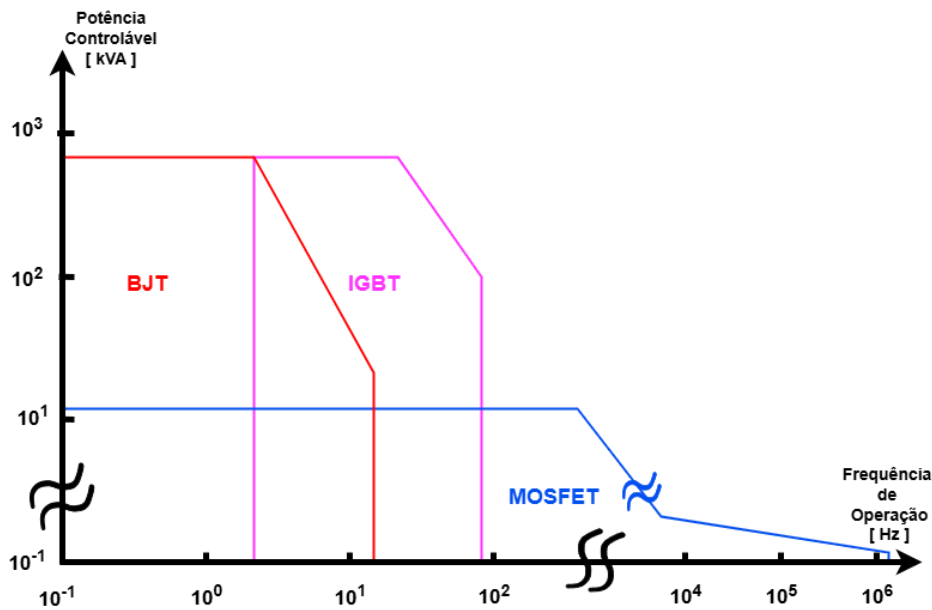


Figura 24 – Área útil de utilização dos semicondutores de comutação de potência (BJT, IGBT e MOSFET).

Na topologia passiva foram utilizados díodos do modelo MSC50DC70HJ, enquanto a versão ativa recorreu a transístores *MOSFET* do modelo IXFN210N30X3. As curvas características corrente-tensão (I-V) de ambos os dispositivos encontram-se representadas na Figura 25, permitindo uma análise comparativa do seu comportamento elétrico em condições reais de funcionamento.

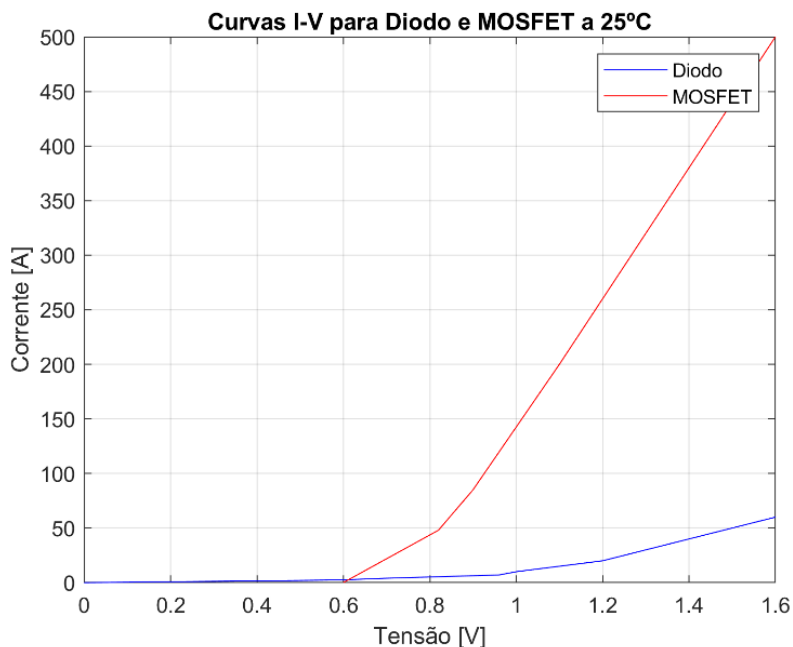


Figura 25 – Curva corrente-tensão medida entre o ânodo e o cátodo de um dos díodos (a azul) e entre a fonte (source) e o dreno (drain) de um dos MOSFET (a vermelho) utilizados nas simulações e ambiente laboratorial.

Depois de ultrapassada a questão da seleção do semiconductor de comutação, procederam-se aos ensaios de simulação em ambiente *Matlab Simulink*, seguidos da realização de testes experimentais em laboratório, recorrendo a componentes físicos.

4.1 Simulações em *Matlab Simulink*

Começamos por explicar a Figura 26, a composição do circuito virtual em utilizado para simular o sistema real e analisar os dados recolhidos, tudo em *Matlab* e *Matlab Simulink*.

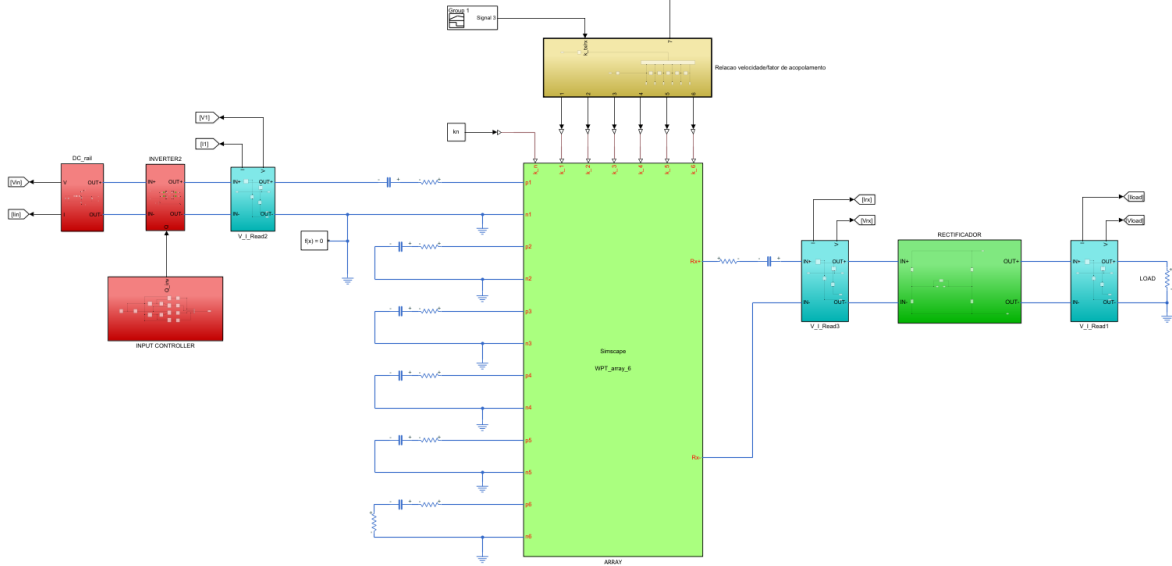


Figura 26 – Esquema em blocos do circuito desenvolvido e utilizado para simulações em *Matlab Simulink*.

O início da configuração experimental parte de uma fonte de alimentação em corrente contínua (DC), onde foi definida uma tensão de 15 V. Tendo em conta as limitações dos equipamentos existentes no laboratório, impôs-se um limite de corrente ajustado para 12 A. Esta fonte alimenta diretamente um conversor com configuração em ponte H construída com *MOSFETs*, que terá a função de inversor no sistema. Esse inversor é ligado a um bloco de simulação com o modelo matemático de um sistema dinâmico que representa o *array* de bobinas transmissoras e a bobina recetora em movimento. As equações implementadas simulam a resposta dinâmica de cada bobina, tendo em consideração as influências magnéticas das bobinas adjacentes do lado transmissor, bem como a influência da bobina recetora. Nas equações(4.1) e (4.2), o índice j refere-se ao número da bobina (variando entre 1 e 6), k representa o fator de acoplamento e R designa a bobina do recetor. A indutância da bobina j é dada por L_j , enquanto L_R representa a indutância da bobina recetora. Assim, a equação (4.1) fornece a expressão da tensão induzida na bobina j , e a equação(4.1) fornece a expressão correspondente à tensão na bobina do lado recetor.

$$V_j = L_j i_j + i_{j-1} k \sqrt{L_{j-1} L_j} + i_{j+1} k \sqrt{L_{j+1} L_j} + i_R k_j \sqrt{L_j L_R} \quad (4.1)$$

$$V_R = L_R i_R + i_j k_j \sqrt{L_j L_R} \quad (4.2)$$

O bloco de simulação matemática do comportamento das bobinas está ligado ao retificador de onda completa com *MOSFETs* ou díodos, assim como a um bloco adicional que permite

parametrizar do movimento do recetor. Este conjunto de blocos foi adaptado para possibilitar diversas comparações experimentais.

As modificações consideradas incidem sobre o tipo de retificação e o modo de controlo aplicado. O bloco de retificação pode alternar entre uma ponte retificadora composta por díodos e outra composta por *MOSFETs*. No caso da ponte com *MOSFETs*, a sua comutação é controlada com base em dois critérios distintos: quando o valor da corrente elétrica de entrada é superior a zero (controlo por corrente elétrica) e quando o valor da tensão de entrada é superior a zero (controlo por tensão). Além disso, o valor da impedância de terminação dita se o rendimento máximo na transferência de potência ocorre quando o número de células ativas do *array* transmissor é par ou ímpar, como já referido em [42]. Ao variar esse valor de impedância entre extremos, ou seja, entre circuito aberto (impedância elevada) e curto-circuito (impedância reduzida), e tendo em conta a posição do recetor, é possível otimizar a quantidade de energia transferida, tal como demonstrado em [43]. Com esta base teórica e experimental, foi implementado nesta dissertação o controlo descrito em [44].

4.1.1 Simulação, sem terminação adaptativa

O primeiro conjunto de simulações foi realizado com 24 valores distintos de carga, variando entre $0,5 \Omega$ e 24Ω , e para duas distâncias verticais entre o *array* transmissor e o recetor: 2 cm e 4 cm, representando assim um forte acoplamento e um fraco acoplamento entre transmissor e recetor. A fonte de alimentação ligada ao inversor foi configurada para fornecer 15 V, com um limite de corrente de 12 A, de acordo com as limitações do equipamento de laboratório.

A impedância de terminação, R_t , do *array* transmissor foi fixada em 1Ω . As simulações foram realizadas para dois tipos de retificadores: um retificador ativo, utilizando *MOSFETs*, e um retificador passivo, utilizando díodos. No caso do retificador ativo, foi ainda implementada uma análise comparativa entre dois métodos de controlo dos *MOSFETs*, com base na medição da corrente elétrica e da tensão medidos entre o recetor e o retificador. Os dados considerados relevantes, obtidos a partir destas simulações, estão apresentados na Figura 27, Figura 28, Figura 29, Figura 30, Figura 31 e Figura 32

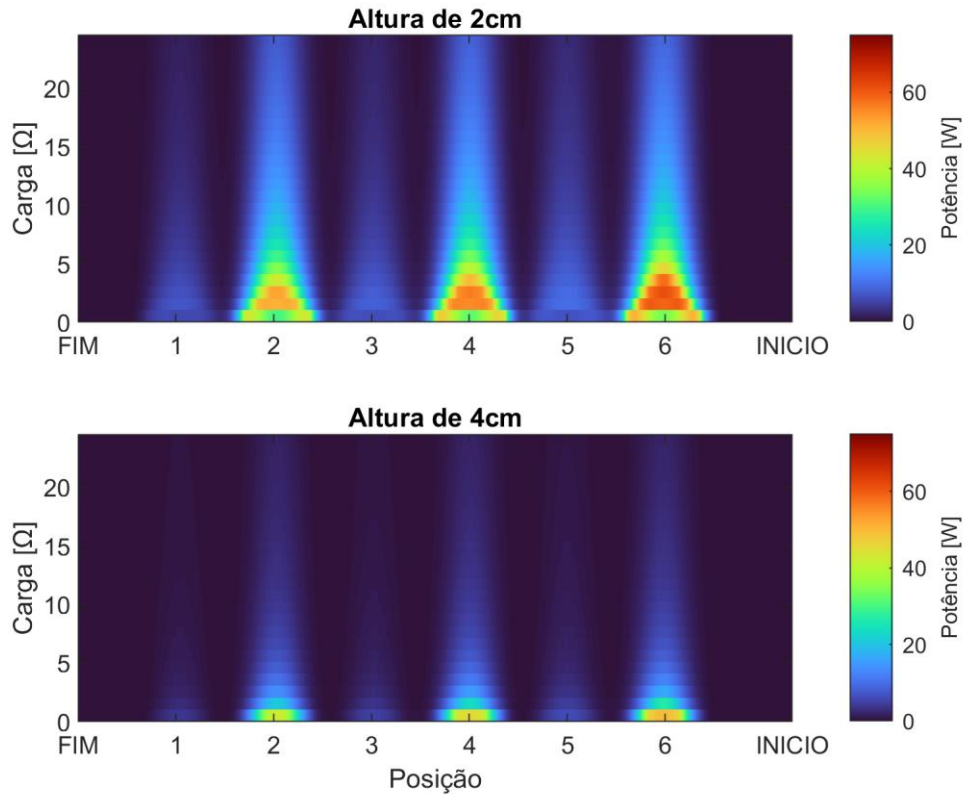


Figura 27 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a diodos. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.

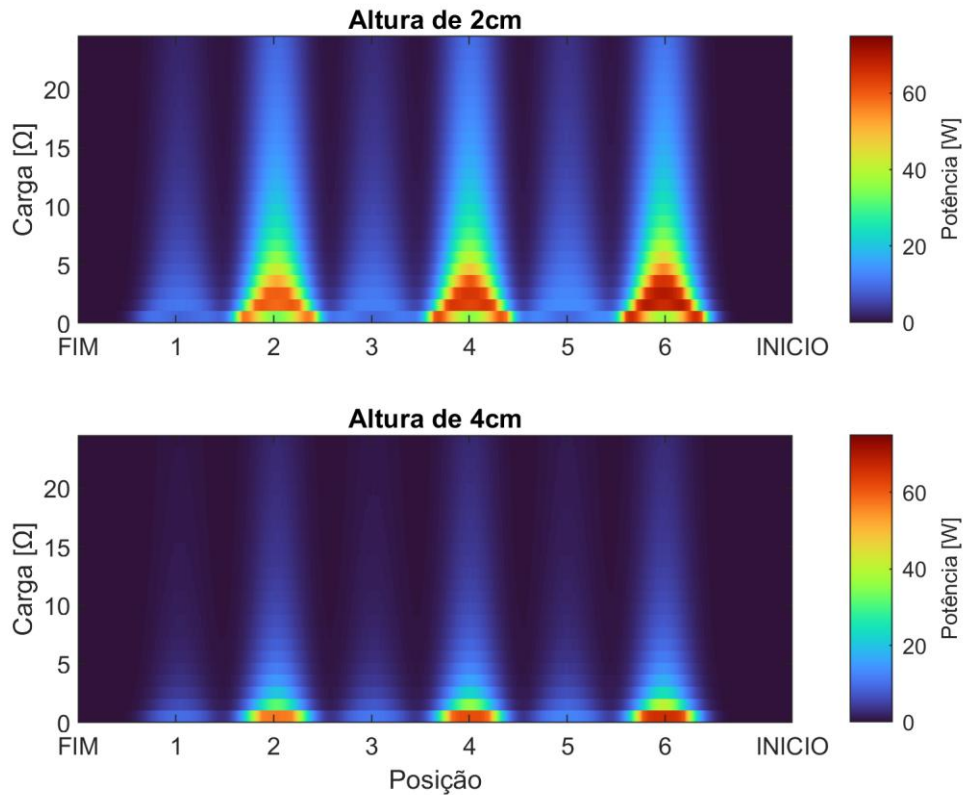


Figura 28 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora MOSFETs, com controlo por tensão. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.

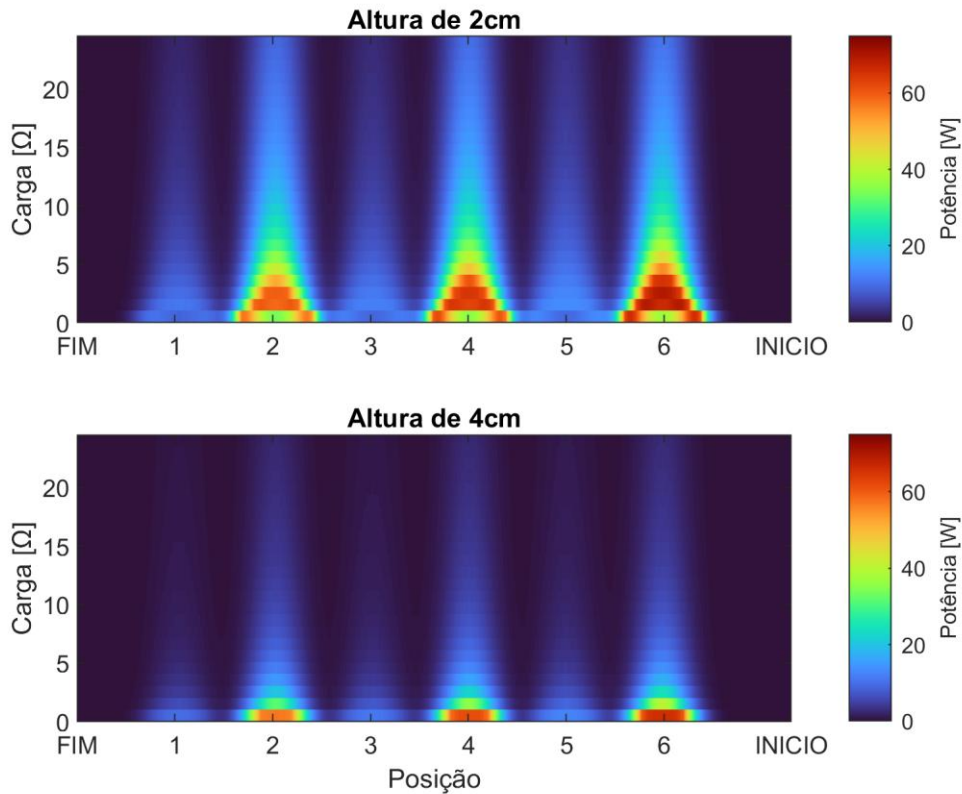


Figura 29 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora MOSFETs, com controlo por corrente. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.

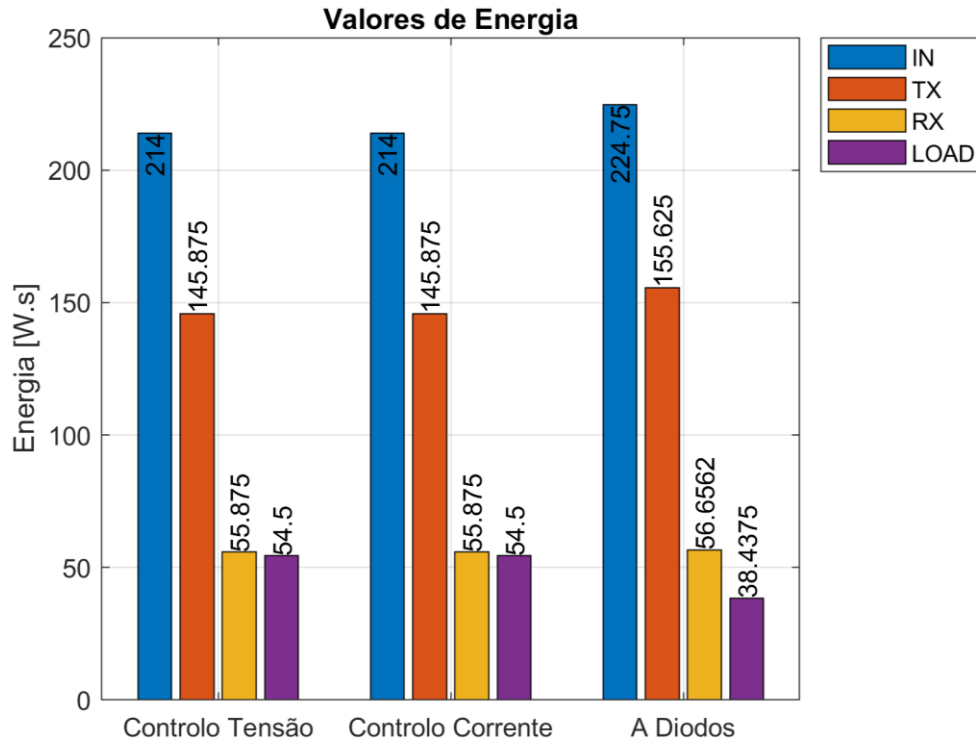


Figura 30 – Valores de energias totais medidas em diversos pontos de interesse do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a diodos e MOSFETs. para um valor de carga no valor 0.5Ω e a uma altura 2 cm. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).

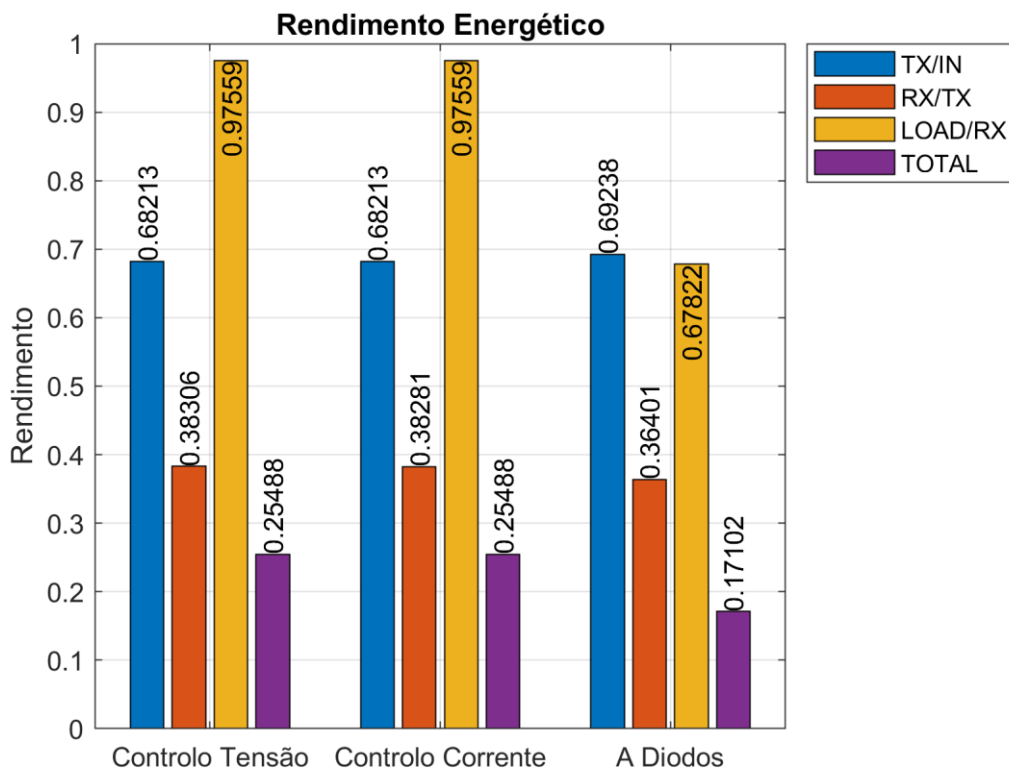


Figura 31 – Valores dos rendimentos energéticos medidos em diversos pontos de interesse do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a diodos e MOSFETs. para um valor de carga no valor 0.5Ω e a uma altura 2 cm . Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).

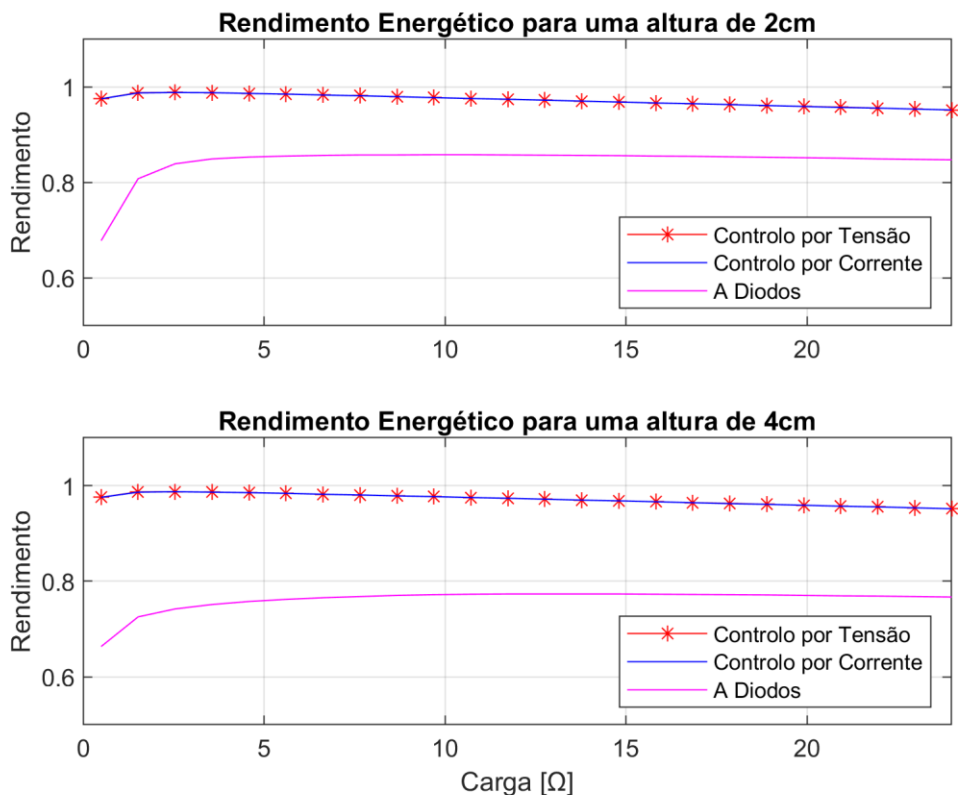


Figura 32 – Rendimentos energéticos do sistema IPT dinâmico, sem terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a diodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para diferentes valores de carga aplicados a 2 alturas diferentes. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).

4.1.2 Simulação, com terminação adaptativa

O primeiro conjunto de simulações foi realizado com 24 valores distintos de carga, variando entre $0,5 \Omega$ e 24Ω , e para duas distâncias verticais entre o *array* transmissor e o recetor: 2 cm e 4 cm. A fonte de alimentação ligada ao inversor foi configurada para fornecer 15 V, com um limitador de corrente de 12 A, de acordo com as limitações do equipamento de laboratório.

A impedância de terminação, R_t , do *array* transmissor como se refere no título do subcapítulo, terá um comportamento adaptativo, ou seja, o comportamento da última célula será definido pelo controlo adotado, seguindo [44]. As simulações foram conduzidas para dois tipos de retificadores: um retificador ativo, utilizando *MOSFETs*, e um retificador passivo, utilizando díodos. No caso do retificador ativo, foi ainda implementada uma análise comparativa entre dois métodos de controlo/disparo dos *MOSFETs*, com base na medição da corrente elétrica e da tensão presentes na entrada do retificador. Os dados considerados relevantes, obtidos a partir destas simulações, estão apresentados na Figura 33, Figura 34, Figura 35, Figura 36, Figura 37 e Figura 38.

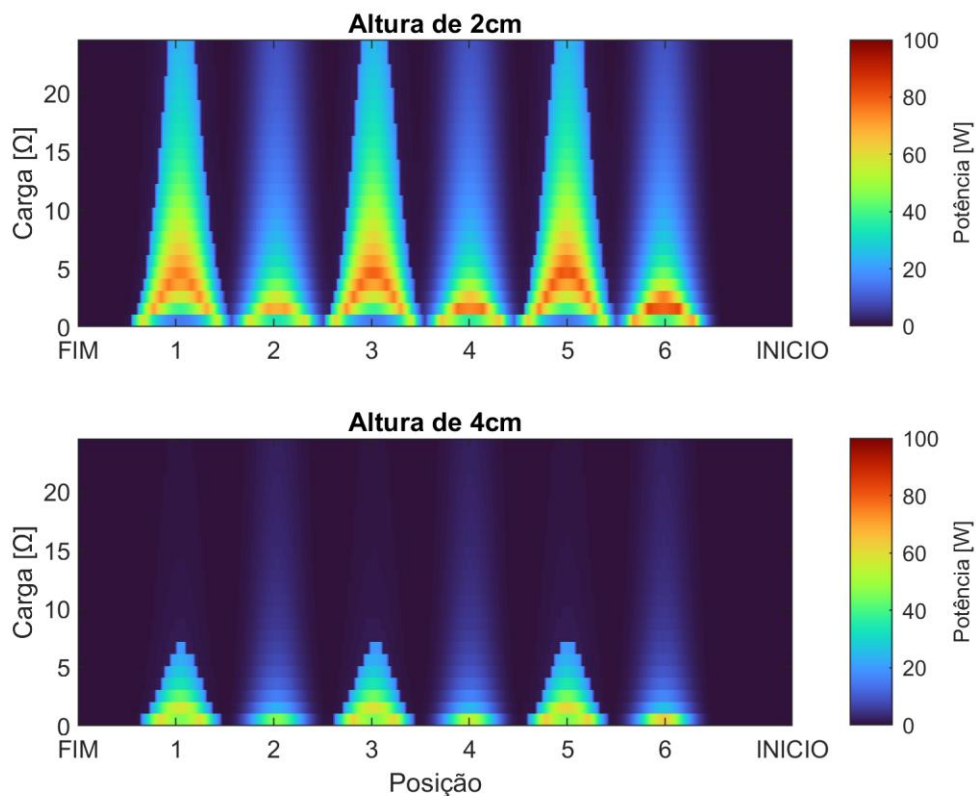


Figura 33 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a díodos. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.

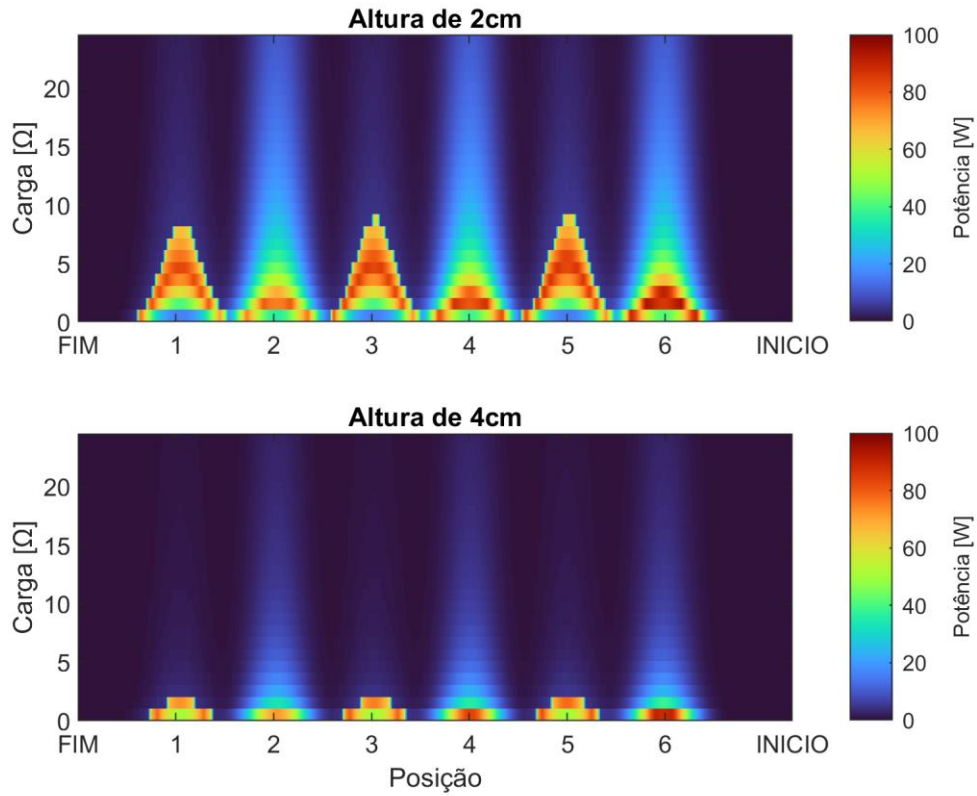


Figura 34 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora MOSFETs, com controlo por tensão. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.

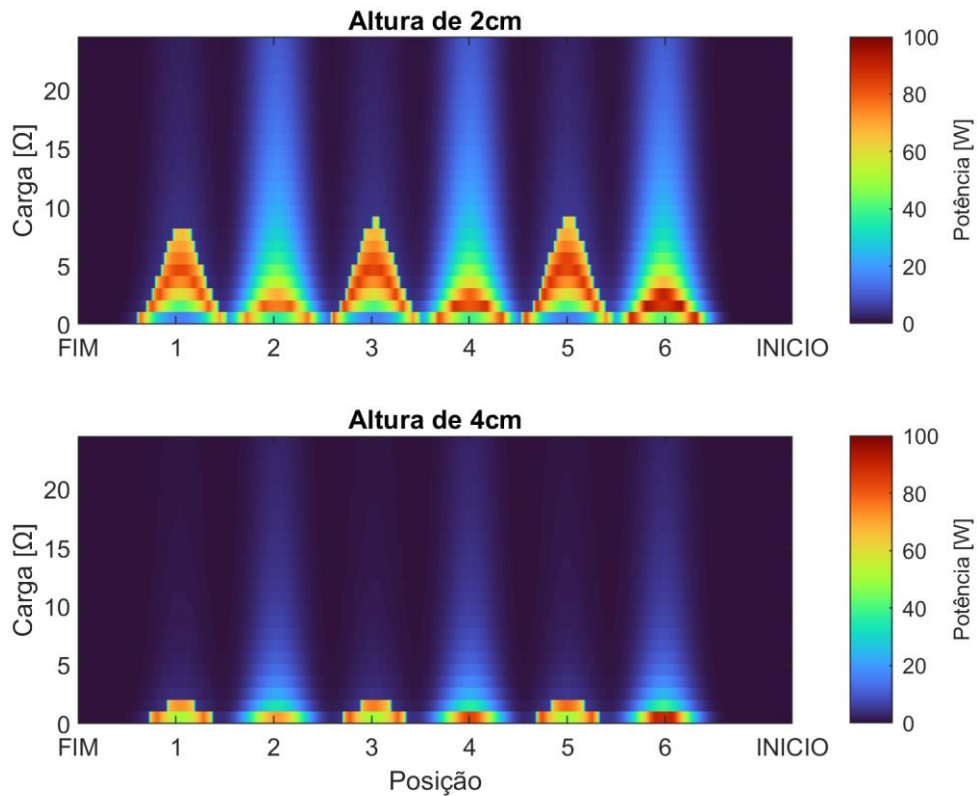


Figura 35 – Valores de potências do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora MOSFETs, com controlo por corrente. Estas potências são para diferentes valores de carga e 2 alturas diferentes.

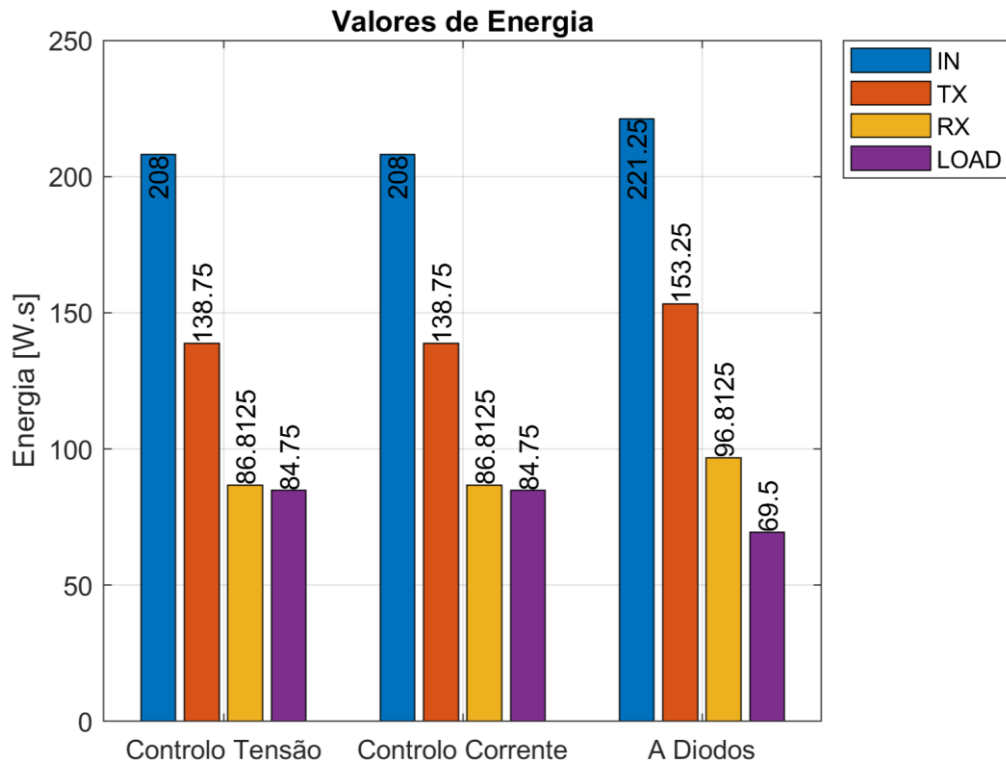


Figura 36 – Valores de energias totais medidas em diversos pontos de interesse do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a diodos e MOSFETs. para um valor de carga no valor 0.5Ω e a uma altura 2 cm. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).

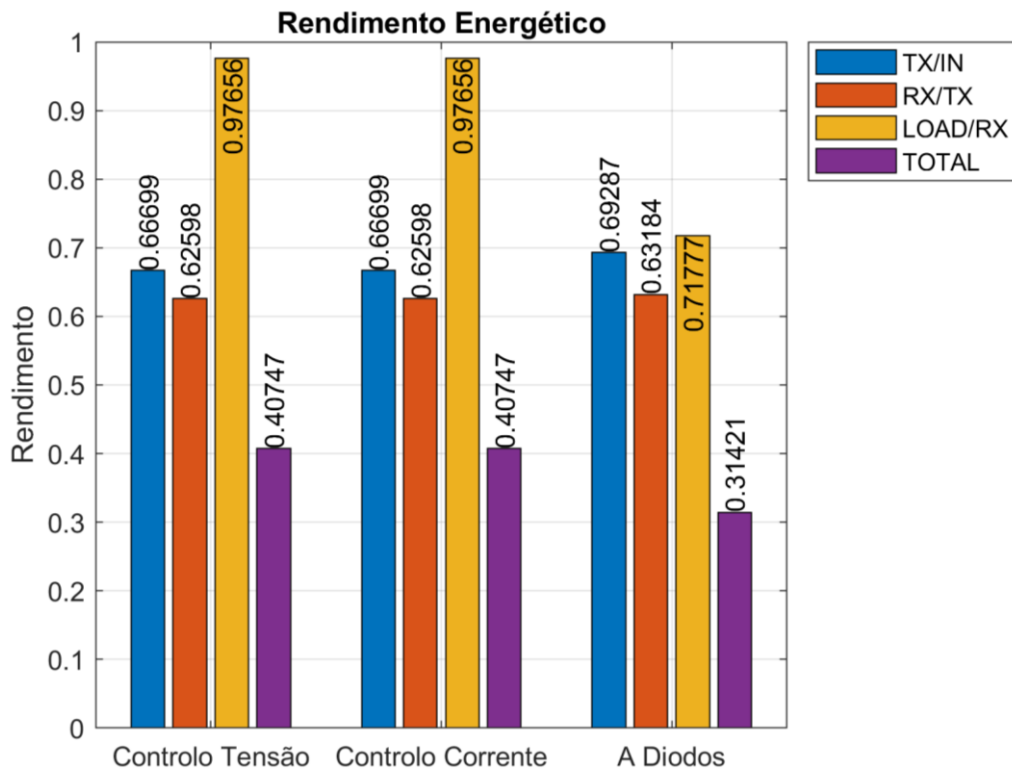


Figura 37 – Valores de rendimentos energéticos medidas em diversos pontos de interesse do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a diodos e MOSFETs. para um valor de carga no valor 0.5Ω e a uma altura 2 cm. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).

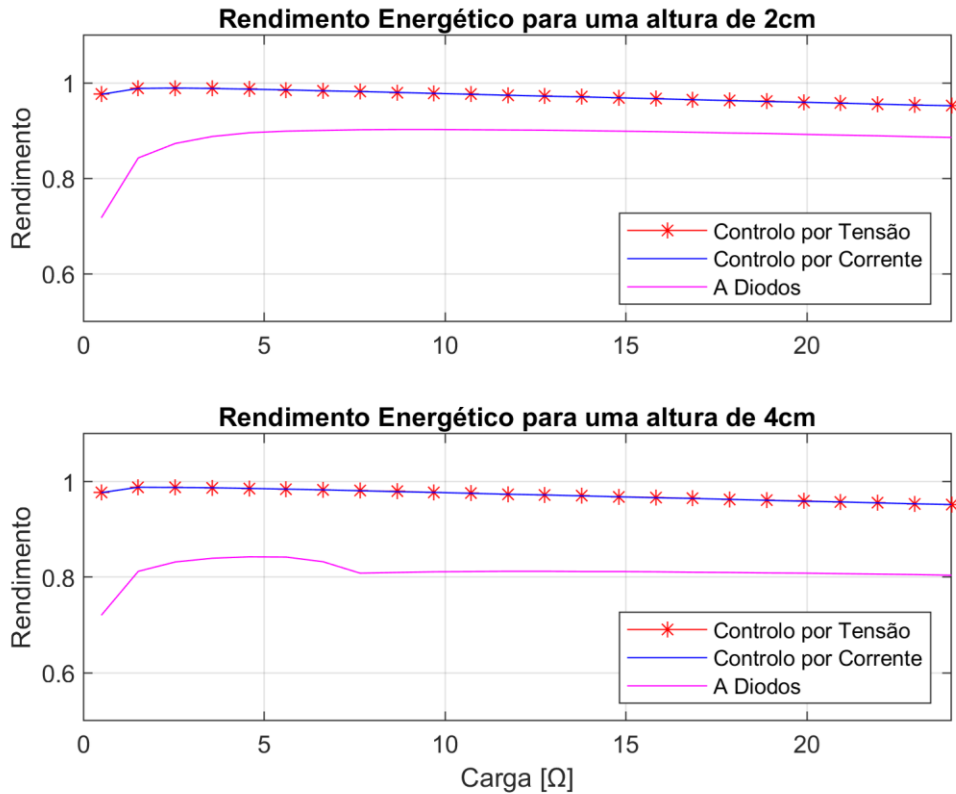


Figura 38 – Valores dos rendimentos energéticos do sistema IPT dinâmico, aplicando terminação adaptativa, simulado em Matlab Simulink com ponte retificadora a diodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para diferentes valores de carga aplicados a 2 alturas diferentes. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).

4.1.3 Resultados retirados das simulações

Com base nas simulações realizadas, tanto em regime normal como adaptativo, foi possível extrair conclusões concretas e críticas quanto ao comportamento dos retificadores e ao rendimento da transferência de energia no sistema proposto. Verificou-se que o retificador ativo conduz de forma superior a energia para a carga, independentemente do valor da resistência considerada, destacando-se especialmente para cargas de reduzido valor, onde o controlo dos *MOSFETs* reduz de forma significativa as perdas, superando claramente o desempenho do retificador passivo baseado em diodos. No que respeita ao rendimento, o retificador ativo demonstrou, de forma consistente, valores mais elevados, assegurando menor dissipação e melhor aproveitamento da energia disponível. Observou-se também que, para valores de carga reduzidos, o controlo por tensão nos *MOSFETs* permite uma comutação mais rápida e eficaz do que o controlo por corrente. No entanto, à medida que o valor da carga aumenta, essa diferença torna-se irrelevante, sendo indiferente qual dos métodos de controlo é adotado. No contexto das simulações com controlo adaptativo, onde se manipula a impedância de terminação consoante a posição do recetor, verificou-se que a potência fornecida à carga atinge valores máximos semelhantes, quer a célula ativa do *array* transmissor seja par ou ímpar. Esta característica traduz-se numa

distribuição mais equilibrada da potência transferida, representando uma vantagem considerável em termos de estabilidade e robustez do sistema. O comportamento do rendimento neste regime manteve-se coerente com o observado nas simulações normais: o retificador ativo continua a apresentar o melhor rendimento, reafirmando a sua eficácia tanto em condições estáticas como em cenários com variação dinâmica da impedância de terminação. Em suma, os resultados validam inequivocamente a superioridade do retificador ativo, não apenas na potência transferida como no seu rendimento, e demonstram a utilidade real do controlo adaptativo como mecanismo de otimização e uniformização do desempenho global do sistema de transferência de energia.

4.2 Validação Experimental

Para a realização dos ensaios experimentais destinados a validar os resultados das simulações previamente efetuadas, foi montada uma bancada laboratorial constituída por equipamento disponibilizado e por dispositivos especificamente construídos para o efeito.

Foi utilizada uma fonte de alimentação com limite de corrente de 12 A, um inversor *CC/CA*, um *array* de bobinas com características já anteriormente descritas, um motor de passo, uma estrutura de madeira destinada ao movimento da célula recetora (simulando o deslocamento de um veículo elétrico), estruturas adicionais em material *FDM* (*Fused Deposition Modeling*) que, em conjunto com a madeira, compuseram a estrutura principal de suporte ao movimento, uma *PCB* (*Printed Circuit Board*) com a ponte retificadora ativa, quatro resistências de carga, um dissipador, um osciloscópio e um sistema de medição de sinais. A bancada laboratorial utilizada nos ensaios experimentais está ilustrada na Figura 39.

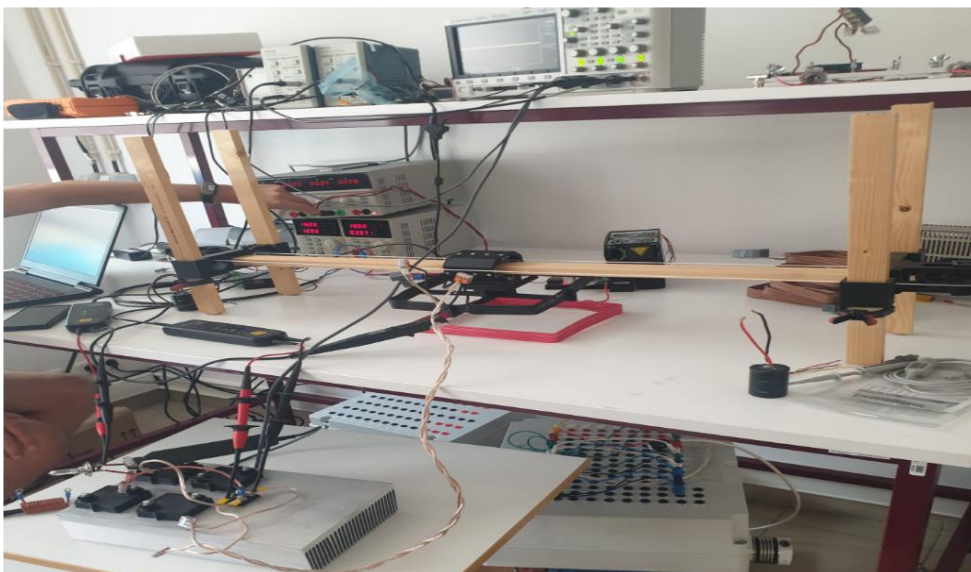


Figura 39 – Bancada utilizada para os ensaios experimentais. No canto inferior esquerdo estão presentes as 4 resistências e o dissipador; continuando do lado esquerdo, um pouco mais acima está presente a fonte de alimentação. Ao centro encontra-se a estrutura de madeira com estruturas adicionais em FDM e com uma bobina a cor preta; mais acima encontra-se o osciloscópio ligado a pontos de interesse através de pontas de prova.

A estrutura permite posicionar com precisão e repetibilidade a célula recetora diretamente por cima do *array* transmissor, garantindo a reprodutibilidade dos ensaios. A fonte de alimentação foi conectada ao inversor utilizado para alimentar o *array* transmissor com uma onda quadrada, com a mesma frequência de comutação que foi previamente utilizada nas simulações. A célula recetora, inserida na parte móvel da estrutura, foi posteriormente conectada à ponte retificadora e esta, conectada a um conjunto de resistências não indutivas, configuradas para distintos valores de carga, e mecanicamente montadas num dissipador. A visualização das formas de onda da tensão e corrente à saída da ponte retificadora, bem como outros pontos do sistema, foram efetuadas com o recurso ao osciloscópio, de forma a comprovar o bom funcionamento do sistema.

Para controlo do retificador ativo, foi desenhada e construída uma *PCB* adicional que incorporava um circuito de deteção de cruzamento por zero, a partir do qual é feito o controlo dos *MOSFETs* da ponte retificadora ativa. Este circuito foi essencial para garantir a comutação sincronizada dos dispositivos semicondutores e permitir a análise comparativa entre os regimes de retificação passiva (com díodos) e ativa (com *MOSFETs* controlados).

A decisão de construir uma placa de controlo dedicada à comutação dos *MOSFETs* da ponte retificadora resultou da necessidade de desenvolver um sistema de controlo com elevado rendimento e, simultaneamente, explorar uma abordagem tecnologicamente inovadora. No decurso da pesquisa, foi identificado um método de controlo designado por Integrador Generalizado de Segunda Ordem (*SOGI*), cuja arquitetura será detalhada mais adiante, com base em [45], [46], [47], [48].

4.2.1 Decisão do controlo e construção da *PCB*

A fase inicial da conceção da placa consistiu na revisão dos métodos existentes de sincronização para sistemas de conversão, nomeadamente para pontes retificadoras. As aplicações típicas destes métodos incluem a sincronização eficaz com a rede elétrica, que exige deteção precisa da frequência e da fase do sinal. Tradicionalmente, tal tarefa é realizada através de sistemas designados por *Phase-Locked Loops (PLLs)*, frequentemente baseadas em transformadas síncronas (*SRF-PLL*) ou em circuitos de deteção de cruzamento por zero. Contudo, estas técnicas são suscetíveis a distorções harmónicas, desequilíbrios de fase e ruído, fatores que comprometem o desempenho do sistema, reduzindo a capacidade de operação em regime ressonante e a eficiência da retificação [45].

Neste contexto, o *SOGI*, ilustrado na Figura 40, apresenta-se como uma solução particularmente vantajosa. A sua arquitetura implementa um filtro ressonante do tipo passa-banda, sintonizado na frequência fundamental, gerando duas saídas a partir do sinal de entrada: uma componente em fase (v') e uma componente em quadratura (qv'), com

desfasamento de 90° relativamente à fundamental. A estrutura interna do SOGI é composta por dois integradores em malha fechada, formando um filtro de segunda ordem cuja frequência de ressonância é ajustável e, usualmente, fixada na frequência nominal da rede. Esta configuração permite a filtragem instantânea de ruído e harmônicos sem provocar atrasos adicionais de fase, mantendo a integridade do sinal de sincronização [48].

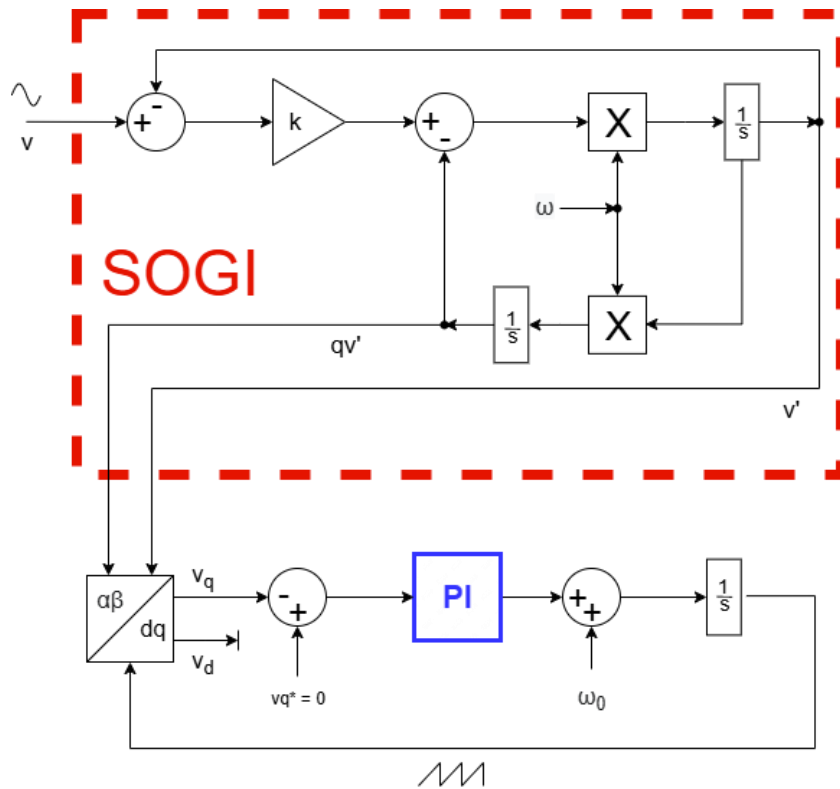


Figura 40 – Circuito de blocos do controlador SOGI.

A construção teórica e simulação do SOGI foi iniciada, incluindo o desenvolvimento das equações e modelação do sistema. Contudo, devido a limitações do material laboratorial e às tolerâncias dos componentes eletrônicos disponíveis, não foi possível implementar o circuito com o comportamento esperado. O SOGI tinha como base as seguintes equações:

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (4.3)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (4.4)$$

O fator k afetará a largura da banda do circuito fechado. Nas Figura 41 e Figura 42 apresentam-se os diagramas Bode do circuito, tendo em conta as equações (4.3) e (4.4).

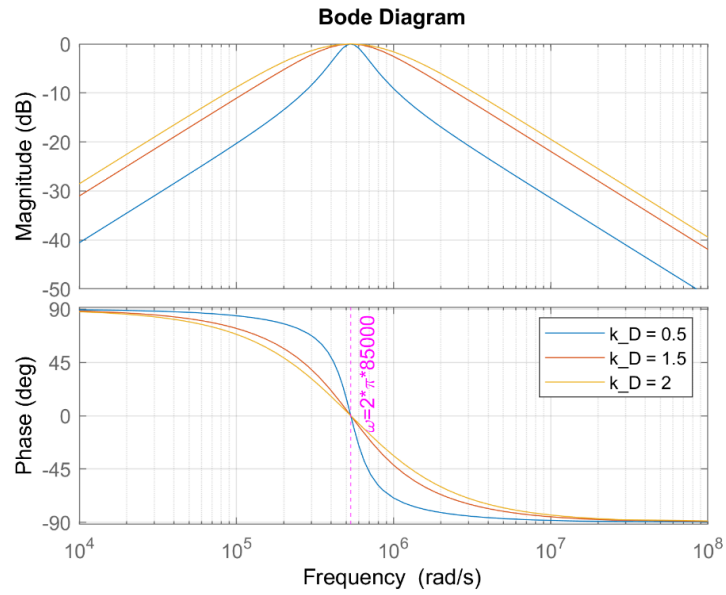


Figura 41 – Diagrama de Bode do filtro passa-banda presente no SOGI.

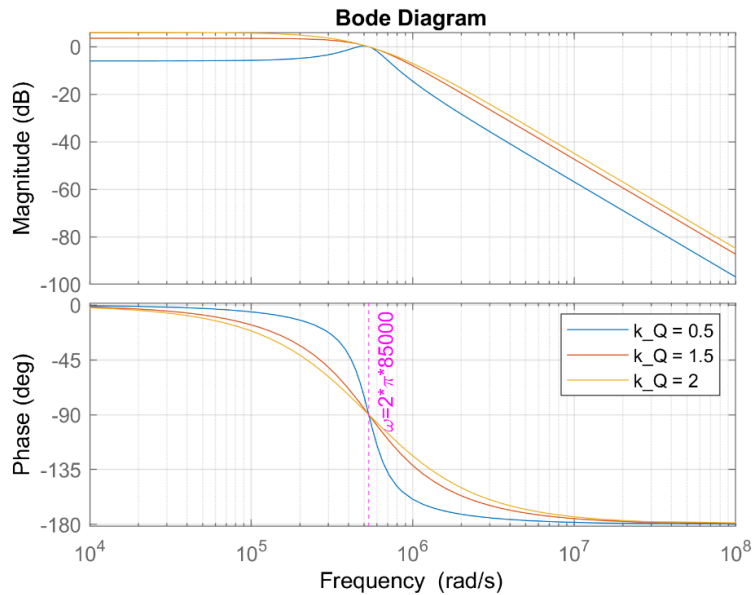


Figura 42 - Diagrama de Bode do filtro passa-baixo presente no SOGI.

O circuito posterior ao *SOGI* seria uma extensão e adaptação para o cálculo e determinação da frequência do sinal. Estas adaptações tiveram por base [45], [48], [49].

Perante tal limitação, optou-se por um controlo simplificado baseado num desfasamento de 180° (*Phase-Shift*), no qual dois *MOSFETs* conduzem durante o semi-ciclo positivo do sinal de controlo, e os outros dois conduzem durante o semi-ciclo negativo. Para concretizar esta abordagem, tornou-se necessário pesquisar e implementar um circuito de deteção de cruzamento por zero, cujo esquema se encontra na Figura 43, de forma a gerar sinais de disparo sincronizados com os flancos do sinal CA proveniente da célula recetora do sistema *IPT*.

Os sinais CA reais tipicamente contêm ruído, harmônicos e transitórios que podem provocar várias transições falsas nas proximidades do cruzamento pelo zero. Para evitar essas ocorrências, recorre-se a circuitos *ZCD* (*zero-crossing detector*) dedicados (geralmente com base em comparadores), os quais integram histerese e filtragem. Assim, conseguem ignorar flutuações muito rápidas no sinal e evitar disparos indesejados [50]. Dito de outro modo, o comparador só muda de estado quando o cruzamento pelo zero é sustentado, garantindo uma detecção mais estável. Este impulso à saída do *ZCD* serve depois como uma referência temporal precisa para o microcontrolador. Com base nela, o microcontrolador calcula os instantes de atuação (*delays*) e gera as quatro ondas quadradas que servem de sinal de controlo, com o desfaseamento pretendido entre pares complementares.

Utilizar um *ZCD* com histerese e elementos passivos torna-se bastante mais robusto do que tentar identificar os cruzamentos por zero diretamente por software no microcontrolador, sobretudo em ambientes com ruído ou formas de onda distorcidas. Para além disso, o circuito de detecção fornece isolamento galvânico quando se recorre a optoacopladores ou circuitos dedicados, protegendo assim o microcontrolador contra sobretensões, descargas e outras interferências do lado de potência.

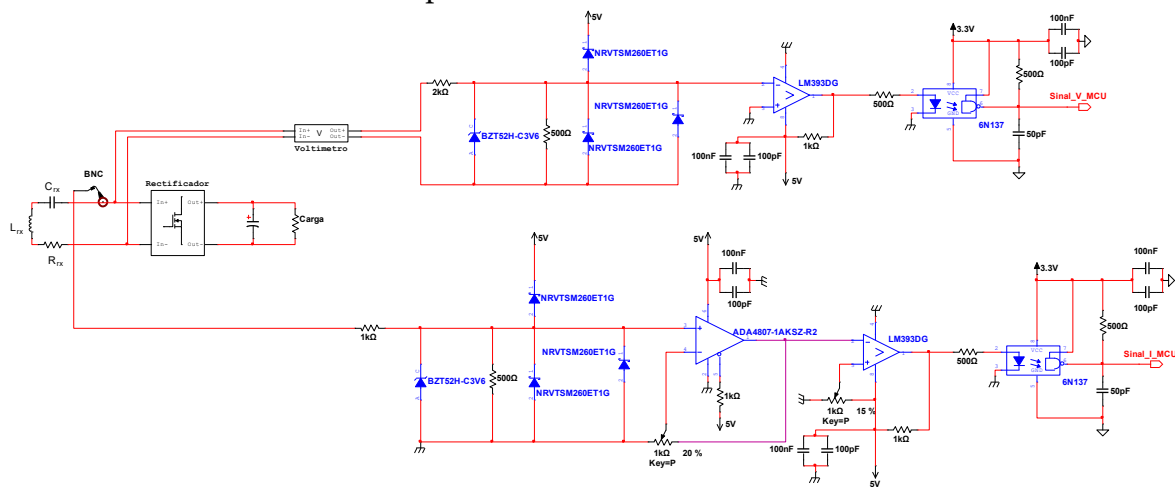


Figura 43 – Circuito elétrico com *ZCD* (*Zero Crossing Detector*) desenvolvido em NI MULTISIM.

Agora o circuito será dissecado de forma a explicar de forma simples e clara o seu funcionamento. O ramo superior é referente ao controlo por tensão da ponte retificadora, por *MOSFETs*, e o inferior é referente ao controlo por corrente.

O circuito que tem por base dois ramos idênticos, utilizados para medição dos valores instantâneos de tensão e de corrente respetivamente, medidos entre a saída do recetor e a entrada do retificador, e o acondicionamento dos mesmos.



Figura 44 – Parte comum aos 2 tipos de controlos dos circuitos ZCD (Zero Crossing Detector).

Tendo por base as topologias encontradas em [50], [51], [52] e [53] implementou-se, no bloco A da Figura 44, um circuito primário de *clamping* destinado a limitar a amplitude do sinal de entrada. No caso do circuito responsável pelo controlo por tensão, a saída do recetor é diretamente ligada à entrada deste bloco, sem necessidade de sensores adicionais. Neste bloco, díodos *Zener* e *Schottky* são utilizados para garantir que a amplitude do sinal aos terminais do comparador permanece dentro do intervalo seguro de entrada comum, conforme detalhado na folha de especificações do componente *LM393*.

Um único diodo *Zener* não garante, por si só, que a tensão permaneça dentro do limite seguro do comparador. Para atingir este objetivo, seria necessário colocar vários *Zener* em paralelo. Para evitar tal solução pouco prática, optou-se por adicionar díodos *Schottky* em paralelo com os *Zener*, tirando partido da baixa tensão de condução e da resposta rápida dos *Schottky*, de forma a limitar eficazmente o sinal dentro dos valores recomendados. A resistência, em paralelo com os díodos *Zener* e *Schottky*, presente no circuito tem como papel suavizar transitórios e atenuar componentes de alta frequência. Este condicionamento minimiza o ruído que chega ao comparador, prevenindo falsas deteções de passagens por zero, para além de auxiliar nos limites do comparador.

O bloco B integra o circuito comparador, onde o sinal acondicionado é comparado com o potencial de referência (*ground*). Sempre que ocorre o cruzamento por zero, o comparador gera um pulso digital. Neste caso, a entrada inversora do componente *LM393* é utilizada para receber o sinal, uma vez que a etapa seguinte - o optoacoplador - introduz uma inversão do nível lógico, garantindo assim a coerência do sinal para o microcontrolador.

Por último, o bloco C, com o optoacoplador *6N137*, estabelece isolamento galvânico entre a parte analógica do circuito e a eletrónica de potência. Este componente converte o impulso do comparador num sinal compatível com os níveis *TTL/CMOS* usados pelo microcontrolador, garantindo proteção contra ruídos e sobretensões.

Na Figura 45 verifica-se o comportamento do circuito de acondicionamento, comparação e isolamento, assegurando que o controlo dos *MOSFETs* é feito de modo fiável e dentro das especificações elétricas dos componentes utilizados.

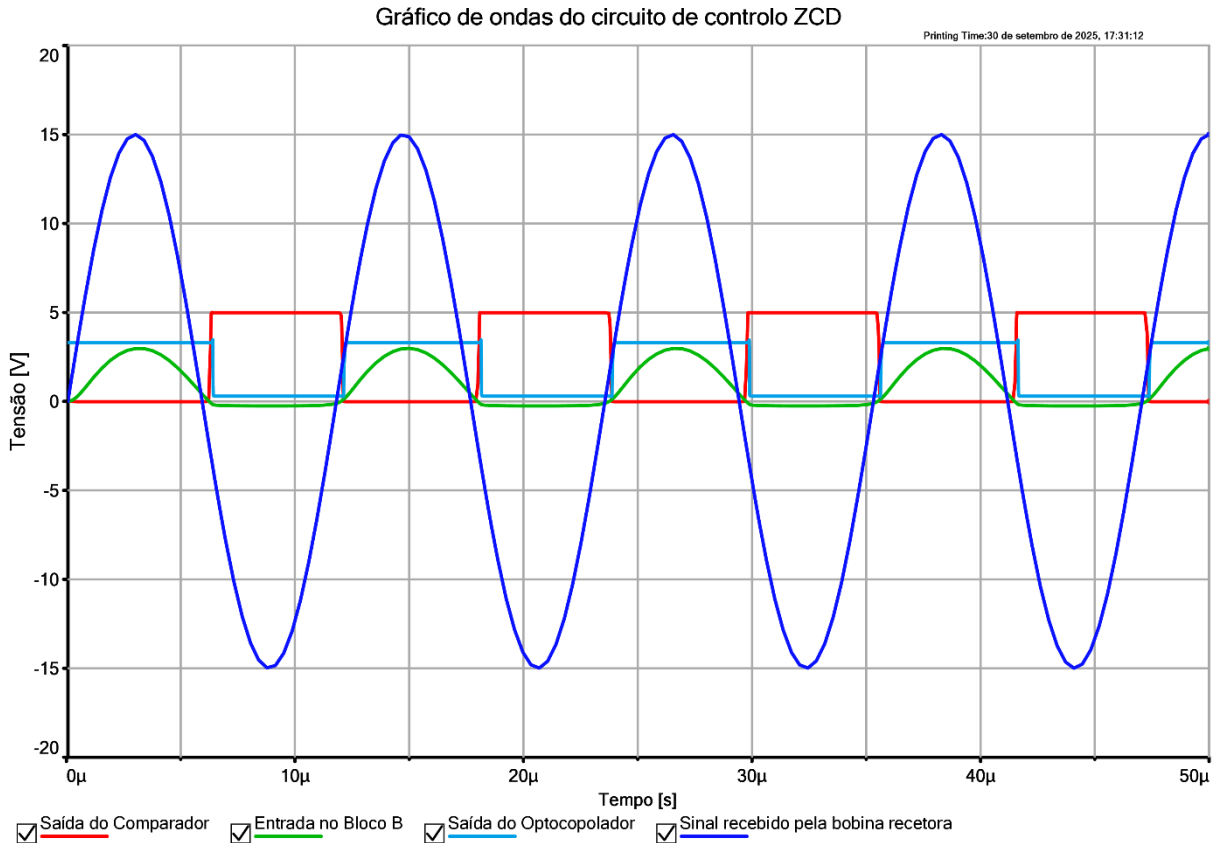


Figura 45 – Curvas retiradas em diferentes pontos no circuito ZCD (Zero Crossing Detector). A azul-escuro com o nome de “Sinal recebido pela bobina recetora” encontra-se o sinal lido e introduzido no circuito de controlo ZCD, a verde com o nome “Entrada no Bloco B” faz referência ao sinal introduzido no LM393, a onda vermelha com nome “Saída do Comparador” é exatamente o que o nome traduz e por último a azul-claro com o nome “Saída do Optocoplador” está o sinal de saída do optocoplador que irá ser lido pelo ESP32-S3-WROOM-1. Todas este gráfico com base no circuito elétrico da Figura 44.

Paralelamente ao ramo utilizado para controlo por tensão, o ramo utilizado para controlo por corrente, representado na Figura 43 como a segunda ramificação inferior, apresenta um comportamento e construção idêntica, sendo que a única diferença reside na necessidade de utilizar uma pinça amperimétrica. Devido à baixa amplitude do sinal proveniente desta pinça, foi necessário colocar um circuito amplificador não inversor, possibilitando assim a aplicação de um ganho ao sinal de forma a obter uma deteção mais viável do ZCD.

Após a análise do desempenho do circuito, foi determinado que os atrasos na sincronização seriam, num pior cenário, cerca de 10 % a 15 % do período da onda, 1.2 μ s e 1.7 μ s respetivamente. Tendo em consideração estes valores e os custos monetários associados, procedeu-se à aquisição dos componentes necessários.

Relativamente à conceção da PCB, esta foi desenvolvida na plataforma *EasyEDA*, com possibilidade da sua utilização, tanto na sua versão *online* como na aplicação *offline*. O *layout* da placa reproduz fielmente o circuito previamente concebido e testado no *NI MultiSim*, utilizado para simular e validar o comportamento do sistema (Figura 46).

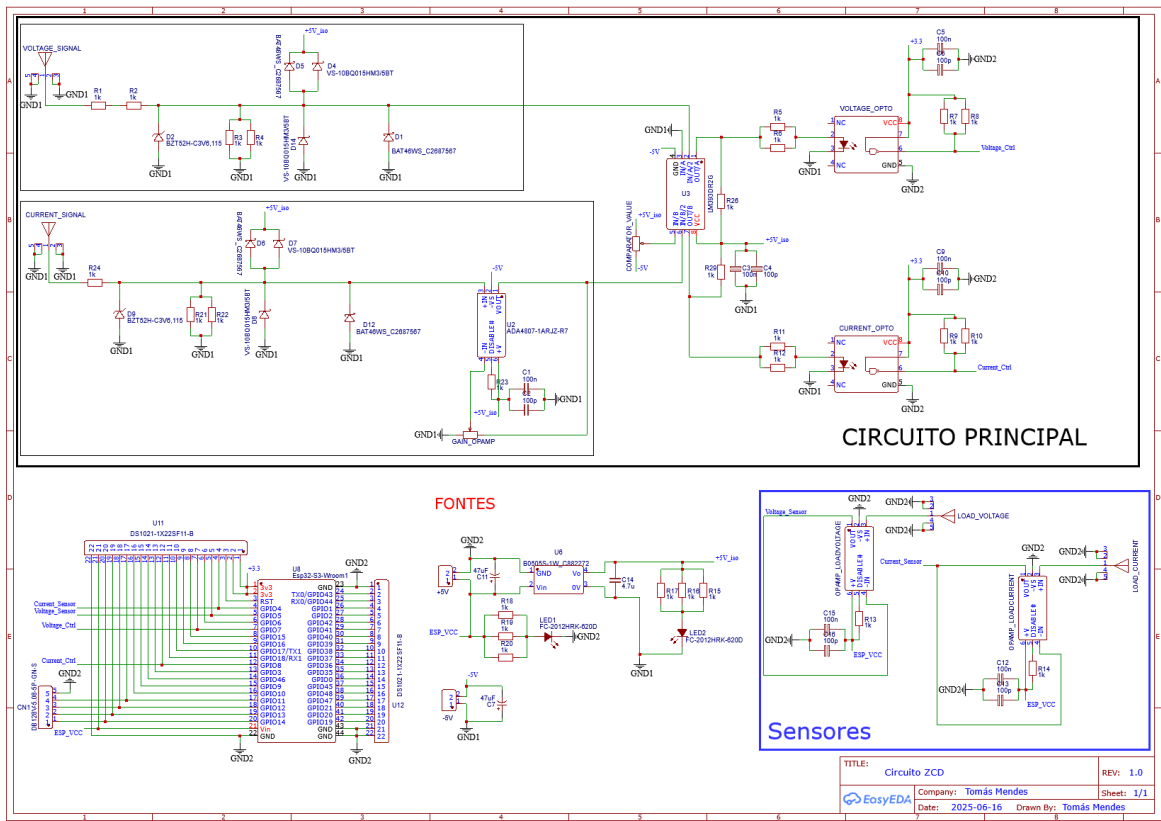


Figura 46 – Circuito de controlo do retificador ativo utilizado na construção da PCB utilizando a aplicação EasyEDA.

Foram concebidos dois blocos adicionais destinados a otimizar o desempenho global do sistema, permitindo o cálculo da potência para a implementação de *MPPT* (*Maximum Power Point Tracking*). Estes blocos serão incorporados em atualizações futuras do projeto.

A seleção do microcontrolador foi orientada, sobretudo, pela existência de bibliotecas previamente desenvolvidas e bem documentadas, que facilitassem a sincronização entre o sinal de entrada e o sinal gerado, permitindo ainda a introdução de um desfasamento programável entre diversas ondas de saída. A decisão não foi imediata, tendo sido precedida por vários testes experimentais utilizando outras plataformas, nomeadamente uma *FPGA Tang Nano 9K*, com um *clock* até 25MHz e um *Teensy 4.0*, com um *clock* até 600MHz. A Figura 47 ilustra o caso da *FPGA*, onde se verificou a presença de *jitter*⁴ significativo no momento da sincronização, o que comprometia a estabilidade temporal da onda gerada. Para além disso, o sinal produzido apresentava um nível de ruído excessivo, incompatível com os requisitos do sistema. Relativamente ao *Teensy 4.0*, ilustrado na Figura 48, embora tenha sido possível gerar um sinal limpo através do desenvolvimento de código na plataforma *Arduino IDE*, a sincronização com o sinal de entrada revelou-se imprecisa, registando-se um desfasamento em torno dos 15°. Na Figura 49 observa-se que

⁴ O *jitter* corresponde a variações de tempo nos instantes de transição de um sinal relativamente às suas posições ideais. Essas variações podem ser determinísticas ou aleatórias, com origem, normalmente, em ruído ou interferências.

a sincronização era efetuada apenas de x em x flancos de subida do sinal de entrada, em virtude da necessidade de calcular previamente a frequência desse sinal antes de gerar a onda sincronizada, o que introduzia um atraso adicional no processo.

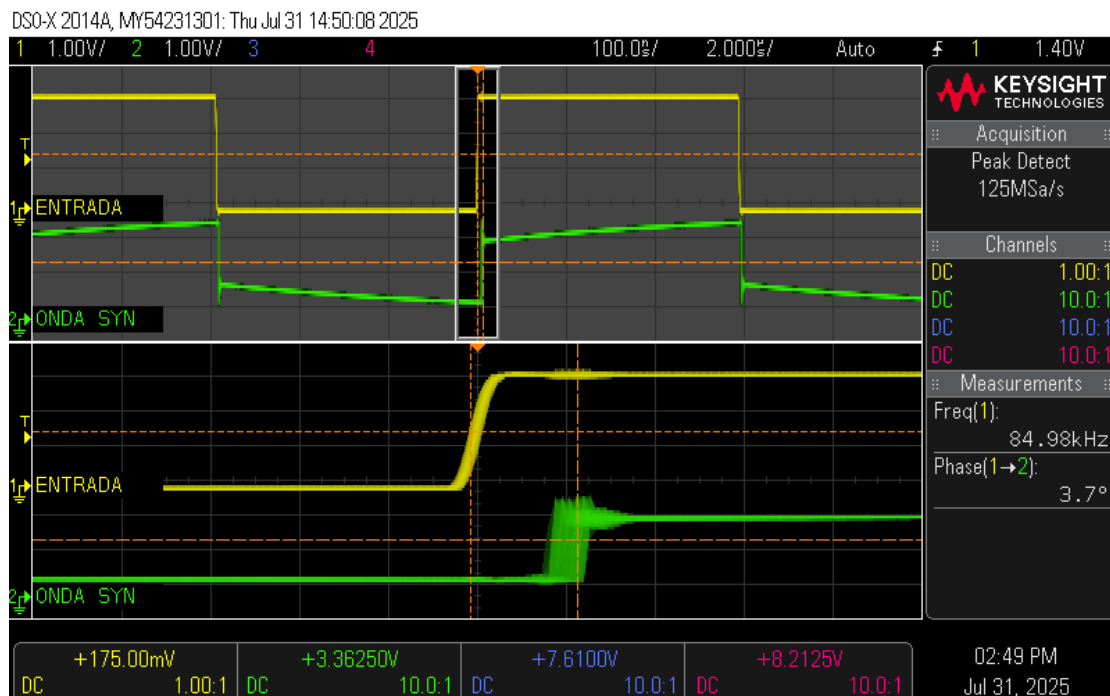


Figura 47 – Curvas referentes ao código desenvolvido para FPGA (Field Programmable Array Gate). A onda amarela “ENTRADA” é a onda de referência para sincronização de outras ondas. A onda a verde “ONDA SYN” é a onda, sincronizada com a onda “ENTRADA”, produzida pela FPGA.

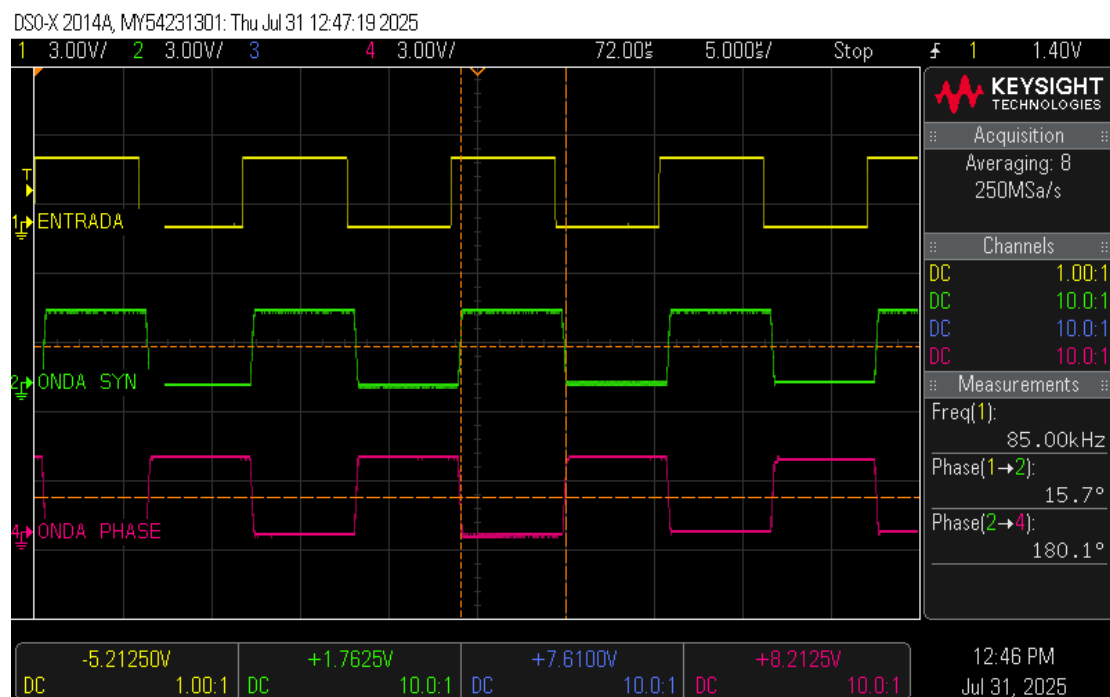


Figura 48 – Curvas referentes ao código desenvolvido para Teensy4.0, com dessincronização de 15° . A onda amarela “ENTRADA” é a onda de referência para sincronização de outras ondas. A onda a verde “ONDA SYN” é a onda sincronizada com a onda “ENTRADA”, produzida pelo Teensy4.0. A onda a magenta “ONDA PHASE” é a onda a verde, mas com a possibilidade de mudar a phase em relação a ela mesma, produzida pelo Teensy4.0.

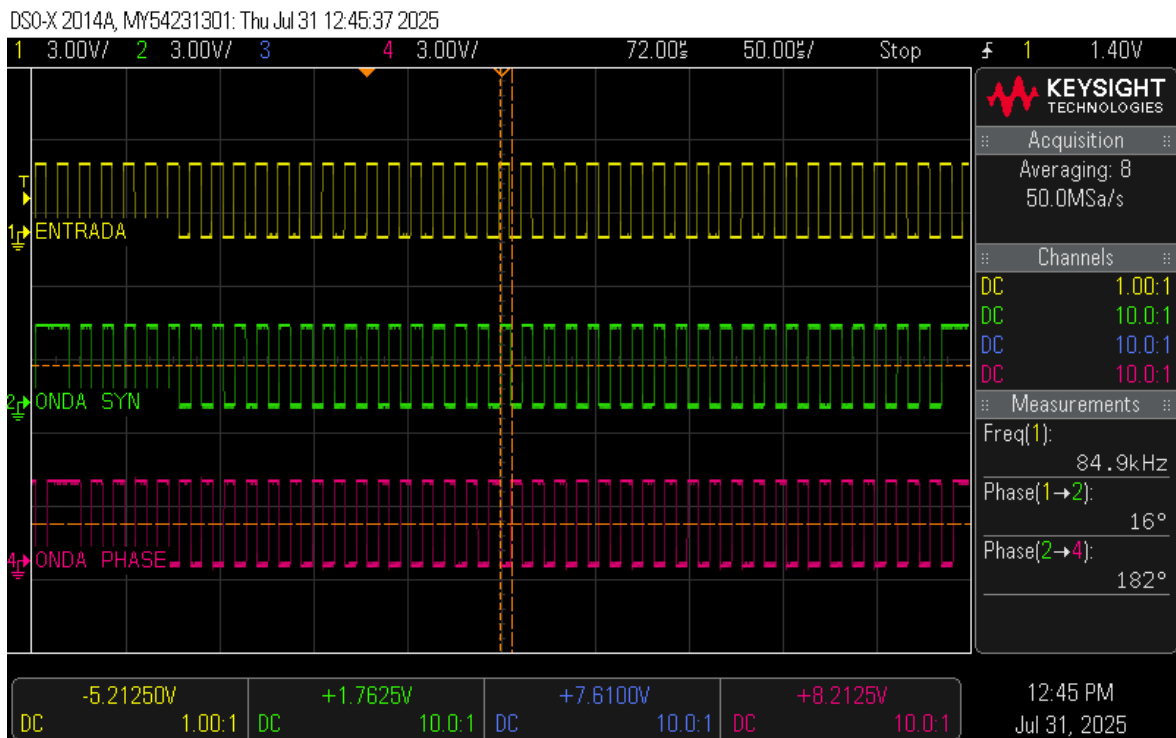


Figura 49 – Curvas referentes ao código desenvolvido para Teensy4.0, com sincronização de 40 em 40 flancos de subida da onda lida e com dessincronização de 16°. A descrição de cada onda é idêntica à descrição na Figura 48.

Após um período de análise, testes e contactos com outros investigadores, foi sugerida a utilização do *ESP32-S3-WROOM-1*, com um *clock* até 240MHz. Esta plataforma reúne as condições necessárias em termos de desempenho, flexibilidade e suporte de *software*, revelando-se, assim, a opção mais adequada para os objetivos da dissertação, até ao momento.

4.2.2 Caracterização experimental do sistema *IPT* com ponte retificadora ativa e passiva

Durante a fase experimental procedeu-se à avaliação do sistema de transferência de potência por indução e dos circuitos de retificação associados, de acordo com um procedimento estruturado em diferentes etapas.

De início foram realizados ensaios individuais às *PCBs* desenvolvidas: a *PCB* de controlo e a *PCB* da ponte retificadora ativa, implementada com *MOSFETs*. O objetivo consistiu em caracterizar o comportamento isolado de cada uma das placas, os tempos de comutação, bem como os atrasos introduzidos pelos dispositivos de potência e respetivos circuitos de condução.

Após tais ensaios, procedeu-se à interligação das duas *PCBs*, como exibido em Figura 50. Esta ligação foi realizada entre quatro saídas do microcontrolador, integrado na *PCB* de controlo, e os *drivers* da ponte retificadora. Nesta etapa verificam-se as perdas temporais

introduzidas pela comunicação entre as placas, incluindo atrasos de propagação e atrasos na *gate*.

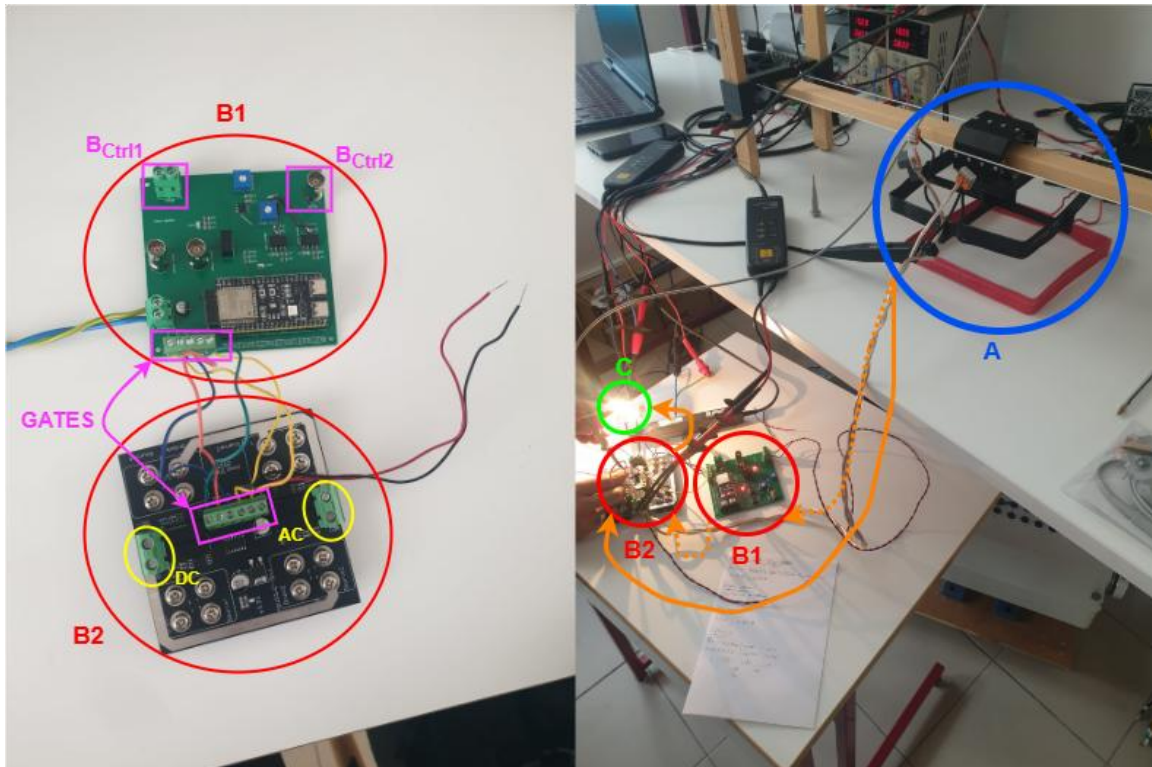


Figura 50 – Material utilizado nos ensaios físicos em ambiente laboratorial. O círculo A corresponde ao conjunto bobina transmissora e recetora. Os blocos B1 e B2 representam as PCBs construídas, sendo B1 a PCB de controlo e B2 a ponte retificadora. A entrada Bctrlx refere-se ao tipo de controlo aplicado, enquanto GATES corresponde ao sinal de comando fornecido ao driver do MOSFET. Por fim, o círculo C identifica a carga resistiva.

Tabela 1 – Atrasos adquiridos entre onda de entrada no circuito de controlo ZCD e o comando gerado pelo ESP32-S3-WROOM-1 para comutação do semiconductor. A segunda coluna “LOW-HIGH” é o tempo que leva o ESP32-S3-WROOM-1 a mudar o valor do pin, utilizado para gerar uma onda quadrada, de nível baixo para nível alto. A terceira coluna “HIGH-LOW” é o tempo que leva o ESP32-S3-WROOM-1 a mudar o valor do pin, utilizado para gerar uma onda quadrada, de nível alto para nível baixo.

Amplitude do Sinal recebido na bobina recetora [V]	LOW – HIGH	HIGH – LOW	TOTAL	% em relação ao período de onda
1	-80 ns	1.5 μ s	1.42 μ s	11 %
5	322 ns	916 ns	1.24 μ s	10.33 %
10	376 ns	822 ns	1.2 μ s	10 %
15	400 ns	600 ns	1 μ s	8 %

Concluída esta etapa, avançou-se para os ensaios estáticos do sistema IPT, configurado com rede de compensação SS. Para esta análise utilizaram-se tanto a ponte retificadora ativa

como a ponte retificadora passiva. Foram testadas quatro potências distintas, para uma única carga resistiva, e registaram-se os seguintes dados: formas de onda nas *gates* dos *MOSFETs*, tensão e corrente na bobina recetora, e tensão e corrente na carga resistiva. As formas de onda anteriormente referidas, bem como os resultados obtidos, para as quatro potências distintas testadas, estão apresentados na Figura 51 e Figura 52, respetivamente. Importa salientar que estes ensaios estáticos não foram realizados com os parâmetros exatos das bobinas e condensadores definidos nas simulações em *Matlab Simulink*, dado que esses componentes não se encontravam disponíveis. No entanto, as características dos mesmos permitiram a operação a níveis de tensão e corrente mais seguros, viabilizando uma análise em condições mais ideais. Os parâmetros dos componentes utilizados para os ensaios estáticos foram:

- Indutância da bobina transmissora (L_{Tx}) = 22.9 μH ;
- Resistência da bobina transmissora (R_{Tx}) = 44 $\text{m}\Omega$;
- Capacitância total da rede de compensação da célula transmissora (C_{Tx}) = 0.15 μF ;
- Indutância da bobina transmissora (L_{Rx}) = 22.9 μH ;
- Resistência da bobina transmissora (R_{Rx}) = 44 $\text{m}\Omega$;
- Capacitância total da rede de compensação da célula recetora (C_{Rx}) = 0.15 μF ;
- Fator de acoplamento (k) = 0.11;
- Indutância mútua (L_M) = 2.519 μH ;
- Altura entre o *array* transmissor e a célula recetora = 2 cm.

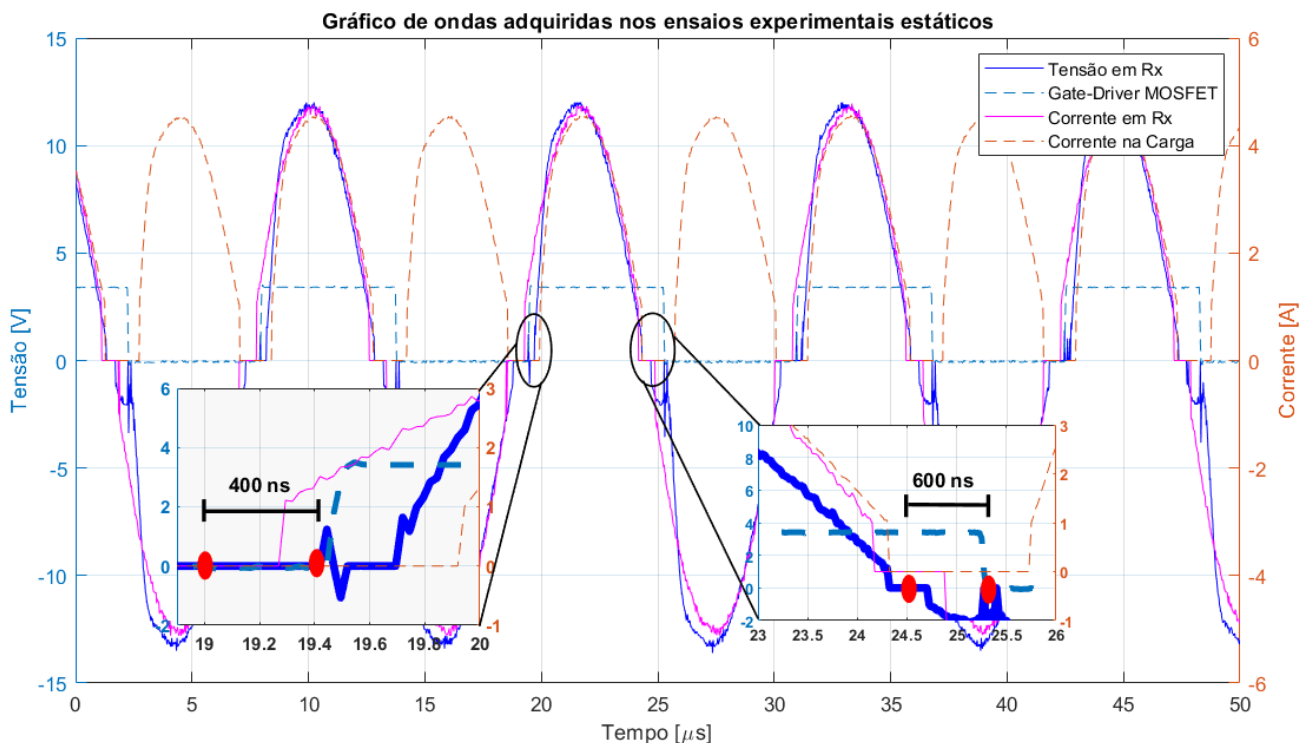


Figura 51 - Formas de onda adquiridas nos ensaios experimentais estáticos, analisando ainda o tempo que demora o gate-driver de um MOSFET, neste sistema, a ligar e desligar com base na passagem, por zero, da onda de entrada no circuito de controlo ZCD.

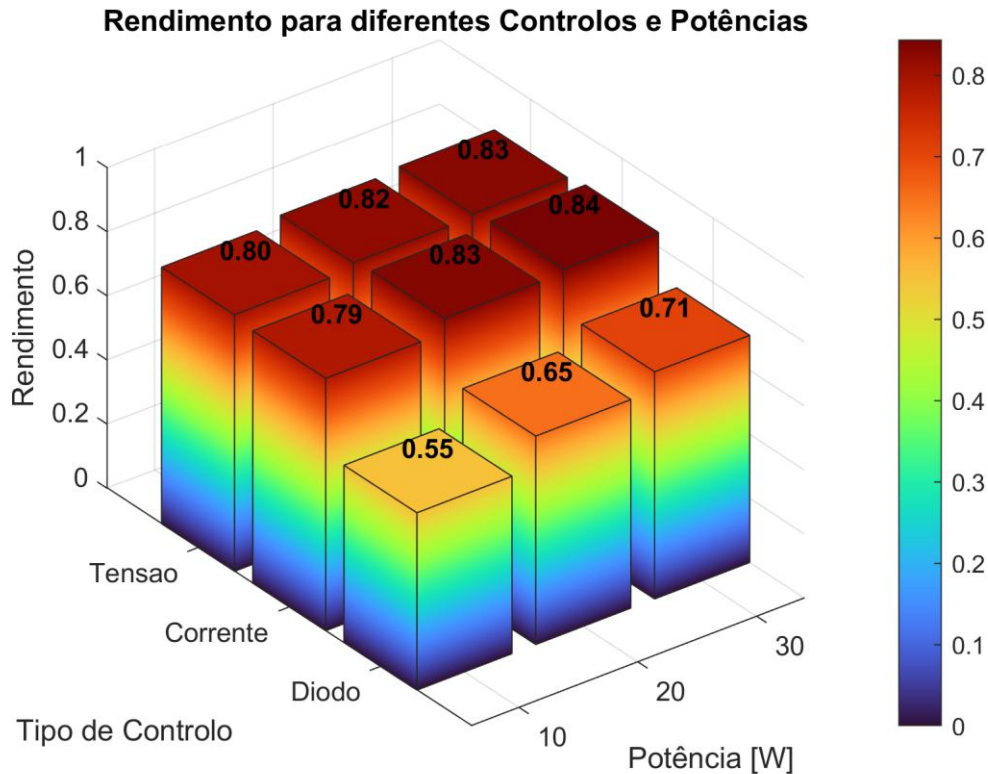


Figura 52 - Rendimentos instantâneos do sistema IPT estático testado em ambiente laboratorial com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para diferentes valores de potências. Aquando seja a ponte retificadora a MOSFETs estes rendimentos são também para diferentes controlos (Tensão e Corrente).

Posteriormente, efetuaram-se os ensaios em modo dinâmico. Nesta fase utilizaram-se células cujos parâmetros de bobinas e condensadores correspondiam aos valores adotados nas simulações realizadas em *Matlab Simulink*. Foram inicialmente definidas as seguintes variantes de teste: quatro cargas resistivas ($0,5 \Omega$, 1Ω , 2Ω e 5Ω), três configurações de impedância de terminação no lado transmissor (1Ω fixa, curto-circuito e circuito aberto) e dois níveis de tensão de alimentação do inversor (5 V e 15 V , este último limitado a 12 A pelo próprio material). Com estas variantes definidas, foram testadas todas as combinações. Para cada condição registaram-se igualmente as formas de onda na entrada dos *drivers* dos *MOSFETs*, a tensão e corrente na bobina recetora e a tensão e corrente aplicadas à carga.

Finalmente, repetiram-se os ensaios com a ponte retificadora passiva, sob as mesmas condições experimentais, de modo a permitir uma comparação direta. Esta abordagem possibilitou a quantificação do impacto da retificação ativa em relação à passiva, evidenciando diferenças ao nível das perdas.

Para comparar o desempenho das duas pontes retificadoras, é calculada a potência na carga e na bobina recetora durante o movimento desta última. Sabendo que a energia corresponde à potência integrada ao longo do tempo, é então possível determinar o rendimento energético e o rendimento instantâneo. O rendimento energético será o

quociente entre a energia na carga e a energia na bobina recetora, ou seja, pode ser calculado com recurso a (4.5) e na Figura 53 é possível observar um exemplo gráfico deste rendimento. Já o rendimento instantâneo será o quociente entre a potência absorvida na carga sobre a potência absorvida na bobina recetora, ou seja, pode ser calculado com recurso a (4.6) e na Figura 54 é possível observar um exemplo gráfico deste rendimento.

$$\eta_{(En)} = \frac{En_{(Carga)}}{En_{(Rx)}} \quad (4.5)$$

$$\eta_{(Pot)} = \frac{Pot_{(Carga)}}{Pot_{(Rx)}} \quad (4.6)$$

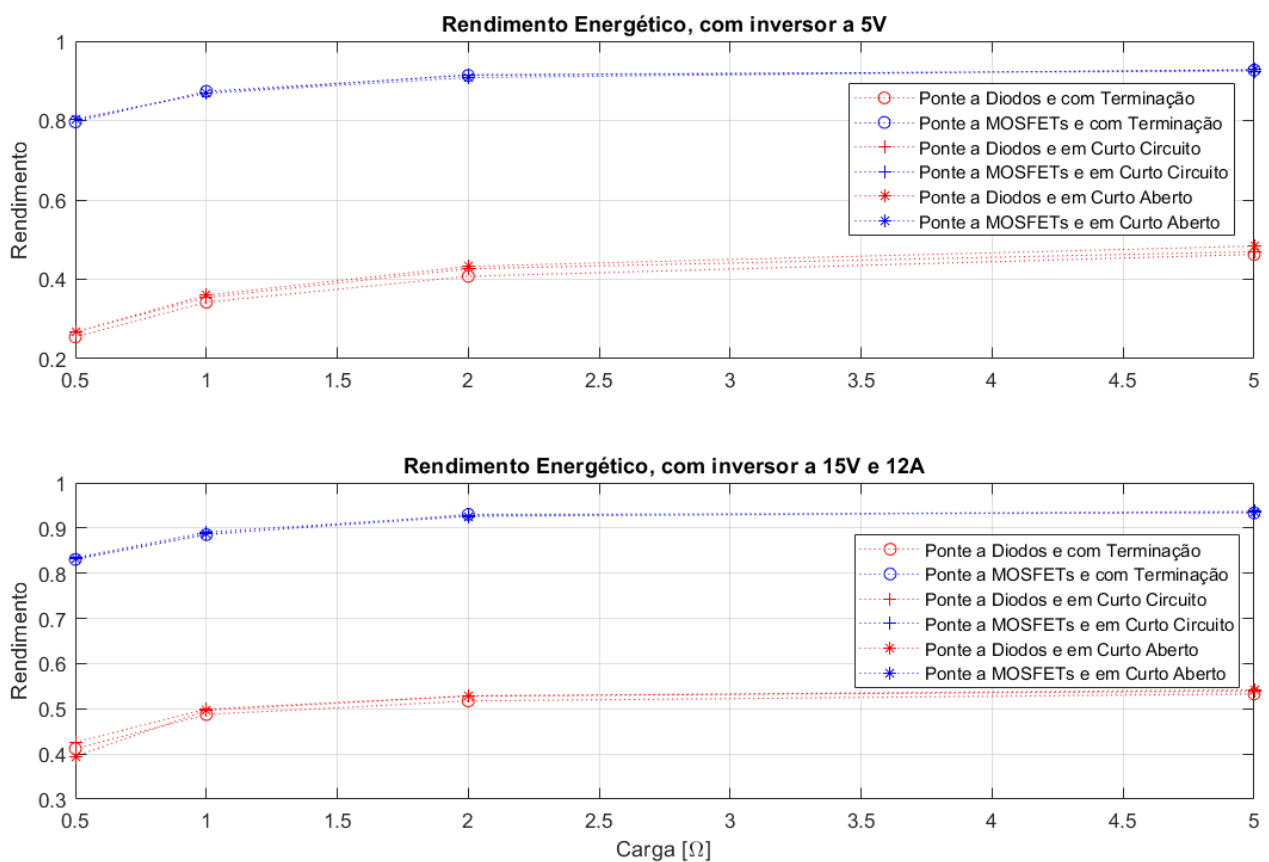


Figura 53 - Rendimentos energéticos do sistema IPT dinâmico testado em ambiente laboratorial com ponte retificadora a díodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para uma carga de 0.5Ω , com diferentes impedâncias de terminação, sendo estas: terminação fixa a 1Ω , em curto-circuito e em circuito aberto. Figura superior será com inversor a $5V$ e a imagem inferior será com inversor limitado a $15V$ e $12A$.

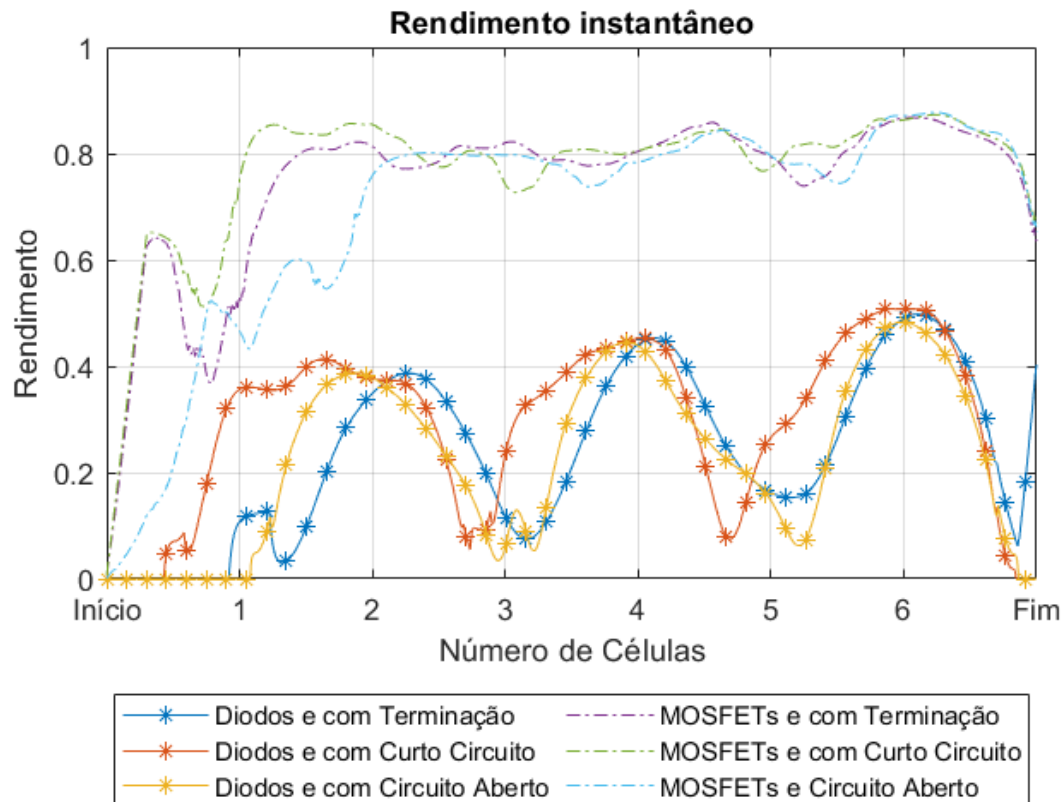


Figura 54 - Rendimentos instantâneos do sistema IPT dinâmico testado em ambiente laboratorial com ponte retificadora a diodos e MOSFETs. Estes rendimentos são para uma carga de 0.5Ω , com diferentes impedâncias de terminação, sendo estas: terminação fixa a 1Ω , em curto-circuito e em circuito aberto, e ainda com o inversor limitado a $15V$ e $12A$.

4.2.3 Análise dos resultados experimentais

A análise dos resultados experimentais relativos ao rendimento e aos tempos de comutação da ponte retificadora ativa com *MOSFETs* evidencia uma correlação direta entre o tempo que demora a detetar a passagem por zero da onda de entrada na bobina recetora mais o tempo que o *MOSFET* demora a ligar e o rendimento global do sistema. O gráfico de rendimento energético, presente na Figura 52, para o teste estático, demonstra que ambas as estratégias de controlo ativo - por tensão e por corrente - superam de forma significativa a retificação passiva (ponte a diodos), especialmente em regime de baixa potência. No teste dinâmico, os gráficos de rendimento energético e rendimento instantâneo, presentes na Figura 53 e na Figura 54 respetivamente, apresentam resultados idênticos, ou seja, a ponte retificadora ativa apresenta sempre superioridade em relação à ponte retificadora passiva, mesmo para diferentes estados da impedância de terminação numa célula transmissora e níveis de carga. Esta superioridade resulta, principalmente, da menor queda de tensão em condução nos *MOSFETs* e da redução das perdas de comutação, associada a tempos de transição mais curtos.

A Tabela 1, contendo os tempos de comutação, indica que o aumento da amplitude do sinal recebido na bobina recetora de 1 V para 15 V reduz o tempo total de transição (LOW → HIGH + HIGH → LOW) de 1,42 μs para 1,00 μs, o que corresponde a uma diminuição aproximada de 30 %. Esta redução encurta a fração do período ocupada pela comutação de 11 % para 8 % e atenua a assimetria entre os tempos de subida e de descida. O sistema ZCD apresenta uma resposta mais rápida quanto maior for a amplitude da onda a analisar. Este comportamento deve-se ao facto de o comparador LM393 possuir um offset de entrada de aproximadamente 5 mV. Para uma onda de frequência fixa, o aumento da amplitude implica um acréscimo da sua derivada. Consequentemente, o sinal atinge mais rapidamente o limite de 5 mV definido pelo comparador, reduzindo assim o tempo necessário para a comutação.

Do ponto de vista físico, a redução dos tempos de transição minimiza a sobreposição temporal entre a tensão V_{DS} e a corrente I_{DS} durante o processo de comutação, mitigando assim as perdas dinâmicas. Tendo por base (2.22) e (2.23) podem-se descrever as perdas por comutação através da seguinte expressão:

$$P_{loss} = \left[\frac{1}{2} V_{DS} I_{DS} (t_{rise} - t_{fall}) + \frac{1}{2} V_{DS} I_{DS} t_{ON} \right] f \quad (4.7)$$

Este efeito é particularmente relevante em condições de baixa potência, nas quais as perdas de condução $I_{DS}^2 R_{DS}(on)$ já se encontram reduzidas e as perdas de comutação assumem um peso relativo mais significativo.

4.3 Comparação entre resultados

A comparação entre os resultados de simulação e os resultados laboratoriais permite estabelecer uma análise crítica quanto ao desempenho das topologias de retificação e às condições de funcionamento do sistema de transferência de potência por indução.

Nas simulações, verificou-se de forma clara a superioridade do retificador ativo relativamente ao passivo, não apenas pela maior potência entregue à carga, mas também pelo rendimento consistentemente superior. Esta diferença mostrou-se particularmente acentuada em cargas de valor reduzido, onde as perdas associadas à condução nos díodos se tornam mais relevantes. O controlo por tensão nos *MOSFETs* revelou ainda vantagens adicionais em condições de reduzida carga, permitindo tempos de comutação mais rápidos e reduzindo as perdas associadas. À medida que a carga aumentou, a diferença entre os métodos de controlo deixou de ser significativa, confirmando a robustez da solução ativa em diferentes regimes. Nas simulações com controlo adaptativo, a manipulação da impedância de terminação contribuiu para uma distribuição mais uniforme da potência transferida, sem comprometer o rendimento, reforçando a eficácia da retificação ativa também em cenários dinâmicos.

Os resultados laboratoriais corroboram estas conclusões. Tanto nos ensaios estáticos como nos dinâmicos, a ponte retificadora ativa superou a ponte retificadora passiva. Em regime estático, observou-se que o rendimento energético associado à retificação ativa foi superior em todos os níveis de potência. No regime dinâmico, a ponte ativa manteve a sua superioridade independentemente do nível de potência na carga e das diferentes condições de impedância de terminação. Esta vantagem decorre principalmente da menor queda de tensão em condução nos *MOSFETs* e da redução das perdas de comutação, proporcionada por tempos de transição mais curtos.

Em síntese, a análise conjunta dos resultados de simulação e experimentais valida a superioridade da retificação ativa face à passiva, tanto no que respeita à potência transferida como ao rendimento global. As simulações anteciparam um comportamento que se verificou de forma consistente em laboratório, confirmando que a utilização de *MOSFETs*, aliada a um controlo adequado, constitui uma solução eficaz para maximizar o rendimento em sistemas de transferência de potência por indução, em regime estático e dinâmico.

4.4 Propostas para futuros trabalhos

Para trabalhos futuros, propõe-se a realização de ensaios experimentais onde se explorem técnicas de controlo digital avançado que permitam gerir em tempo real o estado de condução dos *MOSFETs*, pois com sistemas *WPT* existem cargas ideais para obter maior rendimento global do sistema ou potencia transferida, bem como realizar análises térmicas detalhadas, garantindo a integridade dos semicondutores em situações de elevada frequência e potência. Estas abordagens permitirão aprofundar a correlação entre teoria e prática, assim como otimizar o desempenho do sistema proposto para aplicações de elevado rendimento energético.

BIBLIOGRAFIA

- [1] «125 Years Ago, First Execution Using Electric Chair Was Botched», Death Penalty Information Center. Acedido: 4 de outubro de 2025. [Online]. Disponível em: <https://deathpenaltyinfo.org/125-years-ago-first-execution-using-electric-chair-was-botched>
- [2] A. Olsen, «The War of the Currents: A Battle of Patents and Power - Schmeiser Olsen». Acedido: 4 de outubro de 2025. [Online]. Disponível em: <https://schmeiserolsen.com/the-war-of-the-currents-a-battle-of-patents-and-power/>
- [3] «The History of the Grid — The War of Currents». Acedido: 3 de agosto de 2025. [Online]. Disponível em: <https://www.linevisioninc.com/news/the-history-of-the-grid-the-war-of-currents>
- [4] «The War of the Currents: AC vs. DC Power», Energy.gov. Acedido: 3 de agosto de 2025. [Online]. Disponível em: <https://www.energy.gov/articles/war-currents-ac-vs-dc-power>
- [5] «Rectifier», *Wikipedia*. 31 de julho de 2025. Acedido: 3 de agosto de 2025. [Online]. Disponível em: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Rectifier&oldid=1303447066#See_also
- [6] P. Horowitz e W. Hill, *The art of electronics*, Third edition, 20th printing with corrections. Cambridge, New York: Cambridge University Press, 2024.
- [7] R. W. Erickson e D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Cham: Springer International Publishing, 2020. doi: 10.1007/978-3-030-43881-4.
- [8] «Faraday's law of induction», *Wikipedia*. 17 de julho de 2025. Acedido: 3 de agosto de 2025. [Online]. Disponível em: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Faraday%27s_law_of_induction&oldid=1300948834
- [9] «Maxwell's Equations», ETHW. Acedido: 4 de outubro de 2025. [Online]. Disponível em: https://ethw.org/Maxwell%27s_Equations
- [10] R. Fitzpatrick, «Classical Electromagnetism».
- [11] M. Fujimoto, *Physics of classical electromagnetism*. New York: Springer, 2007.
- [12] «Ampère's circuital law», *Wikipedia*. 6 de julho de 2025. Acedido: 3 de agosto de 2025. [Online]. Disponível em: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Amp%C3%A8re%27s_circuital_law&oldid=1299133324
- [13] «Milestones:Maxwell's Equations, 1860-1871», ETHW. Acedido: 3 de agosto de 2025. [Online]. Disponível em: https://ethw.org/Milestones:Maxwell%27s_Equations,_1860-1871
- [14] S. Laporte, G. Coquery, V. Deniau, A. De Bernardinis, e N. Hautière, «Dynamic Wireless Power Transfer Charging Infrastructure for Future EVs: From Experimental Track to Real Circulated Roads Demonstrations», *World Electr. Veh. J.*, vol. 10, n.º 4, p. 84, nov. 2019, doi: 10.3390/wevj10040084.
- [15] C. Panchal, S. Stegen, e J. Lu, «Review of static and dynamic wireless electric vehicle charging system», *Eng. Sci. Technol. Int. J.*, vol. 21, n.º 5, pp. 922–937, out. 2018, doi: 10.1016/j.jestch.2018.06.015.
- [16] P. S. Subudhi e K. S., «Wireless Power Transfer Topologies used for Static and Dynamic Charging of EV Battery: A Review», *Int. J. Emerg. Electr. Power Syst.*, vol. 21, n.º 1, fev. 2020, doi: 10.1515/ijeeps-2019-0151.
- [17] X. Mou, D. T. Gladwin, R. Zhao, e H. Sun, «Survey on magnetic resonant coupling wireless power transfer technology for electric vehicle charging», *IET Power Electron.*, vol. 12, n.º 12, pp. 3005–3020, out. 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0529.
- [18] C. Panchal, J. Lu, e S. Stegen, «Static In-wheel Wireless Charging Systems for Electric Vehicles», vol. 6, n.º 09, 2017.

- [19] H. Abe, H. Sakamoto, e K. Harada, «A noncontact charger using a resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, n.º 2, pp. 444–451, 2000, doi: 10.1109/28.833760.
- [20] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart, e J. F. Sanz, «Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n.º 6, pp. 2140–2149, jun. 2009, doi: 10.1109/tie.2009.2015359.
- [21] U. K. Madawala, D. J. Thrimawithana, e N. Kularatna, «An ICPT-Supercapacitor Hybrid System for Surge-Free Power Transfer», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, n.º 6, pp. 3287–3297, dez. 2007, doi: 10.1109/tie.2007.903961.
- [22] C.-S. Wang, G. A. Covic, e O. H. Stielau, «Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, n.º 1, pp. 148–157, fev. 2004, doi: 10.1109/tie.2003.822038.
- [23] R. Trevisan e A. Costanzo, «State-of-the-art of contactless energy transfer (CET) systems: design rules and applications», *Wirel. Power Transf.*, vol. 1, n.º 1, pp. 10–20, 2014, doi: 10.1017/wpt.2014.2.
- [24] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, e S. C. Goldstein, «Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n.º 7, pp. 1819–1825, jul. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2017195.
- [25] Y.-H. Chao, J.-J. Shieh, C.-T. Pan, e W.-C. Shen, «A Closed-form Oriented Compensator Analysis for Series-parallel Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems», em *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, USA: IEEE, 2007, pp. 1215–1220. doi: 10.1109/PESC.2007.4342166.
- [26] G. A. Covic, J. T. Boys, M. L. G. Kissin, e H. G. Lu, «A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, n.º 6, pp. 3370–3378, dez. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.904025.
- [27] W. Li, H. Zhao, J. Deng, S. Li, e C. C. Mi, «Comparison Study on SS and Double-Sided LCC Compensation Topologies for EV/PHEV Wireless Chargers», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, n.º 6, pp. 4429–4439, jun. 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2479938.
- [28] C.-S. Wang, O. H. Stielau, e G. A. Covic, «Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, n.º 5, pp. 1308–1314, out. 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.855672.
- [29] K. Throngnumchai, T. Kai, e Y. Minagawa, «A study on receiver circuit topology of a cordless battery charger for electric vehicles», em *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, set. 2011, pp. 843–850. doi: 10.1109/ECCE.2011.6063858.
- [30] J. L. Villa, J. Sallan, J. F. Sanz Osorio, e A. Llombart, «High-Misalignment Tolerant Compensation Topology For ICPT Systems», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n.º 2, pp. 945–951, fev. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2161055.
- [31] J. Dai e D. C. Ludois, «A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n.º 11, pp. 6017–6029, nov. 2015, doi: 10.1109/tpel.2015.2415253.
- [32] M. El Ancary *et al.*, «Hybrid Efficient Fast Charging Strategy for WPT Systems: Memetic-Optimized Control with Pulsed/Multi-Stage Current Modes and Neural Network SOC Estimation», *World Electr. Veh. J.*, vol. 16, n.º 7, p. 379, jul. 2025, doi: 10.3390/wevj16070379.
- [33] T. Campi, S. Cruciani, F. Maradei, e M. Feliziani, «Magnetic Field during Wireless Charging in an Electric Vehicle According to Standard SAE J2954», *Energies*, vol. 12, n.º 9, p. 1795, mai. 2019, doi: 10.3390/en12091795.
- [34] S. Kashyap, E. Bjornson, e E. G. Larsson, «Can wireless power transfer benefit from large transmitter arrays?», em *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Boulder, CO, USA: IEEE, mai. 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/wpt.2015.7140132.
- [35] N. Oodachi, K. Ogawa, H. Kudo, H. Shoki, S. Obayashi, e T. Morooka, «Efficiency improvement of wireless power transfer via magnetic resonance using transmission coil array», em *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*

- (*APSURSI*), Spokane, WA: IEEE, jul. 2011, pp. 1707–1710. doi: 10.1109/aps.2011.5996636.
- [36] Zhu Liu, Z. Chen, Yilun Guo, e Y. Yu, «A novel multi-coil magnetically-coupled resonance array for wireless power transfer system», em *2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, Aveiro, Portugal: IEEE, mai. 2016, pp. 1–3. doi: 10.1109/wpt.2016.7498868.
- [37] Z. Liu, Y. Yu, e Z. David Chen, «A planar transmitting array system with a single tuning capacitor for uniform power transfer coverage», em *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA: IEEE, jul. 2017, pp. 1087–1088. doi: 10.1109/apusncursinrsm.2017.8072586.
- [38] C. J. Stevens, «Magnetoinductive Waves and Wireless Power Transfer», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n.º 11, pp. 6182–6190, nov. 2015, doi: 10.1109/tpe.2014.2369811.
- [39] S. Rafin, R. Ahmed, Md. Haque, Md. Hossain, Md. Haque, e O. Mohammed, «Power Electronics Revolutionized: A Comprehensive Analysis of Emerging Wide and Ultrawide Bandgap Devices», *Micromachines*, vol. 14, n.º 11, p. 2045, out. 2023, doi: 10.3390/mi14112045.
- [40] M. Alam, K. Kumar, e V. Dutta, «Comparative efficiency analysis for silicon, silicon carbide MOSFETs and IGBT device for DC–DC boost converter», *SN Appl. Sci.*, vol. 1, n.º 12, dez. 2019, doi: 10.1007/s42452-019-1778-4.
- [41] D. P. K. Steimer, D. H. E. Grüning, J. Werninger, E. Carroll, D. S. Klaka, e D. S. Linder, «IGCT – a new, emerging technology for high-power, low-cost inverters», *POWER Semicond.*
- [42] J. Alberto, U. Reggiani, L. Sandrolini, e H. Albuquerque, «ACCURATE CALCULATION OF THE POWER TRANSFER AND EFFICIENCY IN RESONATOR ARRAYS FOR INDUCTIVE POWER TRANSFER», *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 83, pp. 61–76, 2019, doi: 10.2528/pierb18120406.
- [43] M. Simonazzi, L. Sandrolini, A. Campanini, J. Alberto, e A. Mariscotti, «Center-Fed Resonator Array for Increased Misalignment Tolerance in Automotive Wireless Power Transfer», em *2022 IEEE 21st Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, Palermo, Italy: IEEE, jun. 2022, pp. 775–779. doi: 10.1109/MELECON53508.2022.9842937.
- [44] J. Dinis, J. Alberto, e A. J. M. Cardoso, «Optimization of Resonant Arrays for Dynamic Wireless Power Transfer Using Adaptive Termination», *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.*, pp. 1–9, 2025, doi: 10.1109/ojies.2025.3585439.
- [45] P. Tan, H. He, e X. Gao, «A Frequency-Tracking Method Based on a SOGI-PLL for Wireless Power Transfer Systems to Assure Operation in the Resonant State», *J. Power Electron.*, vol. 16, n.º 3, pp. 1056–1066, mai. 2016, doi: 10.6113/JPE.2016.16.3.1056.
- [46] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, e D. Boroyevich, «Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n.º 2, pp. 584–592, mar. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.890000.
- [47] P. Tan, H. He, e X. Gao, «Phase compensation, ZVS operation of wireless power transfer system based on SOGI-PLL», em *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA: IEEE, mar. 2016, pp. 3185–3188. doi: 10.1109/APEC.2016.7468320.
- [48] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, e F. Blaabjerg, «A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator», em *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea (South): IEEE, jun. 2006, pp. 1–6. doi: 10.1109/pesc.2006.1711988.
- [49] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, e F. Blaabjerg, «New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions», em *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea (South): IEEE, jun. 2006, pp. 1–7. doi: 10.1109/pesc.2006.1712059.

- [50] S. Sahasrabudhe, «Zero-Crossing Detection with False Trigger Avoidance».
- [51] «062-1056-00_Oscilloscope_Trigger_Circuits_Feb69».
- [52] «ESP Application Notes». Acedido: 3 de agosto de 2025. [Online]. Disponível em: <https://sound-au.com/appnotes/index.html>
- [53] R. W. Wall, «Simple methods for detecting zero crossing», em *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468)*, Roanoke, VA, USA: IEEE, 2003, pp. 2477–2481. doi: 10.1109/IECON.2003.1280634.

Anexo A Códigos aplicados aos μ Controladores e FPGA

A.1 Código introduzido na *FPGA*

```
module freq_gen_phase (  
    input clk,          // Clock do sistema  
    input reset,       // Reset assíncrono  
    input signal_in,   // Sinal de entrada  
    // Interface com o barramento do PicoRV32  
  
    input SLAVE_sel,   // Seleção do slave  
    input mem_valid,   // Indica que há uma operação ativa  
    input [31:0] mem_addr, // Endereço da memória do barramento  
    input [31:0] mem_wdata, // Dados de escrita do barramento  
    input [3:0] mem_wstrb,  
    output reg [31:0] SLAVE_data_o, // Dados de leitura para o barramento  
    output reg SLAVE_ready, // Indica que o slave está pronto  
    output reg signal_sync, // Sinal sincronizado com entrada  
    output reg signal_phase // Sinal com fase ajustável  
);  
  
// Registos internos  
reg [7:0] phase_shift; // Controlo de fase (0-255 -> 0°-360°)  
reg [31:0] measured_period; // Período medido  
reg [31:0] period_counter; // Contador interno  
reg measurement_valid; // Indica se a medição é válida  
  
// Sinal de deteção de borda  
reg [2:0] sync_chain;  
wire rising_edge;  
always @(posedge clk or negedge reset) begin  
    if (!reset) begin  
        sync_chain <= 3'b0;  
    end else begin  
        sync_chain <= {sync_chain[1:0], signal_in};  
    end  
end  
end
```

```

assign rising_edge = (sync_chain[2:1] == 2'b01); // Detecta transição 0 -> 1
// Medição do periodo
always @(posedge clk or negedge reset) begin
    if (!reset) begin
        period_counter <= 0;
        measured_period <= 0;
        measurement_valid <= 0;
    end else begin
        if (rising_edge) begin
            measured_period <= period_counter;
            period_counter <= 0;
            measurement_valid <= 1;
        end else begin
            period_counter <= period_counter + 1;
        end
    end
end

// Geração do sinal sincronizado
reg [31:0] sync_counter;
always @(posedge clk or negedge reset) begin
    if (!reset) begin
        sync_counter <= 0;
        signal_sync <= 0;
    end else if (measurement_valid) begin
        if (rising_edge) begin
            sync_counter <= 1;
            signal_sync <= 1;
        end else begin
            if (sync_counter >= (measured_period >> 1)) begin
                signal_sync <= 0;
            end
            if (sync_counter >= measured_period - 1) begin
                sync_counter <= 0;
            end else begin
                sync_counter <= sync_counter + 1;
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    end
end
// Geração do sinal com fase ajustável
reg [31:0] phase_counter;
reg [31:0] phase_offset;
always @(posedge clk or negedge reset) begin
    if (!reset) begin
        phase_counter <= 0;
        signal_phase <= 0;
        phase_offset <= 0;
    end else if (measurement_valid) begin
        phase_offset <= (measured_period * phase_shift) >> 8;
        if (rising_edge) begin
            phase_counter <= phase_offset;
        end else begin
            if (phase_counter >= measured_period - 1) begin
                phase_counter <= 0;
            end else begin
                phase_counter <= phase_counter + 1;
            end
        end
    end
    signal_phase <= (phase_counter < (measured_period >> 1)) ? 1'b1 : 1'b0;
end
end
// Interface com o barramento
always @(posedge clk or negedge reset) begin
    if (!reset) begin
        SLAVE_data_o <= 1'b0;
        SLAVE_ready <= 1'b0;
    end else begin
        SLAVE_ready <= 1'b0; // Por padrão, não está pronto

        if (SLAVE_sel && mem_valid) begin
            case (mem_addr[3:0])
                4'ho: SLAVE_data_o <= measured_period;
            endcase
        end
    end
end

```

```

    4'h4: SLAVE_data_o <= {24'b0, phase_shift};
    4'h8: SLAVE_data_o <= {31'b0, measurement_valid};
    default: SLAVE_data_o <= 32'b0;
  endcase
end
else
/*if (SLAVE_sel && mem_valid && mem_wstrb)*/ begin // Escrita da fase
  case (mem_addr[3:0])
    4'h4: phase_shift <= mem_wdata[7:0]; // Atualiza fase
    default;;
  endcase
  SLAVE_ready <= 1'b1; // Indica que os dados estão prontos
end
end
end
endmodule

```

A.2 Código introduzido no *Teensy 4.0*

```

#include <eFlexPwm.h>
using namespace eFlex;
int k = 0;
volatile bool syncDone = false; // Flag to sync only once

//..... Calcula a frequencia do sinal .....
const int onda_in = 12;
volatile unsigned long int conta = 0;
const unsigned long tempo_medicao = 1000.0; // para 1 segundo 1s = 1000ms;
unsigned long inicio = 0;
//.....
uint32_t freqIN = 85000;
uint8_t graus = 0;
uint8_t phaseDegree = 0;

SubModule Sm40(22); //Sincroniza com entrada
SubModule Sm41(23); //Complementar da 22

```

```

SubModule Sm42(2,3); //Segundo par de ondas, aplico PhaseShift
Timer &Tm4 = Sm40.timer();

void setupONDA_PRIN(){
  Config configUM;

  configUM.setReloadLogic(kPWM_ReloadPwmFullCycle);          // A cada novo ciclo (PWM)
os registos serão atualizados

  configUM.setPwmFreqHz(freqIN);                             // Freq definida para todos

  configUM.setMode(kPWM_EdgeAligned );                       // Digo que não quero a onda
centrada

  Sm40.configure(configUM);                                  // Onda Principal (sincronizada com a de
entrada definida)

  configUM.setClockSource(kPWM_SubmoduleoClock);            // Clock da Complementar
tem como ponto de partida o da Principal

  configUM.setInitializationControl(kPWM_Initialize_MasterSync); // Contador da
Complementar é reiniciado quando o da Principal é

  configUM.setReloadSelect(kPWM_MasterReload);              // Definições do PWM (phase,
duty, etc) é carregado quando o da Principal é

  Sm41.configure(configUM);                                  // Onda Secundária Complementar
}

void setupONDA_SEC(){
  Config configDOIS;

  configDOIS.setReloadLogic(kPWM_ReloadPwmFullCycle);        // A cada novo ciclo (PWM)
os registos serão atualizados

  configDOIS.setPwmFreqHz(freqIN);                           // Freq definida para todos

  configDOIS.setMode(kPWM_EdgeAligned);                       // Digo que não quero a onda
centrada

  configDOIS.setPairOperation(kPWM_ComplementaryPwmA);       // Par com ondas
complementares onde ChanA (pin2) é o principal

  configDOIS.setClockSource(kPWM_SubmoduleoClock);           // Clock da Complementar
tem como ponto de partida o da Principal

  configDOIS.setInitializationControl(kPWM_Initialize_MasterSync); // Contador da
Complementar é reiniciado quando o da Principal é

  configDOIS.setReloadSelect(kPWM_MasterReload);             // Definições do PWM (phase,
duty, etc) é carregado quando o da Principal é

  Sm42.configure(configDOIS);
}

```

```

// .... Função de cálculo da frequência da onda de entrada ....
void freq_in(){
  conta = 0;
  //while ((micros() - inicio) < tempo_medicao){
  // }
  freqIN = conta*1000;
}
//.....
// ----- Setup -----
void setup() {
  Serial.begin(115200);
  pinMode(onda_in, INPUT);
  attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(onda_in), contapulsos, FALLING);

  setupONDA_PRIN();
  setupONDA_SEC();
  Tm4.begin();

  // Define pin 22 as Principal, pin 23 as Complementary
  Sm40.setupPwmPhaseShift(ChanA, 0);
  Sm41.setupPwmPhaseShift(ChanA, 50); // 50% = 180°
  Tm4.setPwmLdok(true, true);

  delay(1000);
}
// ----- Loop -----
void loop() {
  Serial.print("Measured Frequency: ");
  Serial.println(freqIN);

  // Adjust phase dynamically
  graus = 0; // Desired phase shift in degrees
  phaseDegree = (100 * graus) / 360; // Convert to percentage

  Sm40.setPwmFrequency(freqIN);

```

```

Sm40.setupPwmPhaseShift(ChanA, (100 * 162) / 360); // Principal signal
Sm42.setupPwmPhaseShift(ChanA, phaseDegree); // Secondary with phase shift
Sm40.setPwmLdok(true);
Sm42.setPwmLdok(true);
Tm4.setPwmLdok(true, true);

delay(500); // Small delay to prevent too frequent updates
}

void contapulsos() {
  conta++;
  k++;
  if(k >= 10){
    k=0;
    // Synchronize PWM with input signal
    Tm4.begin(true, true);

    Tm4.setPwmLdok(true, true);
  }
}

```

A.3 Código introduzido no *ESP32-S3-WROOM-1*

```

#include "driver/mcpwm.h"
#include <Arduino.h>

#define ONDA1 14
#define ONDA2 13
#define ONDA3 12
#define ONDA4 11
#define ONDAIN 8 // 7 -> Ctrl Tensão; 8 -> Ctrl Corrente

volatile unsigned int phase = 500; // 0 - 999

void setup(){
  Serial.begin(115200);

```

```

    PWM_Setup();
    delay(1000);
}

void loop() {

void PWM_Setup(){
    // Configuração dos pinos, neste caso definir os output apenas
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWMoA, ONDA1);
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWMoB, ONDA2);
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM1A, ONDA3);
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM1B, ONDA4);
    mcpwm_gpio_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_SYNC_0, ONDAIN);
    //-----
    // Configurar outras definições
    mcpwm_config_t outras_config = {
        .frequency = 85000,
        .cmpr_a = 50.0,
        .cmpr_b = 50.0,
        .duty_mode = MCPWM_DUTY_MODE_0,
        .counter_mode = MCPWM_UP_COUNTER
    };
    // Início dos PWM's com definições
    mcpwm_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, &outras_config);
    mcpwm_init(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_1, &outras_config);
    //-----
    // Redefinir resolução do Grupo e dos Timers
    mcpwm_group_set_resolution(MCPWM_UNIT_0, 160000000);
    mcpwm_timer_set_resolution(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, 160000000);
    mcpwm_timer_set_resolution(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_1, 160000000);
    mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, 850000);
    mcpwm_set_frequency(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_1, 850000);
    mcpwm_set_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_GEN_A, 50.0);
    mcpwm_set_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_0, MCPWM_GEN_B, 50.0);
    mcpwm_set_duty(MCPWM_UNIT_0, MCPWM_TIMER_1, MCPWM_GEN_A, 50.0);

```

```

mcpwm_set_duty(MCPWM_UNIT_o,MCPWM_TIMER_1, MCPWM_GEN_B, 50.0);
//-----
// Definir a sincronização do Timero e Timer1 pela Onda de Entrada
mcpwm_sync_config_t OndaIn_Timero_config = {
    .sync_sig = MCPWM_SELECT_GPIO_SYNCo,
    .timer_val = 0,
    .count_direction = MCPWM_TIMER_DIRECTION_UP
};
mcpwm_sync_configure(MCPWM_UNIT_o, MCPWM_TIMER_o, &OndaIn_Timero_config); //
Timero

mcpwm_sync_config_t OndaIn_Timer1_config = {
    .sync_sig = MCPWM_SELECT_GPIO_SYNCo,
    .timer_val = phase,
    .count_direction = MCPWM_TIMER_DIRECTION_UP
};
mcpwm_sync_configure(MCPWM_UNIT_o, MCPWM_TIMER_1, &OndaIn_Timer1_config); //
Timer1

mcpwm_set_timer_sync_output(MCPWM_UNIT_o,MCPWM_TIMER_1,MCPWM_SWSYNC_S
OURCE_SYNCIN);

mcpwm_timer_trigger_soft_sync(MCPWM_UNIT_o, MCPWM_TIMER_o);
mcpwm_timer_trigger_soft_sync(MCPWM_UNIT_o, MCPWM_TIMER_1);
//-----
// DeadTime

mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_o,MCPWM_TIMER_o,MCPWM_ACTIVE_HIGH_C
OMPLIMENT_MODE, o, o);

mcpwm_deadtime_enable(MCPWM_UNIT_o,MCPWM_TIMER_1,MCPWM_ACTIVE_HIGH_C
OMPLIMENT_MODE, o, o);
//-----
// Configura os sinais para serem complementares (180° defasados)
mcpwm_set_duty_type(MCPWM_UNIT_o,MCPWM_TIMER_o,MCPWM_GEN_A,
MCPWM_DUTY_MODE_o);

mcpwm_set_duty_type(MCPWM_UNIT_o,MCPWM_TIMER_o,MCPWM_GEN_B,
MCPWM_DUTY_MODE_1);

mcpwm_set_duty_type(MCPWM_UNIT_o,MCPWM_TIMER_1,MCPWM_GEN_A,
MCPWM_DUTY_MODE_o);

mcpwm_set_duty_type(MCPWM_UNIT_o,MCPWM_TIMER_1,MCPWM_GEN_B,
MCPWM_DUTY_MODE_1);
//-----
}

```