

SISTEMA DE CONTROLO DO MOVIMENTO DE UMA CLARABOIA

André Moreira de Oliveira



Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

2021

Este relatório satisfaz, parcialmente, os requisitos que constam da Ficha de Unidade Curricular de Projeto/Estágio, do 3º ano, da Licenciatura em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Candidato: André Moreira de Oliveira, Nº 1181045, 1181045@isep.ipp.pt

Orientação científica: Nuno Alexandre Neto Dias, nnd@isep.ipp.pt

Empresa: NSS - New Sign Solutions, Lda

Orientador: José Carlos Ribeiro, jcribeiro@nss.com.pt



Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

28 de junho de 2021

Esta página foi propositalmente deixada em branco

Agradecimentos

O presente projeto ilustra o culminar de um caminho realizado nos últimos anos, que contou com a contribuição, incentivo e dedicação de vários intervenientes que seguramente, no espaço limitado desta secção de agradecimentos, não me permitirá fazê-lo devidamente. Desta forma, não menosprezando algum contributo, deixo algumas palavras, com profundo sentimento de reconhecido agradecimento.

Ao orientador do projeto, Professor Nuno Dias, sempre presente na evolução deste trabalho, contribuindo com ideias pertinentes e mantendo uma postura exemplar como professor e orientador.

Ao Ex-diretor de curso, Professor Francisco Pereira, que me orientou no meu percurso académico mostrando-se sempre disponível para o esclarecimento de qualquer dúvida.

A todos os docentes que transmitiram os vários conhecimentos e nas diversas etapas me acompanharam para a realização de um trabalho completo. Assim, agradeço o esforço da Professora Isabel Pinto, pela força transmitida em cada aula lecionada fazendo-me acreditar no meu trabalho. Gostaria de realçar a contribuição do Professor Avelino Marques pela passagem dos seus conhecimentos do ramo de Engenharia. Agradecer ao Professor Lino Figueiredo, ao Professor Pedro Melo, ao Professor Tenreiro Machado e à Professora Paula Viana, pela atenção, tempo disponibilizado e ensinamentos que contribuíram vigorosamente na minha progressão académica

A todos os meus colegas de curso, que de forma solidária contribuíram para o sucesso mútuo.

A todos os meus colegas da empresa em questão, em particular ao Pedro Correia pelo tempo dedicado fornecendo sempre a sua opinião na avaliação das diversas dificuldades que me foram surgindo e ao meu orientador da empresa, José Ribeiro, pela partilhada de experiência.

À minha família, nomeadamente à minha Mãe, ao meu Pai e minha Irmã pela criação de todas as possibilidades que me permitiram concretizar este curso e se viram frequentemente privados da minha atenção.

À minha namorada, que esteve sempre presente, apoiando-me incansavelmente e incondicionalmente mesmo nos momentos de maiores sacrifícios, fazendo-me acreditar em mim. Por me ensinar o significado da amizade e companheirismo, um muito obrigado.

“Everything Should Be Made as Simple as Possible, But Not Simpler.”

Albert Einstein, 1879-1955

Esta página foi propositadamente deixada em branco

Resumo

O projeto apresentado neste documento consiste num sistema embebido para controlo de abertura e fecho de uma claraboia incorporada no tejadilho dos autocarros. A solução desenvolvida procurou a adaptabilidade a diferentes veículos, pelo que permitirá o controlo por parte do utilizador, sem maiores dificuldades, seguindo assim o conceito de *Smart City*.

O sistema visa a robustez sendo implícito a implementação das boas práticas *Electromagnetic compatibility* (EMC) e cumpridor da norma UNECE R10 no momento de dimensionamento do *hardware* associado. Os testes ao sistema desenvolvido foram feitos num laboratório isolado, com alimentação de uma bateria externa, com recurso a um analisador de espetro e sondas EMC.

O movimento rotativo do motor passo a passo NEMA 23 encontra-se acoplado com uma engrenagem módulo 1,5 capaz de elevar a estrutura por 7 cm. Este movimento é visível nos dois extremos da claraboia com auxílio de dois motores, sendo esta estrutura rígida.

O dispositivo de controlo principal é constituído por um microcontrolador *Advanced RISC Machine* (ARM) Cortex M4 de 32 bits, o STM32F401RET6 baseado numa arquitetura *Reduced Instruction Set Computer* (RISC), responsável por controlar os dois *drivers* junto dos referidos motores. Estes *drivers* incorporam um dispositivo de comando das fases, o powerSTEP01, com controlo programável através de *Serial Peripheral Interface* (SPI).

A comunicação entre o dispositivo principal e os *drivers* é feita através do protocolo de comunicação SPI segundo uma topologia em *daisy chain* atuando este primeiro como mestre e os restantes como escravos. Adicionalmente foi alvo de estudo a necessidade de implementação de uma comunicação RS-485 entre os dois escravos fruto de um sistema funcional num ambiente sujeito a ruído eletromagnético.

Palavras-Chave

Motor passo a passo, lógica de controlo, *drivers* para total controlo de MPPs, powerSTEP01, microcontroladores ARM 32 bits, topologia *daisy chain*, EMC, UNECE R10, PCB.

Abstract

The project presented in this document consists of an embedded system for controlling the opening and closing of a sunroof built into the roof of buses. The developed solution sought adaptability to different vehicles, allowing for control by the user, without major difficulties, following the concept of Smart City.

The system aims for robustness, being implicit the implementation of good EMC practices and compliance with the UNECE R10 standard when dimensioning the associated hardware. Tests of the developed system were carried out in an isolated laboratory, powered by an external battery, using a Spectrum Analyzer and EMC probes.

The rotary movement of the NEMA 23 stepper motor is coupled with a 1.5 module gear capable of raising the structure by 7 cm. This movement is visible at both ends of the sunroof with the aid of two motors, this structure being rigid.

The main control device is constituted by a 32-bit ARM (Advanced RISC Machine) Cortex M4 microcontroller, the STM32F401RET6 based on a RISC (Reduced Instruction Set Computer) architecture, responsible for controlling the two drivers together with the referred motors. These drivers incorporate a powerful device for controlling the phases of each motor, the powerSTEP01, with programmable control through SPI (Serial Peripheral Interface).

Communication between the main device and the drivers is done through the SPI communication protocol according to a daisy chain topology. The first one acts as master and the rest as slaves. Additionally, the need to implement RS-485 communication between the two slaves, resulting from a functional system in an environment subject to electromagnetic noise, was also studied.

Keywords

Stepper motor, control logic, drivers for full control of MPPs, powerSTEP01, 32-bit ARM microcontrollers, daisy chain topology, EMC, UNECE R10, PCB.

Índice

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	IV
ABSTRACT	V
ÍNDICE	VI
ÍNDICE DE FIGURAS	VIII
ÍNDICE DE TABELAS	XI
ACRÓNIMOS	XII
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2. OBJETIVOS	2
1.3. CALENDARIZAÇÃO	3
1.4. ORGANIZAÇÃO DO RELATÓRIO	5
2. ESTADO ATUAL DO MERCADO DE CLARABOIAS PARA AUTOCARROS	6
2.1. EXEMPLO SOLUÇÕES COMERCIAIS	6
2.1.1. NEKTEK OY	6
2.1.2. VALEO	7
2.2. ESTUDO MECÂNICO DA IMPLEMENTAÇÃO DA VALEO	9
3. CONCEITOS FUNDAMENTAIS	11
3.1. BASES DE ELETROMAGNETISMO	11
3.2. MOTORES	16
3.2.1. MOTORES CC COM ESCOVAS	17
3.2.2. MOTORES CC SEM ESCOVAS	24
3.2.3. SERVO MOTORES	26
3.2.4. MOTORES PASSO A PASSO	27
3.3. COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC)	38
3.3.1. INTRODUÇÃO À EMC	39
3.3.2. CABLAGEM E BLINDAGEM	43
3.3.3. SISTEMA EQUILIBRADO	48
3.3.4. COMPONENTES PASSIVOS	49
3.3.5. FONTES DE RUÍDO INTRÍNSECAS	52
3.3.6. <i>DIGITAL CIRCUIT GROUNDING</i>	54
3.3.7. DISTRIBUIÇÃO DA ALIMENTAÇÃO DE UM CIRCUITO DIGITAL	55
3.3.8. RADIAÇÃO DE UM CIRCUITO DIGITAL	60
3.3.9. REGULAMENTO ECE R10	62
4. ARQUITETURA DO PROJETO	65
4.1. SELEÇÃO DO MOTOR	66
4.2. DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES	72
4.3. CIRCUITO DE <i>DRIVER</i>	75
4.3.1. SOLUÇÕES PRESENTES NO MERCADO	75
4.3.2. PRINCÍPIOS DO POWERSTEP01	77

4.3.3.	CONTROLO EM MODO DE TENSÃO DO POWERSTEP01	81
4.3.4.	CONTROLO EM MODO DE CORRENTE DO POWERSTEP01	83
4.3.5.	INTERFACE SÉRIE DE COMUNICAÇÃO.....	84
4.4.	LÓGICA DE CONTROLO.....	85
4.5.	COMUNICAÇÃO RS-485.....	86
5.	SOFTWARE.....	89
5.1.	STM32CUBEIDE.....	89
5.2.	DISPOSIÇÃO DO SOFTWARE	91
5.3.	COMUNICAÇÃO SPI.....	92
5.3.1.	CONFIGURAÇÕES.....	93
5.3.2.	IMPLEMENTAÇÃO DOS PRINCIPAIS COMANDOS	94
5.4.	CONFIGURAÇÃO DOS PARÂMETROS DE CONTROLO DOS MPPS	96
5.5.	CONTROLO DO MOVIMENTO DOS MPPS	99
5.6.	VERIFICAÇÃO DOS SINAIS DA COMUNICAÇÃO SPI	100
6.	HARDWARE.....	103
6.1.	PRINCIPAIS CONSTITUINTES.....	104
6.1.1.	DRIVER DOS MOTORES	104
6.1.2.	MICROCONTROLADOR.....	104
6.1.3.	MÓDULOS DE COMUNICAÇÃO RS-485	106
6.1.4.	CONDICIONAMENTO DO SINAL DOS GPIO DO MICROCONTROLADOR	109
6.1.5.	FILTRAGEM E CONVERSÃO DE TENSÃO.....	112
6.2.	ESQUEMA ELÉTRICO	115
6.2.1.	CIRCUITO DO MCU STM32F401RET6	115
6.2.2.	CIRCUITO DO Driver POWERSTEP01	117
6.2.3.	CIRCUITO DOS MÓDULOS RS-485	118
6.3.	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	119
6.3.1.	LIGAÇÕES PRIORITÁRIAS E POSICIONAMENTO DOS COMPONENTES	120
6.3.2.	DIMENSIONAMENTO DA LARGURA DOS TRACES E CUIDADOS TÉRMICOS	122
7.	ANÁLISE DE DESEMPENHO DO SISTEMA	125
7.1.	SISTEMA DESENVOLVIDO	125
7.2.	DESEMPENHO DO SISTEMA	127
7.2.1.	TEMPO DE SUBIDA	127
7.2.2.	LIMITES DE CARGA	128
7.2.3.	LIMITES DE TENSÃO.....	129
7.2.4.	MEDIÇÃO EMI	129
8.	CONCLUSÕES	131
REFERÊNCIAS DOCUMENTAIS.....		133
ANEXOS		136

Índice de Figuras

Figura 1	Claraboia elétrica Modus Clear da Valeo	2
Figura 2	Modelo claraboia Nektek Oy	7
Figura 3	Sistema de controlo dos motores Valeo [5]	8
Figura 4	Sistema mecânico claraboia elétrica Valeo	9
Figura 5	Diagrama funcional de um motor.....	12
Figura 6	Campo magnético produzido por íman [10]	13
Figura 7	Direção da força magnética [9]	14
Figura 8	Princípio de funcionamento de motor elétrico [14]	16
Figura 9	Constituição de uma máquina CC [15]	18
Figura 10	Esquema de montagem motor CC série [15]	20
Figura 11	Característica eletromecânica do binário (a), eletromecânica da velocidade (b) e mecânica (c) do motor série [15]	20
Figura 12	Esquema de montagem motor CC excitação <i>shunt</i>	22
Figura 13	Característica eletromecânica do binário (a), eletromecânica da velocidade (b) e mecânica (c) do motor com excitação <i>shunt</i> [15]	22
Figura 14	Esquema de montagem motor CC com excitação composta de longa derivação (a) e curta derivação (b).....	23
Figura 15	Motor CC sem escovas com rotor dentro do estator [20]	25
Figura 16	Motor CC sem escovas com rotor fora do estator [20]	25
Figura 17	Constituição de servo motor [21]	27
Figura 18	Constituição de motor passo a passo híbrido [25].....	28
Figura 19	Enrolamentos de motores bipolar e unipolar [27].....	31
Figura 20	Característica $T(\omega)$ do binário do motor <i>versus</i> velocidade [28]	33
Figura 21	Sistema de controlo de MPPs em malha aberta	34
Figura 22	Círculo equivalente de um enrolamento de um MPP.....	36
Figura 23	Diagrama blocos da circulação de ruído [31].....	41
Figura 24	Circulação de correntes em modo comum (a) e diferencial (b) [33]	42
Figura 25	Acoplamento capacitivo entre condutores [31].....	44
Figura 26	Acoplamento indutivo entre condutores [31].....	45
Figura 27	Círculo equivalente de um condensador [31].....	49
Figura 28	Círculo equivalente de uma bobine [31]	51
Figura 29	Círculo equivalente de uma resistência [31]	52
Figura 30	PCB com capacidade incorporada [31]	58
Figura 31	Esquema típico filtro de alimentação [31]	60
Figura 32	Arquitetura geral do sistema em <i>daisy chain</i>	66

Figura 33	Curva binário em função da velocidade de rotação do MPP.....	67
Figura 34	Resposta natural a um degrau de 4,2 V	71
Figura 35	Transístor bipolar de junção (a) e MOSFET (b).....	72
Figura 36	Controlador powerSTEP01 [41].....	77
Figura 37	Topologia de rede RS-485 típica [45]	87
Figura 38	Disposição em camadas do ambiente de desenvolvimento STM32CubeIDE [46]	90
Figura 39	Disposição em camadas do <i>software</i> de expansão X-CUBE-SPN3 [46]	92
Figura 40	Sinal de <i>clock</i> da comunicação SPI	94
Figura 41	Comando SetParam	95
Figura 42	Comando SetParam	95
Figura 43	Função Powerstep01_Board_SpiWriteBytes	96
Figura 44	Fluxograma do programa do controlo dos MPPs	99
Figura 45	Fluxograma da interrupção do aumento de binário	99
Figura 46	Comando MOVE, a amarelo o sinal <i>clock</i> e a azul o sinal MOSI	100
Figura 47	Comando GetStatus, a amarelo o sinal <i>clock</i> e a azul o sinal MOSI.....	101
Figura 48	Comando GetStatus, a amarelo o sinal <i>clock</i> e a azul o sinal MISO.....	101
Figura 49	Microcontrolador STM32F401RET6 [48]	105
Figura 50	STM32 ST-LINK Utility – Conexão ao STM32F401RET6	106
Figura 51	Esquema de ligação do <i>transceiver</i> RS-485	109
Figura 52	- Esquema de condicionamento de sinal das entradas digitais	112
Figura 53	Resposta do circuito de proteção contra polaridade inversa.....	113
Figura 54	Esquema do circuito de alimentação	114
Figura 55	<i>Length Tuning</i> de uma saída diferencial do <i>driver</i> RS-485 U9	121
Figura 56	<i>Polygon</i> do plano de 3,3 V na camada inferior	123
Figura 57	Estrutura em madeira para testes físicos ao sistema.....	126
Figura 58	Circuito de <i>feedback</i> do estado do sistema montado em <i>breadboard</i>	127
Figura 59	Tempo de deslocamento vertical (7 cm) da estrutura.....	128
Figura 60	Leitura das emissões EMI do sistema de controlo do MPP	130
Figura 61	Tensão no enrolamento a 30 rpm	140
Figura 62	Tensão no enrolamento a 75 rpm	140
Figura 63	Tensão no enrolamento a 100 rpm	140
Figura 64	Tensão no enrolamento a 200 rpm	140
Figura 65	Tensão no enrolamento a 300 rpm	140
Figura 66	Diagrama de blocos do powerSTEP01	141
Figura 67	Tempo no estado alto do sinal <i>clock</i> SPI.....	142
Figura 68	Tempo de uma transição do sinal <i>clock</i> SPI	142

Figura 69	Sinal de <i>clock</i> com tempo de subida e descida inferior.....	142
Figura 70	Comando MOVE proveniente do MOSI.....	143
Figura 71	Comando MOVE proveniente do MOSI.....	143
Figura 72	Comando GetStatus do MOSI.....	143
Figura 73	Comando GetStatus do MISO.....	143
Figura 74	Resposta do circuito de proteção contra polaridade inversa de -30 a +30 V	144
Figura 75	Círcuito de condicionamento de sinal proveniente dos interruptores externos...	145
Figura 76	Esquema de filtragem e conversão da tensão de entrada para alimentação do círcuito	146
Figura 77	Esquema dos diversos circuitos que permitem a implementação do protocolo RS-485	147
Figura 78	Esquema das ligações ao MCU STM32F401RET6.....	148
Figura 79	Esquema das ligações ao <i>driver</i> powerSTEP01	149
Figura 80	Camada superior da PCB para controlo do movimento da claraboia	155
Figura 81	Renderização 3D da PCB para controlo do movimento da claraboia	156

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Calendarização do projeto	4
Tabela 2 – Registo de valores para calculo de KE.....	70
Tabela 3 – Valores dos registos dos parâmetros de controlo em modo de tensão.....	97
Tabela 4 – Valores dos registos para controlo do <i>slew rate</i>	98
Tabela 5 – Regulador Linear <i>vs</i> <i>Switching Regulator</i>	114
Tabela 6 – Identificação da função de cada LED do circuito presente na Figura 58	127
Tabela 7 – Limites de carga do sistema.....	128
Tabela 8 – Limites de tensão do sistema	129
Tabela 9 – Possível orçamento dos componentes que constituem a placa principal.....	150
Tabela 10 – Possível orçamento dos componentes que constituem a placa secundária...	152
Tabela 11 – Possível orçamento da solução desenvolvida	154

Acrónimos

ALSE	– Absorber Lined Shielded Enclosure
API	– Application Programming Interface
ARM	– Advanced RISC Machine
BEMF	– Back Electromotive Force
BSP	– Board Support Package
CAD	– Computer-Assisted Design
CC	– Corrente Contínua
CISC	– Complex Instruction Set Computer
CISPR	– Comité Internacional Especial sobre Interferências Radioelétricas
CK	– Serial Clock
CMOS	– Complementary Metal - Oxide Semiconductor
CMSIS	– Cortex Microcontroller Software Interface Standard
CS	– Chip Select
DHC	– Digital Hatch Control
DU	– Digital Driver Unit
EFT	– Electrical Fast Transients
EMC	– Electromagnetic Compatibility
ESD	– Electrostatic Discharge
ESL	– Equivalent Serie Inductance
ESR	– Equivalent Serie Resistance
FCEM	– Força Contra Eletromotriz
FEM	– Força Eletromotriz
GCC	– GNU Compiler Collection
GDB	– GNU Project Debugger
GUI	– Graphical User Interface
HAL	– Hardware Abstraction Layer
IDE	– Integrated Development Environment
IEC	– International Electrotechnical Commission
IGBT	– Insulated Gate Bipolar Transistor
ISA	– Instruction Set Architecture
JTAG	– Joint Test Action Group - Debug Port

LISN	– Line Impedance Stabilization Network
LL	– Low-Layer
MCU	– Microcontroller Unit
MISO	– Master Input Slave Output
MOSFET	– Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MOSI	– Master Output Slave Input
MPP	– Motor Passo a Passo
MPU	– Microprocessor Unit
MSB	– Most Significant Bit
NEMA	– National Electrical Manufacturers 'Association
PCB	– Printed Circuit Board
PPTC	– Polymeric Positive Temperature Coefficient
RBW	– Resolution Bandwidth
RF	– Radiofrequency
RISC	– Reduced Instruction Set Computer
RPM	– Rotações Por Minuto
SCE	– Subconjuntos Elétricos/Eletrónicos
SDI	– Serial Data Input
SDO	– Serial Data Output
SOA	– Small-Outline Package
SPI	– Serial Peripheral Interface
SRAE	– Sistema Recarregável de Armazenamento de Energia
SWD	– Serial Wire Debug
SW-DP	– Serial Wire - Debug Port
TTL	– Transistor - Transistor Logic
TVS	– Transient Voltage Suppressor
UNECE	– United Nations Economic Commission for Europe
VBW	– Video Bandwidth

Esta página foi propositadamente deixada em branco

1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo é efetuada a contextualização do projeto sendo identificados os principais objetivos previamente estipulados. Adicionalmente é evidenciado as diversas funcionalidades nativas do sistema relativamente à arquitetura geral de *software*, *hardware* e comunicações entre ambas.

Segue-se uma representação em diagrama de Gantt ilustrativa das diversas etapas percorridas, organizadas cronologicamente.

Por fim, como último tópico é apresentada a organização deste relatório, de forma sucinta, capaz de introduzir uma visão ampla do mesmo.

1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO

Nos tempos que correm o sistema de climatização em autocarros ganham maior importância. Os mesmos devem garantir uma elevada taxa de renovação de ar no seu interior. Sistemas de controlo de aquecimento, ar condicionado e purificação do mesmo, deteção de possíveis fugas de gases prejudiciais à saúde do passageiro ou mesmo a possibilidade de rápida fuga do interior do veículo na ocorrência de incêndios são exemplos de pontos fulcrais a ter em vista na implementação destes sistemas de segurança.

O mercado de claraboias europeu, para os diversos tipos de autocarros, encontra-se bastante evoluído na medida em que os materiais dos projetos que o constitui apresentam elevada qualidade e um design cada vez mais ergonómico.

Aspectos relacionados com fuga de emergência devem ser sempre implementados segundo a UNECE R.107 [1]. Adicionalmente o material em questão instalado neste tipo de veículos devem minimizar o risco de progressão e desenvolvimento das chama segundo UNECE R.118 [2].

No enquadramento do conceito de *Smart City* e de forma a melhorar a acessibilidade e promover a automação do movimento, a adoção de claraboias elétricas começa a ganhar mercado.

O projeto em questão, presente na Figura 1, pretende contribuir para a criação de uma alternativa viável e adaptável aos diferentes veículos com a possibilidade de progressão na sua automatização.



Figura 1 Claraboia elétrica Modus Clear da Valeo

1.2. OBJETIVOS

A conceção de uma claraboia elétrica visa a adaptabilidade nos veículos destino permitindo uma fácil substituição aos modelos ainda presentes, ou seja, controlo de abertura e fecho manual. A sua aplicação não deve causar maior perturbações para o projetista do veículo, pelo que as medidas dos anteriores modelos fornecidos devem ser respeitadas. Adicionalmente, um mecanismo de bloqueio da estrutura em posições extremas deve ser adotado com possibilidade de desbloqueio caso seja necessária uma abertura de emergência. Assim, os principais objetivos para o sistema desenvolvido neste projeto são:

- Construção de um sistema fiável e adaptável a estruturas de veículos tradicionais;
- Suportar um mecanismo de bloqueio da claraboia na parte inferior e superior (totalmente fechada e totalmente aberta respetivamente);
- Melhorar a estrutura em contacto com o ar, permitindo uma otimização aerodinâmica quer a partir do peso e altura, quer a partir do seu *design* curvo;
- Permitir o controlo à distância através de comunicações cabladas ou “sem fio”;

- Possibilitar a instalação por responsáveis sem conhecimentos avançados nas áreas de informática e/ou eletrónica;

Considerando os objetivos delineados para o projeto, deve ser implementado, pelo menos, as seguintes funcionalidades:

- Pesquisa sobre soluções comerciais já existentes;
- Estudo e implementação de um tipo de motor capaz de erguer a estrutura controladamente e de forma segura;
- Estudo e implementação de um controlador e *driver* com funcionalidades configuráveis, que permitam atualização do controlo e consumo energético favorável;
- Estudo e projeção de um sistema capaz de cumprir a norma UNECE R10, adaptabilidades térmicas e mecânicas;
- Implementação de um modelo cliente-servidor capaz de reportar eventuais falhas do mesmo em tempo real;

1.3. CALENDARIZAÇÃO

O projeto em questão foi desenvolvido durante 17 semanas, com todo o planeamento ilustrado na Tabela 1. Inicialmente foi necessário avaliar as tecnologias presentes no mercado, reunir pontos fortes e elementos a melhorar nas mesmas. A sua estrutura física serviu de base no desenho da forma de acoplamento entre os vários intervenientes. Segue-se um estudo dos motores existentes capazes de realizar as tarefas previamente estipuladas na análise de requisitos. Com a seleção do motor foi possível iniciar a próxima etapa e procurar um controlador e um circuito *driver* que operasse sincronamente com o motor selecionado.

Foi então possível realizar testes físicos ao motor e obter alguns parâmetros relevantes para de seguida configurar devidamente alguns registos do *driver* do Motor Passo a Passo (MPP). Segue-se o desenvolvimento da arquitetura base do sistema e desenvolvimento do *software* associado.

Seguidamente foi desenvolvido todos os esquemas elétricos necessários para a implementação deste sistema e a respetiva *Printed Circuit Board* (PCB). Por fim foram realizados e registados diversos testes ao sistema em causa validando a possível solução desenvolvida e melhorias necessárias num futuro próximo.

Tabela 1 - Calendarização do projeto

PLANEAMENTO PROJETO	Ínicio	Fim	Duração	Março				Abril				Maio				Junho			
				1 ^a	2 ^a	3 ^a	4 ^a	5 ^a	6 ^a	7 ^a	8 ^a	9 ^a	10 ^a	11 ^a	12 ^a	13 ^a	14 ^a	15 ^a	16 ^a
Análise de requisitos/funcionalidades	08/03/2021	15/03/2021	1 semana																
Estudo modelos existentes	15/03/2021	22/03/2021	1 semana																
Estudo e dimensionamento da estrutura física de acoplamento	22/03/2021	05/04/2021	2 semanas																
Estudo e seleção do motor a usar	29/03/2021	12/04/2021	2 semanas																
Estudo e seleção do controlador e driver para MPP	12/04/2021	19/04/2021	1 semana																
Estudo de protocolos de comunicação	19/04/2021	26/04/2021	1 semana																
Testes físicos ao MPP	26/04/2021	03/05/2021	1 semana																
Desenvolvimento da arquitetura base do sistema	26/04/2021	03/05/2021	1 semana																
Ajuste dos parâmetros de controlo do MPP	03/05/2021	10/05/2021	1 semana																
Estudo e desenvolvimento de <i>software</i>	03/05/2021	17/05/2021	2 semanas																
Estudo das boas práticas EMC e UNECE R10	17/05/2021	31/05/2021	2 semanas																
Estudo de <i>hardware</i>	17/05/2021	14/06/2021	4 semanas																
Desenvolvimento do esquema elétrico	17/05/2021	31/05/2021	2 semanas																
Desenvolvimento da PCB	31/05/2021	14/06/2021	2 semanas																
Testes Finais	14/06/2021	21/06/2021	1 semana																
Elaboração do relatório final	05/04/2021	30/06/2021	13 semanas																

1.4. ORGANIZAÇÃO DO RELATÓRIO

O relatório é constituído por 8 capítulos capazes de descreverem todo o desenvolvimento realizado. A organização deste segue uma lógica evolutiva do projeto final, pelo que o relatório foi sempre realizado em paralelo.

No presente capítulo é feito uma abordagem genérica ao projeto assim como realçadas as motivações que levaram ao seu desenvolvimento. Foram listadas todas as funcionalidades que o mesmo deveria de ter e através de um diagrama de Gantt ilustrado a calendarização e a duração de cada etapa.

No Capítulo 2 é feito um estudo atual das tecnologias das claraboias aplicáveis a autocarros, realçando dois sistemas com alguma influência europeia. Foi estudado o tipo de motor utilizado e como foi realizado o seu controlo assim como a interação com o utilizador.

O seguinte capítulo descreve o estudo preliminar das várias tecnologias necessárias para o desenvolvimento do projeto em questão. São apresentados conceitos fundamentais associados aos vários tipos de motores presentes no mercado e uma análise aos princípios da compatibilidade eletromagnética, finalizando com um estudo elementar ao regulamento número 10 publicado pela UNECE.

O capítulo 4 apresenta de forma simbólica a estrutura do projeto assim como as justificações para a seleção do MPP e as suas condicionantes, um estudo da implementação típica de circuitos *driver* para controlo do MPP e a motivação para a escolha dos microcontroladores que irão ocupar essa posição e a de *Microcontroller Unit* (MCU).

Os próximos dois capítulos abordam o trabalho desenvolvido ao longo do projeto, nomeadamente o capítulo 5 que incide sobre o *software*, sendo realçado aspectos relevantes associados à estruturação de *software* do programa, assim como algoritmos fulcrais, definição dos parâmetros que permitem fazer o controlo do MPP e validação dos sinais SPI. O capítulo 6 incide sobre o *hardware* onde é possível contemplar todo o estudo feito por detrás da seleção de cada componente auxiliar ao funcionamento do sistema, o esquema elétrico final e a respetiva PCB.

O capítulo 7 procura ilustrar os diversos testes finais realizados, a partir de uma estrutura protótipo, analisando a *performance* do sistema em vários cenários (*i.e.*, sobrecarga ou tensão abaixo do recomendado).

No último capítulo estabelece-se as considerações finais, são apurados os objetivos cumpridos e reunidos eventuais aspetos a serem melhorados/considerados em implementações futuras.

2. ESTADO ATUAL DO MERCADO DE CLARABOIAS PARA AUTOCARROS

O dimensionamento de um sistema de controlo de movimento de uma claraboia pressupõe um estudo preliminar das condições de aplicabilidade, quer no domínio em questão, quer das exigências a que vai ser submetida. É necessário conhecer os requisitos dos possíveis compradores e procurar seguir uma estrutura que o motive na sua aquisição. A automatização no movimento da claraboia deve ser controlada permitindo uma otimização da climatização no interior do autocarro. Adicionalmente o sistema deve ser robusto e aguentar as vibrações intrínsecas à circulação do veículo.

Este capítulo apresenta, de forma sucinta, as tecnologias adotadas nesta área assim como os sistemas mais utilizados no mercado.

2.1. EXEMPLO SOLUÇÕES COMERCIAIS

Este subcapítulo apresenta alguns sistemas já comercializados, assim como as suas principais características e abordagens adotadas.

2.1.1. NEKTEK OY

A Nektek Oy, empresa finlandesa especializada na fabricação e venda de sistemas apropriados a veículos coletivos apresenta uma claraboia elétrica adaptável a autocarros e autocarros mini [3].

Este sistema pode ser controlado remotamente através de uma unidade de controlo adicional alocada junto do motorista. Este mesmo controlador permite a abertura da claraboia independente em ambas as extremidades. Junto desta vem incorporada um sistema de saída de emergência que pode ser acionado do lado de fora ou mesmo pelo lado de dentro.

A tensão de operação de 12 V ou 24 V permite a adaptabilidade a diferentes veículos. O plástico que a constitui possui um índice de reflexão elevado garantido proteção contra radiação UV.



Figura 2 Modelo claraboia Nektek Oy

2.1.2. VALEO

A Valeo, empresa francesa notada pela sua diversificação de produtos automotivos desenvolvidos, possui um catálogo que denomina de “Next Generation Modular Hatch” [4] onde contempla um conjunto vasto de claraboias de plástico ou vidro, de diferentes dimensões, tensões de operação de 12 ou 24 V, controlo manual ou elétrico e um conjunto de certificados associados às normas da *United Nations Economic Commission for Europe* (UNECE).

Dos diversos conjuntos podemos verificar que os modelos Eleon, Modus Clear Comfort, Modus Coach Comfort, Modus Cool Comfort e BusTop Premium são os que permitem um

controlo elétrico do movimento da claraboia. Nesta subsecção será abordada o modo de funcionamento e implementação do modelo Modus Clear Comfort.

O modelo em questão apresenta um vidro na sua parte superior com um índice de transmissão de luz de 18 %, sistema de emergência segundo o regulamento UNECE R.107, sensor de deteção de chuva para fecho automático, material capaz de abrandar a propagação de chamas segunda UNECE R.118, no entanto apenas opera a 24 V.

O produto oferecido pela Valeo pode ser dividido em 3 elementos. O primeiro elemento é uma interface de controlo para o seguinte. Encontra-se junto do motorista e nomeiam de *Digital Driver Unit* (DU). Permite o controlo de até 4 claraboias através de 2 cabos, um de alimentação e outro de informação. Este módulo pode ser substituído por um sinal elétrico externo fornecido pela instalação do autocarro caso assim seja necessário. Possui iluminação no equipamento que informa se todas as funções foram realizadas com sucesso. Adicionalmente é incorporado com uma função de memória responsável por fixar a posição das diversas claraboias conectadas no sistema.

O segundo elemento, denominado de *Digital Hatch Control* (DHC) deve acompanhar o número de claraboias presentes no veículo, sendo responsável pelo processamento do sinal digital emitido pela PU e atuar devidamente os interruptores. Destacado pelo reduzido consumo e por interpretação de várias variáveis como o correto funcionamento do motor em função da temperatura do ambiente e deteção se a chave de ignição foi desligada de forma a fechar a estrutura. Os 2 cabos referidos mantêm a comunicação entre estes dois elementos independentemente do número de claraboias incluídas no sistema uma vez que o DHC é capaz de identificar o dispositivo em questão. O esquema encontra-se ilustrado na Figura 3.

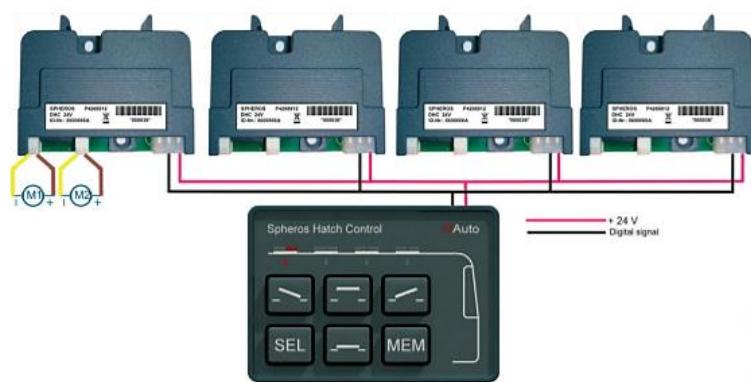


Figura 3 Sistema de controlo dos motores Valeo [5]

O último elemento, responsável pelo movimento mecânico de todo o sistema é composto por um motor corrente contínua (CC) de 24 V com escovas capaz de realizar 75 ± 25 rotações por minuto (rpm), uma caixa redutora responsável pela redução da elevada velocidade intrínseca deste motor e aumento do binário. Adicionalmente é visível um conjunto de rodas dentadas modelo 1,5, sendo três delas compostas por 12 dentes e, portanto, um diâmetro de referência de aproximadamente 20 mm e a restante composta por 25 dentes de diâmetro de referência de aproximadamente 40 mm. Por fim é possível verificar um conjunto de 3 condensadores de 100 nF ligados entre a estrutura da caixa redutora, alimentação e 0 V com objetivo de reduzir o impacto causado pelas variações de tensão e, portanto, diminuição da quantidade de radiação emitida. A Figura 4 ilustra o conjunto de elementos mecânicos e eletrônicos mencionados.

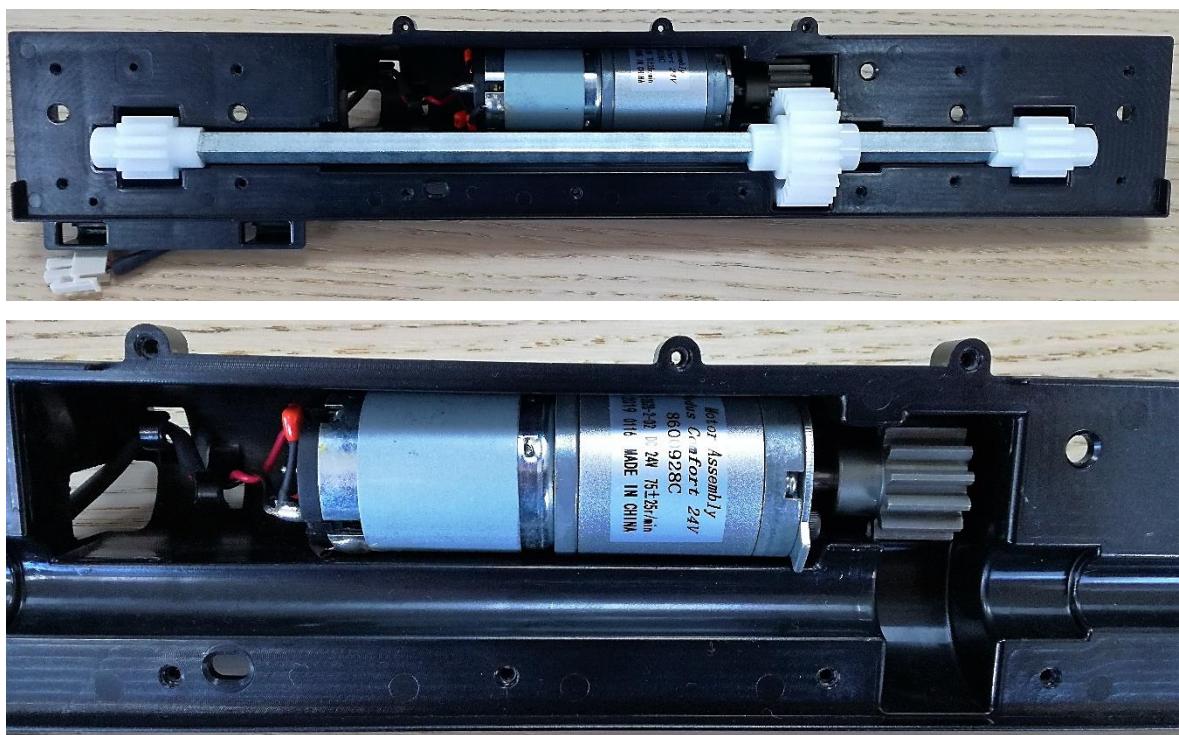


Figura 4 Sistema mecânico claraboia elétrica Valeo

2.2. ESTUDO MECÂNICO DA IMPLEMENTAÇÃO DA VALEO

O modelo em questão aproveita da elevada velocidade que o motor DC, com escovas, pode fornecer para a partir de um sistema de caixa redutora e variação da dimensão das rodas dentadas conseguir um aumento do binário entregue às duas últimas rodas dentadas.

Uma caixa redutora consiste num sistema de engrenagens presente nos veículos a motor capaz de operar a diferentes velocidades e, portanto, reduzi-la sem afetar o motor. Esta variação permite controlar o binário obtido à sua saída [6].

Da análise de física clássica é possível verificar uma relação entre o binário fornecido pelo motor (sendo \vec{T} o vetor binário e T o seu módulo em N.m), o raio de rotação da roda dentada (sendo \vec{r} o vetor braço da força e r o seu módulo em metros) e a força linear desenvolvida no seu extremo (sendo \vec{F} o vetor da força e F o seu módulo em newton) segundo a seguinte equação [7]:

$$\vec{T} = \vec{F} \times \vec{r} \Leftrightarrow T = F \cdot r \cdot \sin(\theta) \quad (1)$$

Sendo θ o ângulo realizado entre a força F e o vetor do braço r . Para a análise em questão podemos considerar o valor deste ângulo de 90 graus, uma vez que a força é sempre aplicada tangencialmente ao raio de rotação.

Partindo do pressuposto que no limite o peso aplicado a cada sistema de acoplamento com as engrenagens brancas presentes no extremo do veio da Figura 4 é de metade do peso total da claraboia então podemos assumir que $F_1 = F_C/2$, sendo F_C peso total da claraboia expressa em N (newton). Adicionalmente é considerado $r_2 = 2r_1$ sendo r_1 o raio destas mesmas rodas dentadas e da que se encontra acoplada no veio do motor e r_2 o raio da roda dentada restante.

Para a aplicação de uma força F_1 a ambas as rodas dentadas no extremo do veio da Figura 4 podemos verificar a necessidade de desenvolver um binário T_1 nesse mesmo eixo. Porém da relação dos raios das engrenagens anteriormente mencionada podemos perceber que a força F_2 transmitida da roda dentada acoplada ao veio do motor para a roda dentada maior é de metade de F_1 , *i.e.*, $2F_2 = F_1$.

Da mesma forma, analisando o veio do motor, percebemos que para a transferência da força F_2 em questão foi necessário desenvolver um binário T_M . Este valor pode ser deduzido da Equação 1 considerando o valor do raio de r_1 .

Em suma é perceptível uma redução do binário exigido ao conjunto motor e caixa redutora para metade apenas prescindindo da velocidade de rotação visível nas últimas rodas dentadas.

3. CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Este capítulo descreve o estudo preliminar associados às várias tecnologias necessárias para o desenvolvimento do projeto em questão. É facto que parte do projeto requerer conceitos de eletromagnetismo e máquinas elétricas além de conhecimento eletrotécnicos e de programação. conceitos fundamentais associados aos vários tipos de motores presentes no mercado e uma análise aos princípios da compatibilidade eletromagnética, finalizando com um estudo elementar ao regulamento número 10 publicado pela UNECE.

3.1. BASES DE ELETROMAGNETISMO

O conceito de máquina elétrica está associado ao fenómeno de transformação de uma forma de energia numa outra forma de energia onde, pelo menos uma destas é de natureza elétrica. Esta classificação pode ser feita de acordo com a função que cada máquina desempenha, desta forma é possível a enumeração de 3 tipos:

- Geradores, responsáveis pela conversão de energia mecânica em elétrica;
- Transformador, capaz de transformar energia elétrica com determinadas características em energia elétrica com características distintas;
- Máquina conversora, capaz de transformar a forma de onda da energia, alterando a natureza da corrente que passa de contínua a alternada e vice-versa;
- Motor, elemento mecânico do sistema associado a este projeto, responsável pela conversão de energia elétrica em energia mecânica;

De uma forma genérica, o motor em questão segue um diagrama ilustrado na Figura 5, onde é passível a compreensão de que o sistema não é perfeito, pelo que ao energizar os seus enrolamentos ocorrem perdas que devem ser consideradas no momento projeção do motor [8]. De frisar que neste estudo apenas serão comparados os comportamentos de motores corrente contínua (CC) fruto da sua aplicabilidade no ambiente em questão.

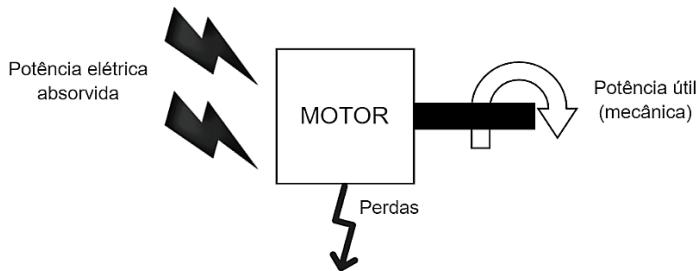


Figura 5 Diagrama funcional de um motor

Numa máquina elétrica, o rendimento pode ser expresso na forma de potência seguindo a Equação (2.1) ou segundo energia, visível na Equação (2.2). Neste último caso é importante frisar que a energia produzida pela máquina e a energia total que lhe foi necessário fornecer depende do intervalo de tempo (dia, mês ou ano) na qual esta se encontra energizada.

$$\eta = \frac{P_u}{P_{abs}} * 100\% = \frac{P_u}{P_u + \text{perdas}} * 100\% = \left(1 - \frac{\text{perdas}}{P_{abs}}\right) * 100\% \quad (2.1)$$

$$\eta_W = \frac{W_u}{W_{abs}} * 100\% \quad (2.2)$$

De notar que para a correta compreensão do princípio de funcionamento de qualquer motor CC é necessário averiguar os fenómenos subjacentes ao seu funcionamento. Desta forma, no seguimento deste subcapítulo será abordado o princípio magnético presente nos ímanes, assim como a polaridade magnética associada a uma bobina quando percorrida por uma corrente contínua e, portanto, os diversos conceitos diretamente relacionados.

Pode definir-se campo magnético como sendo um campo vetorial capaz de exercer forças sobre cargas elétricas em movimento e materiais dotados de propriedades magnéticas. Esta carga em movimento fica sujeita a uma força perpendicular à sua velocidade e ao campo magnético [9].

Nos materiais magnéticos, *e.g.*, íman naturais, o campo magnético presente resulta do alinhamento de um grande número de domínios magnéticos. Estes pequenos domínios são constituídos por um conjunto de átomos pelo que ocupam uma região do material, tendo a

particularidade de os campos magnéticos de todos os átomos se encontrarem agrupados e alinhados. A forma como estes domínios se encontram alinhados define o tipo de magnetismo presente no material. Estes podem ser materiais ferromagnéticos, diamagnéticos e paramagnéticos [8].

Materiais ferromagnéticos são substâncias que magnetizam com facilidade na presença de campo magnético externo aumentando este mesmo. Já materiais diamagnéticos respondem exatamente ao contrário, repelindo um campo magnético. No entanto existe uma magnetização, apesar de bastante fraca, com polaridade contrária. Por fim, materiais paramagnéticos apresentam um comportamento intermédio, magnetizando-se ligeiramente.

De notar que todos os ímanes são constituídos por dois polos, nomeadamente norte (N) e Sul (S), o que permite alegar que os campos magnéticos formados são, por sua vez, representados por campos dipolares. A Figura 6 contempla o campo magnético formado por íman onde é perceptível que este é mais intenso junto dos seus polos. Além disso, é visível que as linhas de campo partem do polo norte e entram no polo sul.

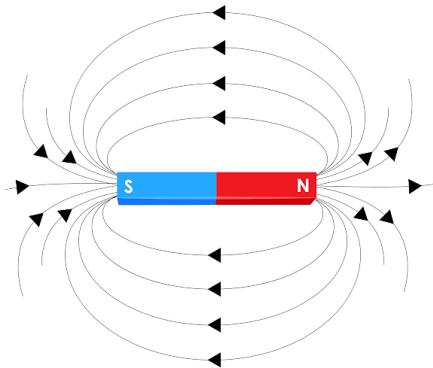


Figura 6 Campo magnético produzido por íman [10]

No entanto, a definição de campo magnético num ponto não está completa e para esse efeito é necessário recorrer à Lei de Lorenz que considerar uma carga q a mover-se segundo uma velocidade v na presença de um campo de indução magnético B visível na Figura 7. Podemos então fazer as seguintes constatações [9]:

1. A magnitude da força magnética F_B exercida na partícula carregada é perpendicular à velocidade v da partícula e ao campo B ;
2. A força magnética F_B é nula se a velocidade da carga também o for, ou seja, F_B apenas atua sobre cargas em movimento;
3. Se a velocidade for paralela ao campo magnético, a força será nula;
4. No entanto se a velocidade for perpendicular ao campo, a força será máxima.

Desta forma, a Equação 3.1 apresentada na Lei de Lorenz contempla todas estas afirmações.

$$\vec{F} = q \cdot (\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (3.1)$$

Cujo módulo pode ser calculado particularmente segundo:

$$F = q \cdot v \cdot B \cdot \sin(\vec{v}; \vec{B}) \quad (3.2)$$

Sendo a intensidade magnética B expressa em tesla [T], a velocidade v em metros/segundo [m/s] e a força magnética em newton [N]. Com direção perpendicular ao plano definido por (\vec{v} e \vec{B}) e sentido dado pela regra da mão direita sendo o ângulo entre \vec{v} e \vec{B} o menor possível.

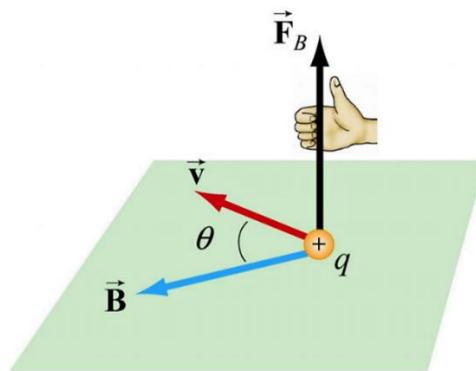


Figura 7 Direção da força magnética [9]

No entanto, estas forças não são capazes de realizar trabalho quando aplicadas a uma carga em movimento (consideremos um deslocamento infinitesimal entre um ponto a e b) uma vez que são perpendiculares à velocidade e ao deslocamento da mesma, veja-se a Equação 4.1 [11].

Adicionalmente as forças elétricas quando atuam sobre uma carga em repouso ou em movimento realizam trabalho uma vez que são paralelas ao deslocamento, veja-se a Equação 4.2 [11].

$$W_{a,b} = \int_a^b \vec{F} \mid d\vec{l} = \int_a^b F \cdot dl \cdot \cos(90^\circ) = 0 \quad (4.1)$$

$$W_{a,b} = \int_a^b \vec{F} \mid d\vec{l} = \int_a^b F \cdot dl \cdot \cos(0^\circ) \text{ com } \vec{F} = q \cdot \vec{E} \quad (4.2)$$

Mas e se a análise decorrer sobre um condutor retilíneo? A Lei de Laplace considera esse mesmo condutor de comprimento l percorrido por uma corrente I constante, na presença de um campo magnético B uniforme sujeito a uma força dado pela Equação 5.1 [11].

$$\vec{F} = I \cdot (\vec{l} \wedge \vec{B}) \quad (5.1)$$

Cujo módulo pode ser calculado particularmente segundo:

$$F = I \cdot l \cdot B \cdot \sin(\vec{l}; \vec{B}) \quad (5.2)$$

Sendo a corrente a que está sujeito expressa em ampere [A] e o seu comprimento em metros [m]. Com direção perpendicular ao plano definido por (\vec{l} e \vec{B}) e sentido dado pela regra da mão direita sendo o ângulo entre \vec{l} e \vec{B} o menor possível.

No mesmo sentido, para um condutor não retilíneo, o cálculo da força total à qual está sujeito é determinada recorrendo à integração (soma) de todas as forças presentes num segmento infinitesimal dl desse fio, segundo um campo magnético B uniforme, dada por:

$$d\vec{F} = I \cdot (d\vec{l} \wedge \vec{B}) \quad (5.3)$$

Decorre que nem sempre o campo magnético é uniforme. Um campo magnético é considerado uniforme quando o seu módulo, direção e sentido se mantêm constantes. Este facto leva a que as linhas de força por ele formadas sejam paralelas entre si e igualmente espaçadas. A falha de uma destas condições leva à consideração de um campo magnético não uniforme. O exemplo de um campo magnético uniforme pode ser verificado considerando uma bobine retangular (solenóide), com tamanho maior que o diâmetro das espiras que a constitui e com estas justapostas, no seu interior [12].

No seguimento, o fluxo magnético Φ também deve ser tido em consideração no estudo de um campo magnético B uma vez que a passagem deste por uma superfície plana S é dado segundo [13]:

$$\Phi = \vec{B} \cdot \vec{S} = B \cdot S \cdot \cos(\vec{B}; \vec{S}) \quad (6.1)$$

De frisar que o fluxo magnético é uma grandeza escalar, sendo a sua unidade o weber [Wb]. Analogamente, na ocorrência de um campo magnético B não uniforme e/ou uma superfície não plana será necessário definir uma superfície dS de dimensões tais que a superfície em questão possa ser considerada constante e o campo magnético que a atravessa uniforme. Assim o fluxo total é dado pela integral de todos os $d\Phi$ presentes na superfície S :

$$d\Phi = \vec{B} \cdot d\vec{S} = B \cdot dS \cdot \cos(\vec{B}; d\vec{S}) \text{ onde } \Phi = \iint d\Phi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (6.2)$$

Consideremos um campo magnético uniforme, conforme ilustrado na Figura 8, onde é visível uma espira retangular percorrida por uma corrente. Inicialmente a espira deve encontrar-se no plano definido pelas linhas de força, ou seja, posição de equilíbrio (força e binário resultante nulos).

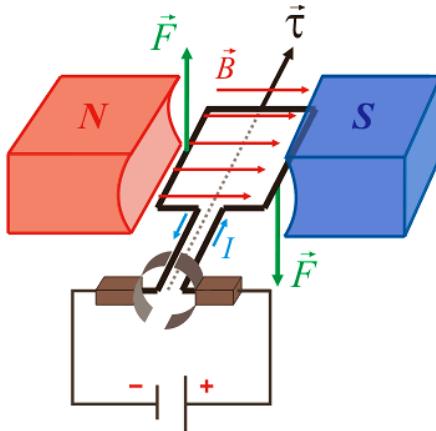


Figura 8 Princípio de funcionamento de motor elétrico [14]

Da análise realizada anteriormente verifica-se que a espira fica sujeita a forças de Laplace, Equação 5.1. A circulação de corrente I no sentido apresentado leva a formação de duas forças (F_1 e F_2) responsáveis por desenvolverem um binário uma vez que o ângulo formado por \vec{B} e \vec{l} é de 90° o valor verifica-se igual em módulo $F_1 = F_2 = I \cdot l \cdot B$ assim como a direção. A espira roda até se encontrar perpendicular às linhas de força onde o elemento presente no circuito de alimentação executa uma comutação e, portanto, a inversão de sentido de circulação da corrente I . O processo repete-se, com o mesmo valor em módulo da força aplicada à espira, porém, com sentido contrário permitindo criar um movimento rotacional. No momento em que ocorre comutação, o binário desenvolvido é nulo pelo que é favorável a adição de mais espiras de forma a tornar o movimento o mais contínuo possível. Uma vez que o módulo da força e a expressão do trabalho são igualmente conhecidos podemos afirmar:

$$W = F \cdot d \Leftrightarrow W = I \cdot B \cdot S \quad (7)$$

3.2. MOTORES

A seleção do motor a desempenhar os objetivos estipulados levou a um estudo individual de cada tecnologia em questão. Desta forma, neste subcapítulo são apresentadas as principais

diferenças entre motores CC, MPPs e servo motores, nomeadamente parâmetros relacionados com o binário oferecido a baixas rotações, consumos nas diversas fases de operação, consumo e facilidade de implementação associado ao circuito de controlo e uma enumeração das suas vantagens e desvantagens.

3.2.1. MOTORES CC COM ESCOVAS

Os motores CC são dispositivos eletromagnéticos capazes de converter energia elétrica em energia mecânica, nomeadamente a rotação do seu veio. Este é composto por elementos percorridos pelas linhas de fluxo do campo magnético presentes na Figura 9 [15].

As peças polares fixam-se à carcaça por meio de parafusos sendo constituídas por um grande número de chapas finas de aço ou ferro. A função é servir de suporte às bobinas indutoras que se destinam a concentrar o campo magnético.

Assim, o circuito indutor, contido no estator, constituído pelas referidas bobinas atuando como eletroímans que criam campo magnético indutor. Usualmente a corrente que circula nestas bobinas é denominada corrente de excitação.

A armadura ou induzido composta por chapas de um material magnético montadas num veio cujo a periferia é formada por ranhuras ou dentes. De notar que as chapas servem de suporte ao enrolamento do induzido sendo isoladas entre si de forma a reduzir as perdas por corrente de Foucault (variação da densidade do fluxo magnético no ferro faz com que apareça uma Força Eletromotriz (FEM) que por sua vez é responsável pelo aparecimento de uma corrente dita de Foucault, assim uma vez que o ferro tem resistência face à corrente elétrica, as perdas dadas por $R \cdot I^2$ têm como consequência o aquecimento do ferro) [15].

O entreferro, é o nome dado ao espaço existente entre a superfície das peças polares e a armadura.

O circuito induzido é então composto por um coletor de lâminas, escovas, conjunto de bobinas colocadas nas ranhuras da armadura e é neste enrolamento que são induzidas as FEMs. Este bloco de componentes atua como “retificador mecânico”, ou seja, a estrutura de lâminas do coletor permite obter grandezas contínuas no tempo.

Já as escovas, maioritariamente de carvão de elevada qualidade devem ser colocadas estrategicamente de forma que haja contacto com as lâminas de cada espira, no momento em

que a espira passa na linha neutra, de modo a evitar arcos elétricos que se formariam caso as escovas fossem colocadas noutra posição. De notar que neste tipo de máquinas a reação do induzido (campo magnético criado pela corrente do induzido, quando a máquina está sob carga, que interage com o campo magnético indutor, provocando distorção, deslocamento e eventual alteração do valor do fluxo magnético resultante no entreferro da máquina) é possível e de evitar. Para a sua correção é aconselhável o uso de enrolamentos de compensação ou polos auxiliares de comutação cujo objetivo é desenvolver um campo magnético de pequena amplitude de sentido contrário ao do induzido [15].

A comutação constante das escovas dadas pelo contacto com o próximo segmento de forma a dar continuidade à rotação do motor levam à ocorrência de atrito e, portanto, calor e ruído, podendo ocorrerem fortes faíscas nesses momentos.

Esta máquina ainda pode operar como gerador, no entanto não será objetivo de estudo para o projeto em questão.

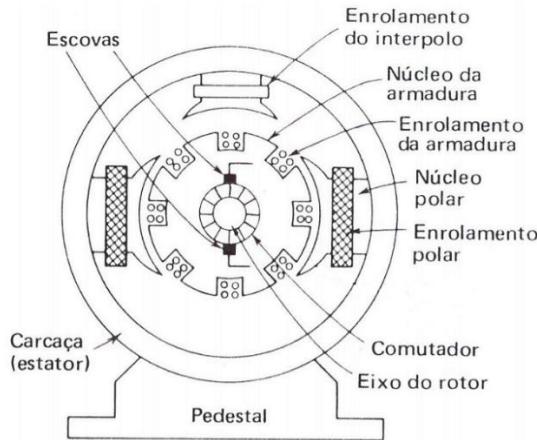


Figura 9 Constituição de uma máquina CC [15]

Ao submeter o motor de corrente contínua a uma tensão igualmente contínua os condutores do circuito do induzido são percorridos por corrente e sendo que estes se encontram submetidos a um campo magnético proporcionado pelo circuito do indutor e, portanto, a uma força pelo que podemos escrever:

$$F = I \cdot l \cdot B \quad (8.1)$$

Sendo F a força em questão, I a intensidade de corrente que circula no motor, l o comprimento do condutor e B a indução magnética. No entanto, l é constante podendo afirmar [15]:

$$F = K \cdot I \cdot B \quad (8.2)$$

Mas ainda, dado o binário do motor ser proporcional à força F temos:

$$T = K_2 \cdot I \cdot B \quad (8.3)$$

Por fim temos uma proporcionalidade entre a indução magnética e o fluxo escrevendo:

$$T = K' \cdot \Phi \cdot I \quad (8.4)$$

O que permite relacionar o binário fornecido pelo motor com a corrente que o percorre e o fluxo gerado nos seus enrolamentos, a menos de uma constante K' .

Internamente, o motor pode ser desenvolvido segundo três montagens que permitem variar profundamente as suas características e, portanto, a forma como é excitado. São elas excitação série, *shunt* e composto.

3.2.1.1. MOTORES CC COM EXCITAÇÃO SÉRIE

A montagem com o motor em série (Figura 10), tal como o nome indica, conta com a sua armadura em série com a bobine de campo, ou seja, bobine indutora. No momento de arranque verifica-se uma velocidade nula pelo que a Força Contra Eletromotriz (FCEM) é nula. Desta forma a corrente deve ser limitada por um reóstato de arranque, igualmente em série com os enrolamentos do induzido. À medida que a velocidade do motor vai aumentando deve-se reduzir o valor do reóstato de arranque até que este se anule. Por este motivo se afirma que esta montagem não deve ser utilizada sem carga, podendo correr o risco de o motor “embalar” e atingir correntes relativamente elevadas [16].

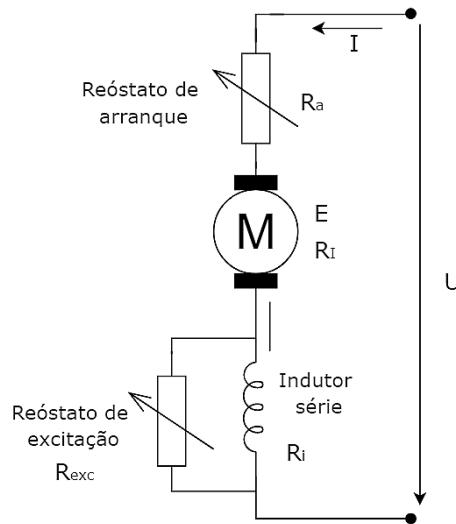


Figura 10 Esquema de montagem motor CC série [15]

Este tipo de montagem disfruta da possibilidade de operar igualmente quando alimentado por corrente alternada monofásica, podendo por vezes ser associado a um “motor universal”. A sua utilização prende-se principalmente na tração elétrica uma vez que oferece elevados binários de arranque [15]. Adicionalmente verifica-se uma adaptação da velocidade à medida que a carga varia, mantendo sempre a potência absorvida dentro dos limites considerados.

Para o estudo em questão será importante observar as características eletromecânicas e mecânicas do motor série, nomeadamente variações de binário e velocidade em função da corrente na carga assim como a variação do binário em função da sua velocidade.

A característica eletromecânica do binário em função da corrente na carga $T = f(I)$ permitem verificar um aumento deste parabolicamente à medida que esta corrente aumenta conforme o gráfico da Figura 11 (a), uma vez que a corrente do indutor e induzido aumentam, verifica-se igualmente um aumento do fluxo.

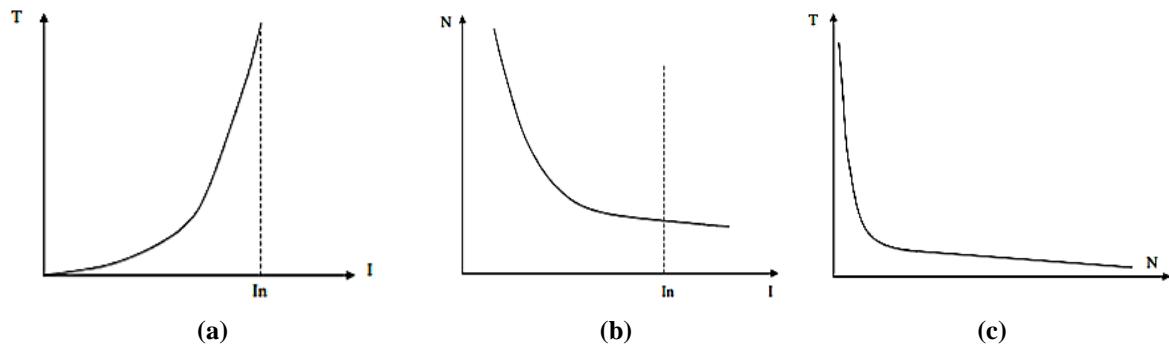


Figura 11 Característica eletromecânica do binário (a), eletromecânica da velocidade (b) e mecânica (c) do motor série [15]

A característica eletromecânica da velocidade em função da corrente na carga $N = f(I)$ permitem verificar uma diminuição considerável da velocidade à medida que a carga aumenta e, portanto, a corrente exigida. No gráfico da Figura 11 (b) é possível confirmar a ocorrência de embalamento caso o motor opere sem carga.

A característica mecânica do motor CC série, binário em função da velocidade de rotação, $T = f(N)$ permitem verificar uma diminuição abrupta do binário desenvolvido à medida que a velocidade aumenta. No gráfico da Figura 11 (c) é possível confirmar a vantagem deste motor ser utilizado para tração elétrica.

Para elevação da claraboia deve-se verificar uma rotação muito baixa do motor CC, permitindo um movimento controlado e pouco abrupto. O controlo da velocidade nos motores de corrente contínua reside na facilidade com que a mesma é feita, podendo ser feita de três formas distintas. Uma simples alteração da tensão de alimentação permite regular a velocidade proporcionalmente, no entanto, nas montagens em série a tarefa não é assim tão simples [16]. Outra forma seria atuar no fluxo por polo a partir de um reóstato de excitação colocado em paralelo com o enrolamento do indutor. Por fim, o último método “válido” seria a adição de uma resistência externa em série com o induzido do motor capaz de suportar a corrente que passa neste mesmo enrolamento. Este facto leva à dissipação de energia e, portanto, à libertação de calor, pondo em causa a qualificação energética da montagem [15].

Uma vez que o binário desenvolvido pelo motor é proporcional ao fluxo por polo e à intensidade de corrente no induzido, variando uma destas componentes permite alterar o sentido de rotação do motor CC. De notar que a inversão do fluxo por polo pressupõe a inversão do sentido da corrente de excitação.

3.2.1.2. MOTORES CC COM EXCITAÇÃO SHUNT

A montagem com excitação *shunt* do motor corrente contínua (Figura 12) conta com a sua armadura em paralelo com a bobine indutora. Estes motores apresentam vantagem no momento de variação da velocidade, uma vez que o binário fornecido à carga se mantém praticamente invariável em comparação com a montagem série. Apesar disso, a adição de um reóstato de arranque em série com o induzido continua a ser necessária uma vez que no momento de arranque a FCEM é nula e a corrente que percorre o induzido é limitada por este reóstato e pela resistência do enrolamento do induzido. No momento em que o motor inicia o movimento rotacional o valor do reóstato deve ser reduzido até se anular.

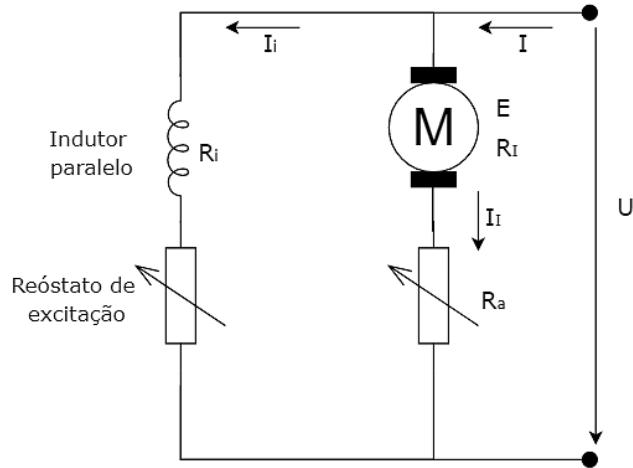


Figura 12 Esquema de montagem motor CC excitação *shunt*

Conforme mencionado, a variação da forma como estes dois componentes interagem leva à alteração das características eletromecânicas e mecânicas mencionadas.

A característica eletromecânica do binário em função da corrente na carga $T = f(I)$ permitem verificar um aumento linear deste à medida que esta corrente aumenta conforme o gráfico da Figura 13 (a), uma vez que para a mesma tensão de alimentação e para o mesmo valor da resistência fornecida pelo reóstato de excitação (constante corrente de excitação) temos um fluxo nos enrolamentos do indutor igualmente constante.

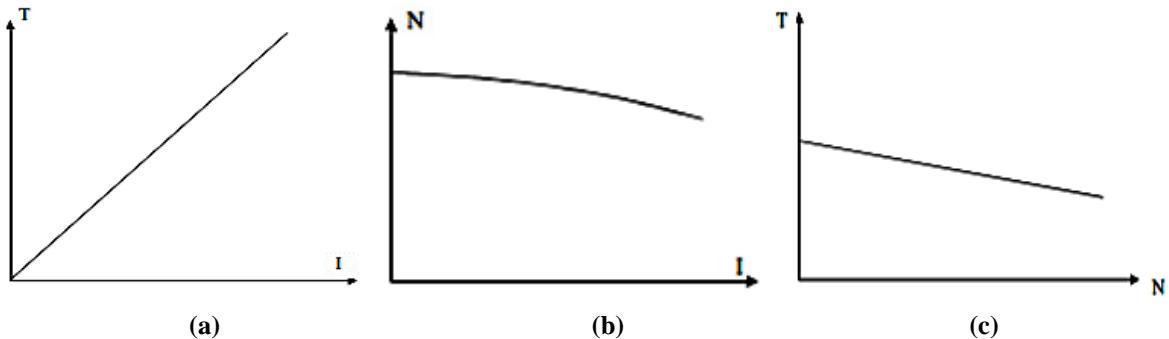


Figura 13 Característica eletromecânica do binário (a), eletromecânica da velocidade (b) e mecânica (c) do motor com excitação *shunt* [15]

A característica eletromecânica da velocidade em função da corrente na carga $N = f(I)$ permitem verificar que a velocidade é pouco variável com o aumento da carga e, portanto, a corrente exigida. No gráfico da Figura 13 (b) é possível confirmar que ao contrário do motor série, este não embala quando colocado em vazio.

A característica mecânica do motor CC com excitação *shunt*, binário em função da velocidade de rotação, $T = f(N)$ exposto no gráfico da Figura 13 (c) permitem validar a

principal vantagem deste tipo de montagem uma vez que o binário apresenta uma redução pouco significativa à medida que a velocidade aumenta.

Os motores correntes contínua compostos foram desenvolvidos para que se consiga as melhores qualidades das montagens com excitação *shunt* e série. Desta forma procura-se um compromisso entre uma regulação da velocidade de rotação extremamente eficiente dada pela montagem série e a vantagem do alto binário oferecido no momento de arranque da montagem *shunt*.

Esta montagem ainda pode ser subdividida em dois outros tipos com base nas conexões entre o enrolamento indutor e o enrolamento da armadura, nomeadamente longa derivação e curta derivação. Variando o número de espiras nos enrolamentos série e *shunt* e as direções dos campos magnéticos produzidos por estes (somando-se ou opondo-se) pode-se obter diversos cenários de operação do motor CC [17].

Na montagem do motor CC com excitação composta de longa derivação, o enrolamento de campo de *shunt* é colocado em paralelo com a série do enrolamento da armadura e da bobina de campo conforme a Figura 14 (a).

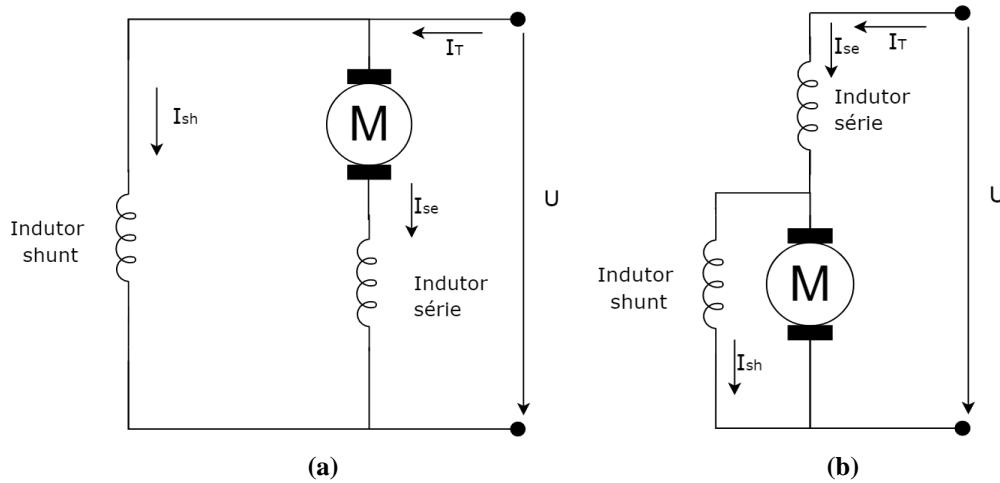


Figura 14 Esquema de montagem motor CC com excitação composta de longa derivação (a) e curta derivação (b)

Já na montagem do motor CC com excitação composta de curta derivação, o enrolamento de campo de *shunt* é colocado em paralelo apenas com o enrolamento da armadura, estando a bobine de campo em série com este paralelo e sujeita a toda a corrente de alimentação conforme a Figura 14 (b).

Além das diferenças acima enumeradas, o motor CC composto ainda pode ser classificado noutras dois tipos consoante a interação entre os fluxos originados pelas bobinas série e *shunt*. A variante denominada cumulativa ocorre quando o fluxo produzido no enrolamento *shunt* soma-se ao fluxo principal desenvolvido pelo enrolamento série. Pelo que é possível reformular a Equação 8.4 em:

$$T = K' \cdot (\Phi_{sh} + \Phi_{se}) + \cdot I \quad (8.5)$$

Uma vez que o campo magnético aumenta com o aumento da corrente vê-se a velocidade a diminuir mais rapidamente do que o motor *shunt*. Já que nesta variante existe uma componente de fluxo constante e outra proporcional ao valor da corrente na armadura podemos afirmar que estes motores têm maior binário de arranque do que a montagem *shunt*, mas mais baixo do que o motor série. O mesmo justifica a proximidade da curva $T = f(N)$, para cargas baixas, ao motor *shunt* e ao motor série quando a carga aumenta [17].

A variante diferencial ocorre quando o fluxo produzido no enrolamento série se opõe ao fluxo desenvolvido pelo enrolamento *shunt*. Reescrevendo a Equação 8.4:

$$T = K' \cdot (\Phi_{sh} - \Phi_{se}) + \cdot I \quad (8.6)$$

Desta forma o fluxo total diminuir com o aumento da corrente na carga, o que pode implicar um aumento da velocidade de rotação. Este fenómeno pode ocorrer repetidamente levando à instabilidade da montagem pelo que só deve ser implementada em momentos de carga média [17].

3.2.2. MOTORES CC SEM ESCOVAS

Os motores CC sem escovas são igualmente dispositivos eletromagnéticos capazes de converter energia elétrica em energia mecânica, no entanto a sua composição mecânica é mais simples do que os motores de corrente contínua com escovas porém preferencialmente utilizados para aplicações de baixa potência [18].

O problema ocorrido na comutação fornecida pelas escovas, nomeadamente efeitos de dissipação de calor e aparecimento de potenciais faíscas fica resolvido com este tipo de motor já que a comutação é controlada eletricamente levando a que este dispositivo seja acionado silenciosamente.

Neste motor o rotor é feito de um íman permanente acionado pelos enrolamentos do estator. No motor CC com escovas a comutação era feita com recurso a um comutador mecânico,

porém neste motor a operação de um sensor juntamente de um circuito eletrônico permitem a comutação de corrente de forma precisa. Existem, no entanto, duas versões, uma com rotor dentro do estator e outra com o rotor fora do estator.

3.2.2.1. MOTORES CC SEM ESCOVAS COM ROTOR INTERIOR

A primeira versão presente na Figura 15 apresenta um rotor de pequena dimensão, podendo responder rapidamente, além de as bobinas, fixas no estator, estarem no lado de fora permitindo uma melhor dissipação de calor. No entanto é difícil de extrair elevado troque desta montagem uma vez que os ímanes podem-se danificar pela força centrífuga [19].

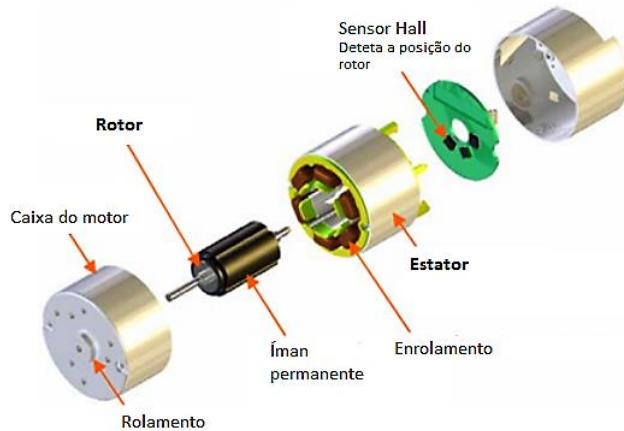


Figura 15 Motor CC sem escovas com rotor dentro do estator [20]

3.2.2.1. MOTORES CC SEM ESCOVAS COM ROTOR EXTERIOR

A segunda versão presente na Figura 16 apresenta maior facilidade em obter elevado binários e uma velocidade estável para uma rotação constante, porém o rotor é maior que a versão anterior levando a um movimento mais lento além de exigir medidas de segurança adicionais [19].

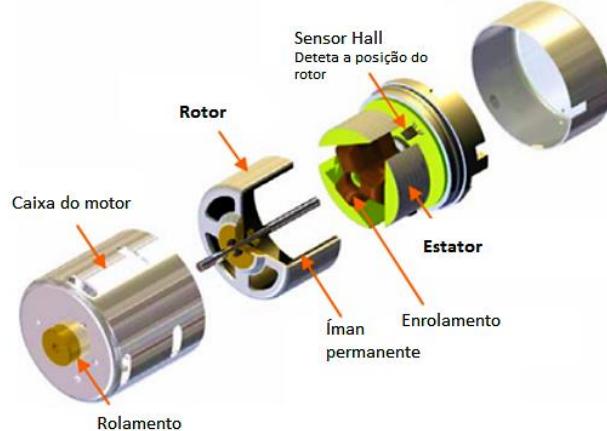


Figura 16 Motor CC sem escovas com rotor fora do estator [20]

A principal desvantagem destes motores CC prende-se no facto da implementação do controlo necessitar de um circuito adicional para controlar o movimento de rotação. Estes controladores podem conter circuitos complexos, regidos por um microcontrolador, capazes de ajustar a aceleração, velocidade e até eficiência do motor. Como referido, a resposta de sensores com efeito Hall ou algum tipo de *encoder*, com recurso a sensores ópticos, são necessárias para determinar a posição do rotor. Um controlo mais complexo pressupõe a implementação de um sistema em malha fechada com controlo PI [18].

Quando os enrolamentos presentes no estator são energizados é criado um campo magnético capaz de atrair ou repelir os ímanes permanentes presentes no rotor. Esta força aplicada ao veio do motor é convertida em rotação. A condução entre bobinas deve ser controlada e sincronamente alterada à medida que o motor roda.

3.2.3. SERVO MOTORES

Os servomotores são motores capazes de fornecer controle de movimento muito preciso. Este facto é conseguido através da operação em sistema de malha fechada, permitindo uma leitura da velocidade ou posição real e corrigindo seguidamente para a desejada.

Servo motores de uso industrial têm, por norma, como sensor de *feedback*, um codificador enquanto para dimensões menores o sensor pode ser um simples potenciômetro. Estes motores podem ser classificados consoante a natureza da tensão de alimentação (alternada ou contínua), em função do sistema de acoplagem entre a parte estática e a parte rotativa (existência de escovas ou não) e se são síncronos ou assíncronos. Por motivos anteriormente mencionados, o estudo centrou-se apenas nos servos motores a corrente contínua. Relativamente à existência de escovas, o princípio de funcionamento é relativamente idêntico no que toca à rotação do rotor (não o veio na saída da estrutura do motor). A noção de operação síncrona ou assíncrona está associada aos motores em corrente alternada e referem-se ao facto de o rotor conseguir acompanhar o movimento do estator [21].

Com recurso à Figura 17 é possível ver o interior de um servo motor industrial cujo princípio de funcionamento se aproxima ao de um motor CC. O motor CC desenvolve uma alta velocidade e baixo binário. Estas componentes são transmitidas através de rolamentos e engrenagens a uma caixa redutora responsável por reduzir a velocidade e aumentar o binário fornecido. Estes parâmetros são avaliados recorrentemente pelo controlador inteligente e corrigidos se assim necessário, apresentando uma resposta em tempo real de malha fechada [22].

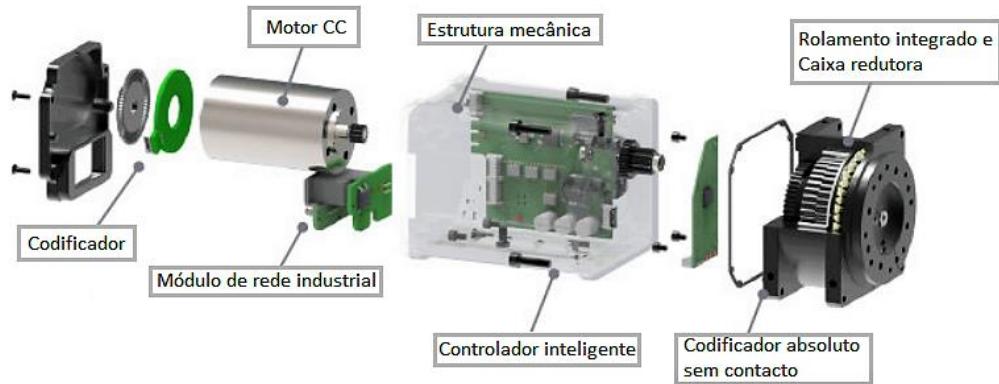


Figura 17 Constituição de servo motor [21]

Ainda assim, estas máquinas podem ser classificadas segundo o ângulo de rotação permitido. Uma rotação de 180 graus está associada a servo motores posicionais utilizados em projetos de pequena escala sendo constituídos por materiais leves e menos robustos. Um modelo que permita uma rotação contínua é denominado de servo motor de rotação continua, podendo fazê-lo segundo velocidades variáveis dependendo do sinal de comando [22].

Este motor apresenta elevado binário, normalmente, acima das 2000 rpm, sendo adequados para aplicações onde seja exigido uma mudança dinâmica de carga. No entanto, o efeito de correção dado pelo circuito de controlo pode gerar pequenos movimentos indesejados, o que pode não ser ideal para o projeto em questão [22].

3.2.4. MOTORES PASSO A PASSO

O motor passo a passo (MPP) é um equipamento eletromecânico que permite a conversão de pulsos elétricos em movimentos mecânicos a partir de variações angulares discretas. Este dispositivo apresenta-se no mercado por um preço bastante competitivo uma vez que permite fazer o controlo, em malha aberta, dispensando de leituras da posição e velocidade, essenciais num sistema de realimentação. Porém, certas limitações desta forma de atuação tem fomentado o desenvolvimento de novas técnicas que incluem o controlo de malha fechada [23].

Algumas técnicas de controlo em malha fechada, chamadas de *sensorless*, conseguem estimar a posição do motor a partir das suas componentes, nomeadamente corrente e tensão nos enrolamentos [24]. A estimativa através da *Back Electromotive Force* (BEMF) do motor é uma das hipóteses. Outro método consiste na deteção da variação da indutância dos

enrolamentos do motor em função da posição do rotor, sendo estas duas hipóteses utilizadas para altas e baixas rotações respetivamente.

Este motor, presente na Figura 18, é constituído geralmente por uma estrutura fixa, estator, e uma estrutura móvel, rotor. O estator é, por norma uma estrutura ferromagnética ranhurada responsável por suportar um conjunto de enrolamentos, denominados de fases. Por sua vez, o rotor é uma estrutura ferromagnética dividida em dois elementos, na forma de coroa, igualmente ranhurada composta por um íman permanente no seu interior.

Este sistema composto pelo rotor é acoplado a um veio do motor responsável por fornecer a rotação na saída e, portanto, o binário gerado. Os rolamentos permitem um perfeito alinhamento entre os enrolamentos do estator e do rotor uma vez que a distância entre ambos deve ser ínfima e igual ao longo de todo o sistema [25].

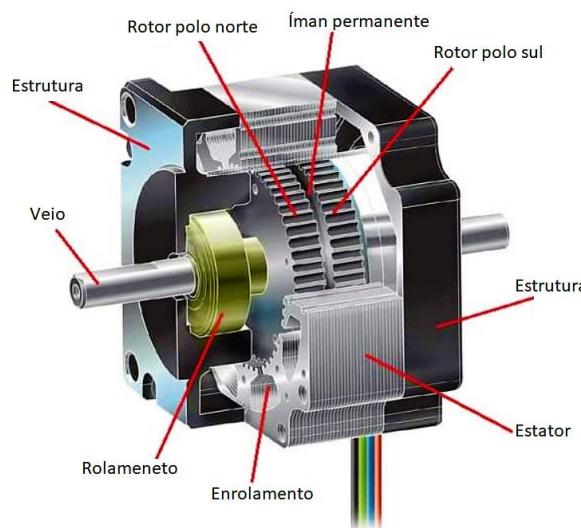


Figura 18 Constituição de motor passo a passo híbrido [25]

A interação do campo criado pela corrente nos enrolamentos do estator e o campo criado pela estrutura do rotor de ímanes permanentes (no caso de se tratar de um motor de ímanes permanentes) ou rotor de ferro macio ranhurado (no caso de se tratar de um motor de relutância variável) origina o movimento do mesmo [23].

Relativamente à natureza do movimento do motor em questão podemos distinguir dois tipos fundamentais, particularmente MPPs rotativos e lineares. Os primeiros, objetivo concreto deste projeto, convertem impulsos elétricos em deslocamentos angulares. Por sua vez, os segundos convertem impulsos elétricos em deslocamentos lineares [23].

Os MPPs rotativos podem ser subdivididos em dois grupos. O primeiro não recorre a íman permanente, baseado nos motores de relutância. O segundo grupo implementa um íman permanente no rotor e compreende motores de íman permanente convencionais e motores híbridos.

3.2.4.1. MOTORES DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Motores de relutância variável apresenta um rotor de ferro macio ranhurado e um estator também este ranhurado onde são enroladas bobinas correspondentes às fases e desfasadas entre si por um ângulo constante [23].

Uma vez que o binário gerado não é função do sinal da corrente e se procura uma rotação contínua nos dois sentidos, um conjunto de três fases é indispensável para assegurar este facto. Ainda assim pode se distinguir dois tipos de motores de relutância em função do circuito magnético associado às bobinas, especificamente multi-secção e mono-secção.

Multi-Secção

Os primeiros possuem geralmente o mesmo número de dentes no rotor e no estator. Os circuitos magnéticos deste último encontram-se ligados às diferentes fases de modo independente. Alimentando uma das fases, *e.g.* fase A, os dentes presentes no rotor procuram uma posição de relutância mínima alinhando-se com os dentes da secção estatórica A. O mesmo decorre para as seguintes fases, impondo um movimento do rotor com deslocamentos angulares incrementais [23].

Mono-Secção

A segunda variante possui por norma um número de dentes no rotor diferente dos do estator (podendo ser maior ou menor), estando, no entanto, relacionados. Ao alimentar uma das fases, naturalmente é desenvolvido um binário responsável por rodar o motor para a posição de menor relutância, até os dentes do rotor se alinharem com os do estator, criando uma posição estável fruto do sistema entreferro gerado. Ao alimentar outra fase, o ponto de relutância mínima é alterado e, portanto, a posição de estabilidade, levando à rotação do rotor [23].

Não ocorre binário remanescente após serem removidas as alimentações das fases uma vez que não há inclusão de um íman permanente. Além disso este motor apresenta um rendimento baixo relativamente às outras versões. No entanto, consegue atingir maiores

velocidades e respostas mais estáveis do binário em função da velocidade do que os motores compostos por ímanes permanentes.

3.2.4.2. MOTORES DE ÍMAN PERMANENTE

Os motores de íman permanente, como o nome indica possuem no interior do rotor um íman permanente. O estator composto por um determinado número de enrolamentos polares recebe a alimentação externa criando um campo magnético capaz de interagir com o campo permanente gerado pelos ímanes do rotor. Este facto leva ao deslocamento do motor para um ponto de equilíbrio estável onde se verifique um alinhamento dos polos norte e sul, presentes no rotor, com os polos opostos, presentes no estator [26].

Estes motores fornecem mais binário por unidade de peso e melhor relação entre binário e inércia que alguns motores de corrente contínua.

A resolução do MPP de íman permanente pode ser aumentada através do aumento do número de pares de polos no rotor ou aumentado o número de fases do estator, o que implica uma alteração na geometria do circuito magnético deste último [23].

A vantagem destes motores persiste no facto de manterem um determinado binário mesmo quando é retirada a alimentação das fases (binário remanescente), correspondente a cerca de 10% do binário máximo. Esta característica é vantajosa em aplicações que necessitem de manter a carga numa determinada posição mesmo quando o motor deixa de ser alimentado, apesar da sua precisão ser diminuída. Além disso, estes motores apresentam um rendimento superior face às restantes versões mas a ocorrência de menos passos por rotação e a impossibilidade de rodar livremente devido à ocorrência de binário remanescente [23].

3.2.4.3. MOTORES HÍBRIDOS

Outro tipo de MPP com um íman permanente no seu rotor é o híbrido. Esta máquina concilia as melhores características do motor de íman permanente (binário elevado) e do motor de relutância variável (elevado número de passos por rotação).

O rotor contempla um íman permanente com magnetização axial (direção de magnetização é vista ao logo do eixo do íman) envolvido em duas estruturas ferromagnéticas ranhuradas, desfasadas de meio passo angular. Conforme a Figura 18, é percutível que uma das estruturas corresponde ao polo norte e a outra ao polo sul. Já o estator é igualmente composto por enrolamentos presentes nas suas ranhuras conforme os modelos anteriores [23].

A orientação do fluxo magnético, assegurada pelos dentes do rotor, permitem controlar a força ou binário resultando, portanto no controlo da posição. Estes factos permitem afirmar que o MPP híbrido possui [23]:

- Algum binário remanescente (menor que a versão de ímanes permanentes);
- Rendimento razoável (inferior, por norma, à versão de ímanes permanentes);
- Número elevado de passos (100 a 400 passos por rotação o que corresponde a um deslocamento angular de 3,6 graus a 0,9 graus respetivamente);
- Binário elevado (inferior, por norma, à versão de ímanes permanentes).

No entanto, decorrem algumas desvantagens [23]:

- Elevada FCEM induzida;
- Perdas no ferro consideráveis;
- Momento de inércia do rotor elevado (estabilidade dinâmica inferior à do motor de relutância variável);
- Presença de indutância mútua entre fases;

3.2.4.4. CARACTERÍSTICAS DOS MOTORES PASSO A PASSO

No momento de implementação do MPP existem características físicas que devem ser tidas em consideração, nomeadamente características estáticas (precisão angular e característica binário *versus* deslocamento angular) e dinâmicas (característica binário *versus* velocidade), além da forma como deve ser feita a alimentação da máquina (motor unipolar ou bipolar) com vista a um correto dimensionamento do mesmo.

Alimentação Unipolar

Nos MPPs unipolares são utilizados dois enrolamentos por fase (um para cada sentido de corrente) que devem ter um contacto em comum, resultando em cinco, seis ou oito conexões no exterior do mesmo. A Figura 19 apresenta as possíveis distribuições de motores unipolares nas alíneas b), c) e d).

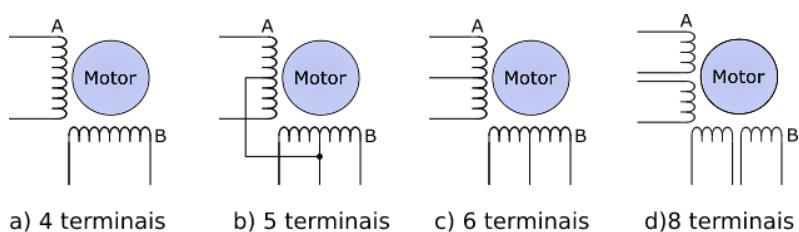


Figura 19 Enrolamentos de motores bipolar e unipolar [27]

Na análise de cada enrolamento podemos observar uma indutância L e uma resistência R em série. Além disso os enrolamentos são vistos como bifilares, levando a que a corrente circule sempre na mesma direção. Desta forma é possível a compreensão de que cada bobine tem metade da indutância e que para uma inversão do fluxo eletromagnético apenas é necessário comutar a corrente nas duas metades dos enrolamentos [23].

Alimentação Bipolar

No caso da alimentação bipolar, podemos observar correntes de excitação bidirecionais. Como mencionado, este tipo de alimentação não se aplica aos MPPs de relutância variável uma vez que estes não são “sensíveis” à polaridade da corrente. Assim, este modo de alimentação apenas se aplica aos motores híbridos ou de íman permanente [28].

Com alimentação bipolar é possível gerar maior binário de saída, embora limitado por fenômenos intrínsecos de saturação do circuito magnético. De frisar que a baixas velocidades a perda de qualidade na operação do MPP pode ser atribuída aos elementos resistivos. No entanto, para elevadas rotações o tempo de aplicação de um impulso em cada fase é menor, levando a que a corrente circule por este durante menos tempo, o que pode gerar uma redução do binário e por ventura uma potencial perca de sincronismo [23].

Para altas velocidades, a influência do valor resistivo do enrolamento é relativamente inferior à influência provocada pela indutância. Este elemento limita a corrente, pelo que o binário se torna inversamente proporcional à velocidade.

Precisão Angular

A precisão angular de um MPP pode ser definida como a diferença entre a posição ideal e a posição real do rotor. Este valor é não cumulativo, o que significa que o erro não se deve propagar em função dos passos dados, sendo igual para qualquer gama de amplitude. Em função da aplicação em questão, o parâmetro de precisão angular pode ser crítico [23].

Característica Binário motor *versus* Deslocamento Angular

A característica $T(\theta)$ relaciona o binário aplicado ao veio do motor enquanto alimentado e o deslocamento angular do rotor. Verifica-se que esta característica tem caráter sinusoidal de período idêntico à distância angular α (distância entre dentes), pelo que após uma rotação de $\alpha/2$, o MPP atinge uma nova posição de equilíbrio, distinta da anterior [28].

De facto, na ausência de carga, o binário desenvolvido pelo motor é nulo, levando a que este se encontre numa posição de equilíbrio (dentes do rotor exatamente alinhados com os do estator). Porém, se o MPP for submetido a uma carga T_L , este reage, deslocando-se da posição ideal e desenvolvendo um binário de sentido contrário, mas igual amplitude.

Sendo T_m o binário estático máximo do motor, proporcional à corrente nos enrolamentos, θ o deslocamento angular do rotor e sabendo que T_m varia com esta corrente segundo uma lei linear para os MPPs híbridos ou íman permanente e segundo uma lei quadrática para os MPPs de relutância variável, pode se fazer uma aproximação da curva $T(\theta)$ a uma curva sinusoidal para um MPP com n dentes rotóricos [28]:

$$T = -T_m \cdot \sin(n\theta) \quad (9.1)$$

Para uma caga que solicite um binário ao motor T_L , verifica-se um erro de posição θ_e face à posição ideal dado por:

$$\theta_e = \frac{\sin^{-1} \left(-\frac{T_L}{T_m} \right)}{n} \quad (9.2)$$

Pelo que se verifica que a sincronização é perdida quando $|T_L| > T_m$ o que pode criar um erro permanente no momento de determinação da posição do rotor com vista num controlo em malha aberta. Da mesma forma, para diminuição do erro θ_e deve-se aumentar o T_m ou n . Estes parâmetros dependem das características do MPP, no entanto o valor de T_m também pode variar com a sequência de alimentação de fases [23].

Característica Binário Motor *versus* Velocidade

A característica $T(\omega)$ relaciona o binário eletromotor e a velocidade, apresentando três zonas distintas de operação presentes na Figura 20, nomeadamente arranque/paragem (zona 1), instabilidade (zona 2) e sobre velocidade (zona 3) [28].

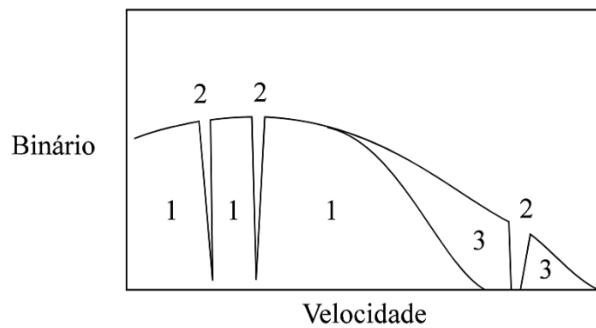


Figura 20 Característica $T(\omega)$ do binário do motor *versus* velocidade [28]

O MPP deve iniciar o seu deslocamento, inverter o sentido de rotação ou até parar dentro da zona de arranque para que não haja perca de sincronismo com o sistema de alimentação elétrico.

Após o arranque na zona 1, o motor deve aumentar progressivamente a sua velocidade até atingir a zona 2, onde o arranque, inversão de sentido de rotação e paragem é impossível. Para esse efeito, o motor deve retornar à zona 1, desacelerando.

Relativamente à zona de instabilidade, esta deve ser evitada uma vez que qualquer tentativa de operação em regime permanente nesta zona leva a uma perca do sincronismo do MPP. Contudo, a passagem pela zona 3 é possível em momentos pontuais de aceleração ou desaceleração [28].

A instabilidade mais frequente nestes tipos de motores é a ressonância, ocorrendo nos momentos em que a frequência natural de oscilação do rotor coincide com a frequência de controlo dos impulsos nos enrolamentos [23].

3.2.4.5. CONTROLO DO MOTOR PASSO A PASSO

O controlo dos MPPs pode ser feito em malha aberta ou em malha fechada como anteriormente referido. A implementação em malha fechada aproxima o sistema da idealidade, porém apresenta um controlo mais complexo. A Figura 21 apresenta o diagrama de blocos típico de um sistema de controlo em malha aberta.

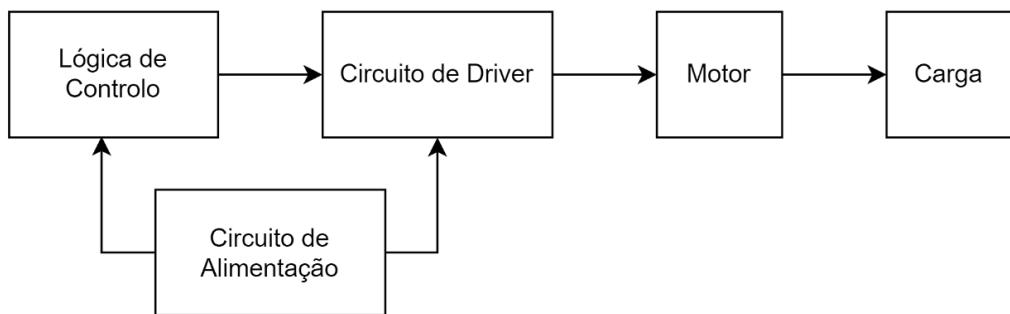


Figura 21 Sistema de controlo de MPPs em malha aberta

Para situações onde a rapidez de operação não é crítica, o funcionamento do MPP na zona 1, nomeadamente zona de arranque/paragem é satisfatória sendo o sistema de controlo relativamente simples. Importante frisar que um sistema de malha fechada permitia um controlo contínuo dos sinais lógicos fornecidos pelo controlador ao circuito de *driver*. Este controlador é responsável por especificar ao bloco seguinte os movimentos necessários a

serem executados pelo MPP, estabelecendo parâmetros de velocidade, binário, deslocamento, assim como tensão e corrente a aplicar aos enrolamentos do mesmo.

O circuito de alimentação deve fornecer potência suficiente para alimentar o sistema de controlo e as bobinas do motor. O seu valor deve ser algumas vezes superior à tensão supostamente necessária para que em regime estacionário origine uma corrente nominal do MPP, garantindo um crescimento rápido da corrente que percorre as bobinas deste [23].

O estabelecimento da corrente nominal é retardado pela constante de tempo elétrica da fase, sendo o seu valor dado por:

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (10)$$

Sendo L o valor da indutância por fase e R o valor da resistência por fase.

O circuito de alimentação das fases pode ser composto por um dispositivo semicondutor capaz de operar a elevadas frequências e tensões consideráveis. O MOSFET trata-se de um dispositivo de controlo de tensão que respeita estes requisitos. Além disso, o seu controlo é facilitado dado a baixa potência exigida pelo mesmo. Por fim, este transístor possui uma área de funcionamento seguro mais larga, característica que potencialmente reduz a adição de circuitos auxiliares de comutação dado a sua capacidade de sobrecarga [23].

O circuito *driver* realiza a interface para o circuito de alimentação das fases, interpretando os comandos previamente estabelecidos e aplicando-os aos semicondutores de potência que por sua vez controlam a alimentação pulsada dos enrolamentos.

O circuito de *driver* desenvolvido com transístor MOSFET de potência fica facilitado uma vez que o comando é em tensão. Visto que os tempos de comutação são determinados pelo tempo necessário para carregar e descarregar as capacidades C_{gd} e C_{gs} , em particular a primeira (capacidade de Miller, não linear, com valor bastante superior a C_{gs} para tensões baixas) [29], o circuito deve ter uma impedância transitória de saída suficiente baixa para poder fornecer a corrente de carga e descarga necessária [23].

3.2.4.6. MODELO EQUIVALENTE DE UM ENROLAMENTO

O binário de saída de um motor MPP é diretamente proporcional à corrente através dos enrolamentos e a velocidade angular do mesmo é diretamente proporcional à BEMF por ele gerada através da constante K_E , sendo normalmente expressas da seguinte forma [30]:

$$T = I \cdot K_T \quad (11.1)$$

Onde T é o binário gerado [Nm], I a corrente [A] que percorre nos seus enrolamentos e K_T a constante de binário do motor [Nm/A]. Além disso [30]:

$$\omega = \frac{e_A}{K_E} \quad (11.2)$$

Onde ω representa a velocidade angular [rad/s] descrita, e_A a tensão induzida no enrolamento [V] e K_E a constante BEMF do motor [Vs/rad].

Restringindo o estudo ao enrolamento A do motor podemos observar na Figura 22 um circuito equivalente composto pela resistência equivalente da bobine R_A , a indutância equivalente L_A , a tensão aos terminais U_A e a tensão induzida e_A . No entanto, não é considerado a indutância mútua entre fases do motor e a saturação do circuito magnético.

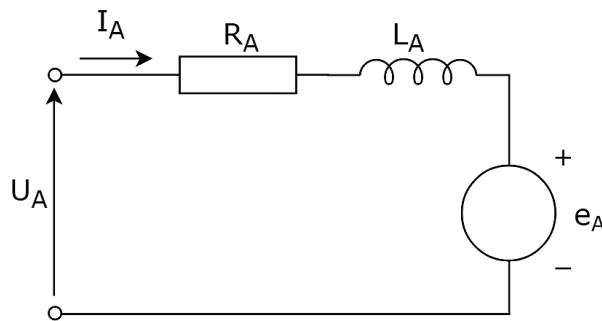


Figura 22 Circuito equivalente de um enrolamento de um MPP

Decorre que a tensão induzida ocorre devido à variação do fluxo magnético com o movimento do íman permanente presente no rotor. Considerando o estudo para um motor de duas fases e uma vez que o fluxo induzido varia de acordo com o cosseno do ângulo feito pelo rotor podemos afirmar que existe um desfasamento de $\frac{\pi}{2}$ representado por [24]:

$$\Psi_A = \Psi_m \cdot \cos(n\theta) \quad (12.1)$$

$$\Psi_B = \Psi_m \cdot \cos(n\theta - \frac{\pi}{2}) \quad (12.2)$$

Onde n é o número de dentes do rotor, θ o ângulo de rotação em radianos e Ψ_m o fluxo induzido máximo. Para uma análise inicial, consideremos que o polo norte do rotor está perfeitamente alinhado com a fase A, pelo que $\theta = 0$. Já a tensão e_A depende da variação do

fluxo induzido e para uma velocidade de rotação do rotor de $\frac{d\theta}{dt}$, as tensões induzidas nas fases A e B, e_A e e_B respetivamente podem ser simplificadas a [24]:

$$e_A = \frac{d\Psi_A(t)}{dt} = -n\Psi_m \cdot \sin(n\theta) \frac{d\theta}{dt} \quad (12.3)$$

$$e_B = \frac{d\Psi_B(t)}{dt} = -n\Psi_m \cdot \sin\left(n\theta - \frac{\pi}{2}\right) \frac{d\theta}{dt} \quad (12.4)$$

Desta forma, a tensão aos terminais do enrolamento A pode ser dada por:

$$U_A(t) = R_A I_A(t) + L_A \frac{dI_A(t)}{dt} + e_A = R_A I_A(t) + L_A \frac{dI_A(t)}{dt} + K_E \omega \quad (12.5)$$

Com $\frac{dI_A(t)}{dt}$ sendo a variação de corrente ao longo do tempo no enrolamento A. A equação pode ser completa substituindo as Equações 12.3 e 12.4 no respetivo lugar para a fase A e fase B [24]:

$$e_A = R_A I_A(t) + L_A \frac{dI_A(t)}{dt} - n\Psi_m \cdot \sin(n\theta) \frac{d\theta}{dt} \quad (12.6)$$

$$e_B = R_B I_B(t) + L_B \frac{dI_B(t)}{dt} - n\Psi_m \cdot \cos(n\theta) \frac{d\theta}{dt} \quad (12.7)$$

Adicionalmente a modelização do sistema por ser complementada com recurso à transformada de Laplace na Equação 12.5 de forma a obter uma função de transferência:

$$U_A(s) = R_A I_A(s) + L_A[sI_A(s) - I_A(0^-)] + \frac{1}{s} K_E \omega = \quad (12.8)$$

$$R_A I_A(s) + sL_A I_A(s) + \frac{1}{s} K_E \omega \Leftrightarrow \frac{U_A(s) - \frac{1}{s} K_E \omega}{I_A(s)} = R_A + sL_A \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \frac{I_A(s)}{U_A(s) - \frac{1}{s} K_E \omega} = \frac{1}{R_A + sL_A}$$

Concentrando o estudo num MPP híbrido cujo ângulo de desfasamento entre fases é de $\frac{\pi}{2}$, considerando desprezável a indução mútua entre fases e linear o comportamento dos circuitos magnéticos podemos assumir que o binário gerado é dado pela soma dos binários individualmente gerados por cada fase em cada instante. Assim, o binário desenvolvido pela fase A, T_A , e pela fase B, T_B , é respetivamente [24]:

$$T_A = -n\Psi_m I_A(t) \sin(n\theta) \quad (12.9)$$

$$T_B = n\Psi_m I_B(t) \cos(n\theta) \quad (12.10)$$

No entanto, além do binário desenvolvido pelo motor existe um binário de sentido contrário ao primeiro dado pela interação entre os dentes do estator e os dentes do rotor. Este binário, T_{dm} , é chamado de binário de retenção, ou *detent torque*. Este assume valores entre 1% a 10% do binário máximo gerado pelo MPP e apresenta-se mesmo quando os seus enrolamentos não se encontram energizados. Desta forma, o binário eletromagnético propriamente gerado, T_e , é dado por [24]:

$$T_e = -n\Psi_m [I_A(t) \sin(n\theta) - I_B(t) \cos(n\theta)] - T_{dm} \sin(2n\theta)$$

A modelação do MPP é uma tarefa complexa pelo que pode ser implementada com recurso a ferramentas matemáticas, nomeadamente o *software* Simulink/MATLAB.

3.2.4.7. RELAÇÃO ENTRE DENTES, FASES E NÚMEROS DE PASSOS

Como mencionado, os conjuntos de dentes presentes no interior do MPP são necessários para gerar o binário e, portanto, posicionar o rotor. Sendo m o número de fases do motor, n o número de dentes do rotor e S o número de passos por revolução podemos estabelecer a seguinte relação:

$$S = m \cdot n \quad (13.1)$$

Onde o ângulo deslocado no rotor por passo θ_s , é dado por

$$\theta_s = \frac{360}{S} \quad (13.2)$$

3.3. COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC)

Este subcapítulo deverá abordar conceitos elementares relacionados com a compatibilidade eletromagnética aplicado a circuitos, nomeadamente a interação gerada pelo campo magnético e elétrico de um condutor (acoplamento ou *crosstalk*) noutro que se encontre nas proximidades, assim como a sua blindagem e ligação à massa do cabo, além disso, são abordados as características não ideais dos componentes passivos (condensados e bobinas) e resistivos responsáveis por comprometer por vezes o desempenho do próprio circuito. Segue-se a análise da eficácia da blindagem metálica contida nos cabos e as suas limitações decorrentes das pequenas aberturas. Depois é levantada a questão de fontes de ruído interno,

nomeadamente térmico. Por fim, discute-se questões de compatibilidade eletromagnética associada a circuitos digitais, mais concretamente a forma de realizar a ligação à massa e a forma como as correntes lógicas digitais fluem.

3.3.1. INTRODUÇÃO À EMC

O grande número de dispositivos eletrónicos para a comunicação, computação, automação e outros fins a operar próximos uns dos outros levam à interferência eletromagnética (EMI) entre eles. Este efeito aumentou nos últimos anos dado a possibilidade de integrar mais dispositivos em menor área, além de um aumento da frequência de *clock*, por vezes acima dos gigahertz. Na projeção de um equipamento deve-se ter em consideração o cenário ao qual este vai ser aplicado sendo necessário respeitar regulamentos governamentais de EMC (*i.e.*, o equipamento não deve ser afetado por fontes eletromagnéticas externas e não deve ser uma fonte de ruído eletromagnético).

“Compatibilidade eletromagnética (EMC) é a capacidade de um sistema eletrônico funcionar adequadamente num ambiente eletromagnético pretendido e não ser uma fonte de poluição para esse ambiente eletromagnético” [31].

3.3.1.1. RUÍDO E INTERFERÊNCIA

Pode-se verificar ruído num circuito elétrico quando neste se encontra presente um sinal de diferente do desejado. Assim, a distorção proveniente das não linearidades do circuito não deve ser considerada a menos que estejam acopladas a outra secção do circuito. A interferência é o efeito indesejável do ruído que por sua vez pode ser eliminada, facto que não ocorre no ruído. Por sua vez, o ruído pode ser dividido em três categorias [31]:

1. Fontes de ruído intrínsecas, como ruído térmico e de disparo;
2. Fontes de ruído humanas, como motores, interruptores, circuitos eletrónicos e transmissões rádio;
3. Ruído originado por distúrbios naturais, como raios e manchas solares.

3.3.1.2. SUSCETIBILIDADE E IMUNIDADE DE UM CIRCUITO

Pode-se definir suscetibilidade como sendo a capacidade de um circuito ou dispositivo responder à energia eletromagnética indesejada [31].

Imunidade é, portanto, o oposto de suscetibilidade, isto é, define-se como sendo o nível de imunidade de um circuito ou dispositivo quando aplicado ao ambiente eletromagnético para o qual este pode operar satisfatoriamente, sem prejuízos maiores e com uma margem de segurança definida. Desta forma, torna-se essencial fazer um controlo da emissão de energia eletromagnética de forma a criar um ambiente estável.

3.3.1.3. PROJEÇÃO DO CIRCUITO

Pode-se afirmar que até certo ponto, a suscetibilidade é autorregulada, uma vez que caso o produto se apresente suscetível num ambiente eletromagnético, este deve ser substituído. Porém, a emissão não disfruta desse privilégio pelo que os regulamentos EMC impostos por várias agências governamentais e órgãos reguladores devem ser tidos em consideração [31].

É boa prática, portanto considerar EMC em todo o projeto (*i.e.*, parte mecânica, elétrica e por vezes *software*), antecipando potenciais problemas desde o seu início e corrigir os restantes frutos dos ensaios dos protótipos finais para EMC.

As considerações destes aspetos desde o seu início podem reduzir até 90% potenciais problemas que poderiam vir a surgir. As ferramentas *Computer-Assisted Design* (CAD) devem ser auxiliadas com conhecimentos EMC uma vez que os mesmos podem nem ser considerados no desenho da PCB [31].

Neste projeto será seguido o regulamento mais atualizado da *United Nations Economic Commission for Europe* (UNECE) relativo ao tema de compatibilidade eletromagnética em veículos e *Electrical/Electronic sub-Assembly* (ESA), nomeadamente R10, revisão 6, lançado em 30 de outubro de 2020.

3.3.1.4. CIRCULAÇÃO DE RUÍDO

Para o desenvolvimento de um problema de interferência são necessários três elementos. O primeiro, uma fonte de ruído. Segue-se em segundo lugar um canal de acoplamento para a transmissão do ruído entre o emissor e o receptor. Por último, um receptor no circuito suscetível a esse mesmo ruído. A Figura 23 ilustra o descrito. De frisar que o ruído deve ter tais características que estejam dentro dos valores aos quais o receptor é suscetível (*i.e.*, frequência, amplitude suficiente e tempo necessário para ser detetado) [31].



Figura 23 Diagrama blocos da circulação de ruído [31]

A deteção destes três elementos, assim como as características de ruído são essenciais para a análise do problema. Após isso, a sua eliminação ou redução pressupõe a destruição do caminho de acoplamento alterando as características de ruído da fonte, ou do recetor tornando insensível ao ruído ou condicionar a transmissão através do canal de acoplamento.

Um problema de emissão provavelmente pressupõe uma intervenção nas características da fonte emissora. Já um problema de suscetibilidade pressupõe uma intervenção do lado do recetor, aumentando a sua imunidade ao ruído em questão.

Um exemplo concreto seria a escolha de um motor CC para controlo do movimento vertical da claraboia. Mesmo que este estivesse blindado, o ruído proveniente do comutador e das escovas poderia interferir com o circuito de controlo e potencias comunicações. A ação sobre a fonte de ruído ou sobre o recetor pouco poderia contribuir para a redução da interferência. Nesta situação, uma atuação ao nível do canal de acoplamento (cablagem do motor ou radiação proveniente destes) surtia mais efeito

3.3.1.5. MÉTODOS DE ACOPLAGEM DE RUÍDO

Existem várias formas de acoplamento de ruído, podendo ser feitas com recurso a um condutor que ao passar pelo ambiente crítico conduz o ruído para um outro circuito responsável pela sua filtragem. Esta técnica é muitas vezes válida quando não existe controlo sobre a fonte de alimentação ou se existir outro equipamento a ela ligada igualmente não controlado pelo circuito que se pretende reduzir a suscetibilidade de ruído [31].

Uma outra técnica recorre a um acoplamento de impedâncias comum, onde é possível que dois circuitos distintos fluam através da mesma impedância. O potencial de terra de um segundo circuito é modulado pela passagem de corrente do primeiro circuito ao longo da resistência.

O recurso a acoplamento de campo elétrico e magnético irradiados é igualmente válido. Todos os componentes do circuito condutores irradiam campos eletromagnéticos não

intencionais. No entanto, ainda existe a emissão de radiação intencional provenientes de fontes, nomeadamente estações de transmissão, as quais devem ser contidas [31].

É então importante salientar que para uma análise em função do tempo ou frequência que todos os campos elétricos são confinados no interior dos condensadores e que todos os campos magnéticos estão confinados no interior dos indutores.

3.3.1.6. EMISSÕES CONDUZIDAS E RADIADAS

Os meios usados para transmitir um sinal composto de ruído podem ser divididos em três cenários, nomeadamente conexão física dos componentes eletrónicos (emissões conduzidas), radiação de campos eletromagnéticos (ondas eletromagnéticas) e acoplamento de energia entre os campos elétricos e magnéticos.

Emissões Conduzidas

As emissões conduzidas ocorrem num circuito (cabos de alimentação, condutores à massa, linhas de sinal entre outros) devido à circulação de corrente no mesmo, podendo atuar em modo comum ou modo diferencial. As correntes em modo comum entram pela(s) fase(s) de alimentação e neutro e retornam pela massa do circuito recorrendo aos caminhos proporcionados pelos elementos parasitas, Figura 24 (a). Já as correntes em modo diferencial entram pela(s) fase(s) e retornam pelo neutro, diferenciando-se das anteriores através da sua frequência superior, Figura 24 (b) [32].

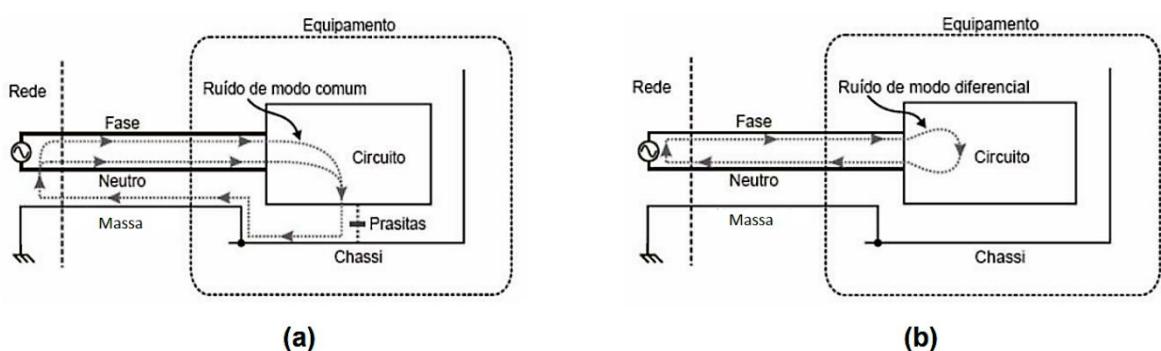


Figura 24 Circulação de correntes em modo comum (a) e diferencial (b) [33]

Este tipo de emissões ocorre entre os 150 kHz e os 30 MHz uma vez que acima deste valor a atenuação começa a ser significativa e outras formas de interferência eletromagnética predominam.

A verificação das emissões conduzidas deve ser realizada recorrendo a equipamentos específicos, nomeadamente um analisador de espetro cujo a função é mostrar a amplitude do campo elétrico em função da frequência. Este pode ser apresentado em V/m e/ou $\text{dB}\mu\text{V/m}$ e/ou dBmW . A deteção deste sinal pode ser feita segundo um método de média (*average*) ou quase pico (*quasi-peak*) em função da norma seguida. O primeiro consiste na média ponderada de todos os valores medidos durante um intervalo de tempo. O segundo método resulta de uma avaliação da taxa de repetição das componentes espectrais que compõem um sinal [32].

O equipamento *Line Impedance Stabilization Network* (LISN) atua como um filtro passa baixo com a finalidade de isolar as interferências conduzidas do circuito principal (*i.e.*, evita o ruído de elevada frequência oferecendo elevada impedância do conjunto de bobinas e condensadores que o incorporam).

Emissões Radiadas

As emissões radiadas estão relacionadas com os campos elétricos e magnéticos radiados pelo próprio equipamento capazes de interferir com outros equipamentos. As primeiras emissões ocorrem aos 30 MHz e podem estender-se até 1 GHz [32].

O controlo é mais complicado do que as emissões conduzidas pelo facto da distribuição destes campos não ser de forma uniforme e atuar com níveis de frequência diversos.

Os testes de emissões radiadas consistem na medição dos campos elétricos radiados dentro de um ambiente de ensaio (câmara semi-anecóica, células GTEM ou TEM ou num laboratório em campo aberto) sujeitando o equipamento a uma perturbação de diferentes faixas de frequências e amplitudes de campo elétrico em função da norma) [32].

Sem dúvida que o maior objetivo de garantir a compatibilidade eletromagnética de um equipamento é evitar que este interfira com os demais que se encontram à sua volta, assim como as ondas eletromagnéticas compostas de sinais e informação.

3.3.2. CABLAGEM E BLINDAGEM

A correta seleção do tipo de cabo condutor é importante uma vez que geralmente são estas as partes mais longas do sistema. O projeto em questão estará sujeito a bastante ruído eletromagnético irradiado, nomeadamente EMI. O isolamento do cabo por si só é

transparente a este tipo de interferência, no entanto uma blindagem auxilia na redução destes efeitos. Neste subcapítulo será abordado conceitos elementares relacionados com diferentes tipos de blindagem assim como o local indicado para ligação à massa. Além disso serão mencionados dois tipos de acoplamentos, concretamente o capacitivo e indutivo [31].

3.3.2.1. ACOPLAGEM CAPACITIVO

O acoplamento capacitivo ou elétrico resulta da interação de campos elétricos entre circuitos. Este tipo de acoplamento é por vezes identificado na literatura como acoplamento eletrostático, no entanto trata-se de um equívoco pois os campos não são estáticos [31].

Na Figura 25 podemos observar um acoplamento capacitivo entre dois fios condutores e o seu circuito equivalente. De notar que a capacidade elétrica C_{12} é a capacidade parasita entre os dois condutores, assim como C_{2G} ligado à massa que atua para o condutor 2 e qualquer circuito a ele conectado. Adicionalmente C_{1G} é capacidade entre o condutor 1 e a massa do circuito. A resistência R representa o circuito conectado no condutor 2. Por fim, V_1 representa a fonte de interferência.

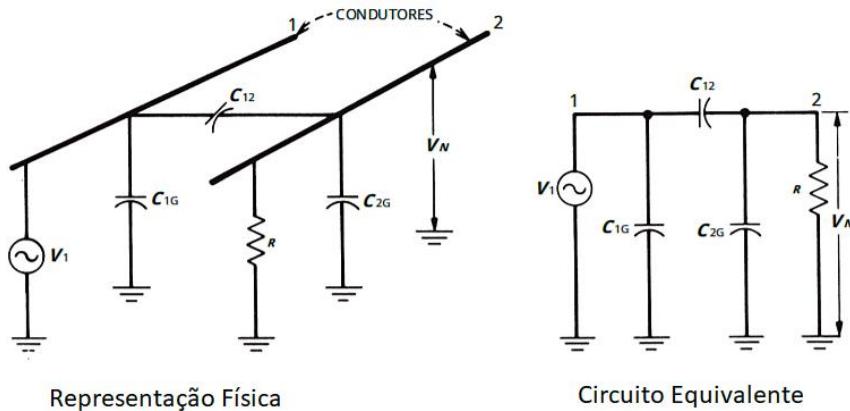


Figura 25 Acoplamento capacitivo entre condutores [31]

Da análise do circuito podemos concluir que a tensão de ruído (V_N produzida entre o condutor 2 e a terra) é diretamente proporcional à frequência ($\omega = 2\pi f$) da fonte de ruído, o valor da resistência R , a capacidade mútua C_{12} e a magnitude de V_1 .

Uma vez que a tensão e frequência da fonte de ruído não podem ser alteradas, restam apenas dois elementos. Para redução deste tipo de acoplamento. A capacidade mútua C_{12} pode ser diminuída recorrendo a uma blindagem ou separação física dos condutores (aconselha-se um

afastamento de 40 vezes o diâmetro do condutor para uma atenuação considerável do seu valor). Por sua vez, se o valor da resistência do condutor 2 for grande o suficiente [31]:

$$R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})} \quad (14)$$

Então a tensão de ruído produzida entre o condutor 2 e a terra apenas depende do divisor de tensão capacitivo entre C_{12} e C_{2G} .

3.3.2.2. ACOPLAGEM INDUTIVO

O acoplamento indutivo, ou magnético, resulta da interação entre os campos magnéticos de dois circuitos. Este tipo de acoplamento é habitualmente descrito como eletromagnético, o que novamente é uma terminologia parcialmente incorreta pois nenhum campo elétrico está envolvido [31].

Na Figura 26 podemos observar um acoplamento indutivo entre dois fios condutores e o seu circuito equivalente. A passagem da corrente I_1 no primeiro condutor produz um fluxo relacionável com a corrente através da indutância própria L desse fio (constante depende da geometria do condutor e das propriedades magnéticas do meio que o envolve). Decorre que o fluxo gerado no condutor 1 produz no segundo circuito um fluxo diferente. Pode-se então dizer que há uma indutância mútua M_{12} dado por [31]:

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1} \quad (15.1)$$

Onde Φ_{12} representa o fluxo no circuito 2 devido à corrente I_1 presente no circuito 1.

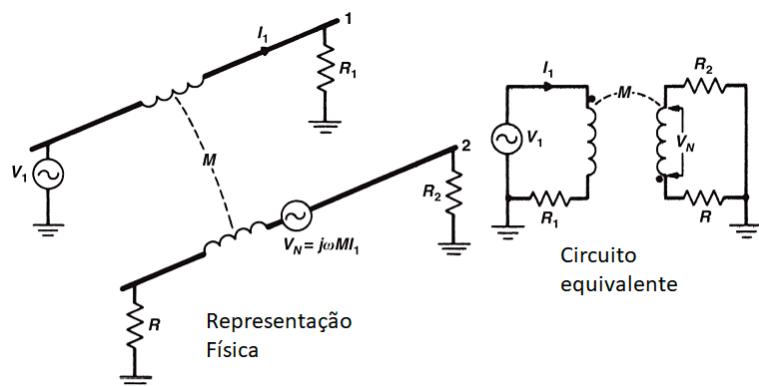


Figura 26 Acoplamento indutivo entre condutores [31]

A tensão V_N induzida pode ser calculada recorrendo à Lei de Faraday, no entanto, se a área formada pelo circuito 2 (compreendida entre os extremos R, R2, massa e o fio condutor) é

constante e a densidade de fluxo é sinusoidal com variação igualmente constante ao longo desta área, podemos afirmar que o valor eficaz de V_N é dado por [31]:

$$V_N = j\omega B A \cos\theta \quad (15.2)$$

Onde B é o valor eficaz da densidade de fluxo sinusoidal. Uma vez que $B A \cos\theta$ representam o fluxo magnético total (Φ_{12}) podemos reescrever a Equação 15.2 da seguinte forma:

$$V_N = j\omega M_{12} I_1 = M_{12} \frac{di_1}{dl} \quad (15.3)$$

Da Equação 15.3 percebemos que este tipo de acoplamento é diretamente proporcional à frequência dado a dependência de ω . Para reduzir a tensão de ruído deve-se diminuir a influência de BA e $\cos\theta$ no circuito. O parâmetro B pode ser reduzido afastando os condutores ou entrelaçando os fios da fonte de forma a anular os campos magnéticos entre os dois. Já a área do circuito receptor pode ser diminuída colocando o fio condutor mais próximo da potencial terra. O $\cos\theta$ pode ser reduzido pela orientação adequada da fonte e dos circuitos do receptor [31]. Por fim, podemos afirmar que no acoplamento de campo magnético, a tensão de ruído é produzida em série com o condutor receptor enquanto no acoplamento de campo elétrico, uma corrente de ruído é produzida entre o condutor receptor e a massa.

3.3.2.3. PROTEÇÃO CONTRA RADIAÇÃO MAGNÉTICA

A adição de uma blindagem no condutor 2 não aterrada e composta por materiais não magnéticos leva à formação de uma nova indutância mútua (M_{1B}), mas desta vez entre o condutor 1 e a blindagem. Uma vez que a *shield* não tem efeito nas propriedades magnéticas do meio onde estão os condutores 1 e 2, também não tem sobre a tensão induzida no circuito 2, no entanto, acarreta uma tensão por causa da circulação de corrente no condutor 1 [31].

A ligação à massa de uma das extremidades da blindagem não magnética em nada surte efeito, no entanto, se as duas extremidades estiverem aterradas fará com que a corrente nesta, devido à indução mútua M_{1B} , flua. No entanto é gerado uma nova tensão de ruído no condutor 2. Assim, a tensão V_2 , a partir da indução direta do condutor 1 e da tensão V_B , da corrente de blindagem induzida relacionam-se [31]:

$$V_N = V_2 - V_B \quad (16)$$

De notar que as tensões têm polaridades opostas, pelo que corretamente dimensionadas podem-se anular. Decorre que em baixas frequências, a captação de ruído no cabo blindado é a mesma de um cabo não blindado. Assim, para minimizar a tensão de ruído no condutor 2, a resistência da blindagem (R_B) deve ser minimizada, uma vez que a corrente que por ela flui é responsável por anular grande parte da indução direta no condutor 2. De frisa que para efeitos práticos, R_B não inclui somente a resistência da blindagem, mas também a resistência de terminação da blindagem (deve ser evitada uma vez que diminui a eficácia da blindagem) e qualquer resistência na ligação à massa.

Assim, para evitar radiação de um campo magnético de um condutor aterrado em ambas as extremidades, este deve ser blindado e a blindagem deve ser igualmente aterrada em ambas as extremidades. Essa abordagem fornece uma boa blindagem de campo magnético para frequências consideravelmente acima da frequência de corte da blindagem. Isto permitirá que a blindagem gere um campo magnético que cancele o campo magnético do condutor central.

3.3.2.4. TIPOS DE BLINDAGENS

Os cabos podem atuar como a principal fonte de transferência de EMI, tanto na fonte como no receptor. No primeiro, o cabo pode conduzir o ruído para outro equipamento ou atuar como uma antena capaz de irradiar o ruído. Já no segundo, o mesmo cabo pode captar a EMI irradiada de outras fontes. Os cabos podem conter vários graus de blindagem e de eficácia. A quantidade de blindagem necessária depende de vários fatores, nomeadamente o ambiente elétrico no qual o cabo é usado, o diâmetro, o peso, flexibilidade e o custo do cabo [34].

A maioria dos cabos é blindado com *shield* trançada dado a sua flexibilidade, durabilidade e resistência, sendo a sua alma condutora composta por 60% a 98% de cobre, não sendo tão eficazes como um condutor sólido na proteção de campos magnéticos. Para frequências mais elevadas, a eficácia da *shield* trançada diminui fruto dos orifícios da mesma. O recurso a várias blindagens aumenta em muito a sua eficácia, porém o custo é igualmente superior. No entanto, o mais comum é recorrer a uma folha metálica e uma trança com o intuito de aproveitar as melhores características de cada um. Este conjunto começa a perder a eficiência quando a frequência do sinal é superior a 100 MHz [31].

A blindagem recorrendo somente a folha de alumínio isola completamente a alma condutora, no entanto a sua aterragem fica dificultada. Normalmente, em vez de o fazer a toda a

blindagem recorre-se a um fio condutor proveniente da mesma. Neste sistema a corrente flui longitudinalmente ao eixo do cabo.

Uma blindagem em espiral é igualmente muito utilizada dado a sua flexibilidade, facilidade de terminação e custos de fabrico associados reduzidos. Neste sistema a corrente flui na blindagem em forma de espiral segundo um ângulo realizado com o eixo longitudinal do cabo. Desta forma, esta corrente é composta por duas componentes, uma longitudinal ao longo do eixo do cabo e outra circular em torno da circunferência do cabo. De notar que quanto maior for o ângulo de inclinação da espiral, menor será a eficiência desta blindagem [31]. Além disso, uma vez que estes cabos aumentam a impedância de transferência (meio de medir a eficácia de uma blindagem já que relaciona a tensão em circuito aberto desenvolvida pelo condutor central e a blindagem, por unidade de comprimento, com a corrente que flui nessa mesma blindagem) ainda mais que a blindagem entrançada com a frequência acima de certa de 100 kHz, os mesmos devem ser evitados nesses cenários [31].

3.3.3. SISTEMA EQUILIBRADO

Pode-se afirmar que um sistema de dois condutores de sinal e todos os circuitos a eles conectados estão em equilíbrio quando ambos têm a mesma impedância, diferente de zero relativamente à referência (e.g., terra). O objetivo é, portanto, fazer com que a captação de ruído seja igual em ambos os circuitos, recorrendo a um sinal em modo comum (sinais que circulam com mesmo sentido pelos condutores de sinais e também pelo condutor de retorno ao potencial de terra (GND). Se isto não for respeitado, o sistema está em desequilíbrio [31].

Esta técnica de eliminação de redução de ruído económica pode e deve ser utilizada em conjunto com a blindagem, podendo em certas aplicações substituí-la totalmente. Para que o circuito em questão seja eficaz na redução de ruído em modo comum, todas as conexões internas ao circuito devem estar igualmente em equilíbrio. A utilização de amplificadores diferenciais ou transformadores são duas abordagens válidas neste sentido [31].

O desequilíbrio resistivo das maiorias dos cabos é maioritariamente insignificante podendo ser ignorado. Relativamente ao desequilíbrio capacitivo, este pode igualmente ser desprezado quando nele circulam sinais de baixa frequência, caso contrário, o valor da capacidade associada deve ser considerado. Os desequilíbrios indutivos são praticamente inexistentes para cabos com blindagem trançada quando devidamente terminados. Esta má terminação está associada a cabos blindados com folha metálica cujo a terminação não tem

contacto 360 graus com a blindagem. Algo idêntico pode ocorrer quando é usado um fio dreno, onde os desequilíbrios indutivos são significantes [31].

3.3.4. COMPONENTES PASSIVOS

É sabido que os componentes reais não são ideias, divergindo dos modelos teóricos. Compreender este facto torna-se importante no momento de dimensionamento do circuito em que os mesmos estão inseridos.

3.3.4.1. CONDENSADORES

O condensador não é uma capacidade pura, apesar de serem frequentemente classificados em função do material do dielétrico que os constitui, estes também apresentam uma resistência e uma indutância em série. O circuito equivalente pode ser encontrado na Figura 27.

A resistência R_1 ou vulgarmente chamada de *Equivalent Serie Resistance* (ESR) cujo seu valor define o fator de dissipação do condensador. Já o valor de R_2 varia em função da resistividade do material do dielétrico. A indutância L é a *Equivalent Serie Inductance* (ESL) e o seu valor é proveniente da estrutura do condensador [31].

A sua frequência útil máxima é limitada pela indutância L e pela estrutura que o constitui, nomeadamente o tamanho dos terminais. Um comportamento ideal pressupunha a redução da sua impedância para elevadas frequências, no entanto acima do valor da *self-resonance* este condensador apresenta um comportamento indutivo, aumentando a sua impedância. Abaixo da *self-resonance* o condensador apresenta um comportamento capacitivo, diminuindo o valor da impedância. Em geral, quanto menor a estrutura do condensador, menor será a influência da indutância [31].

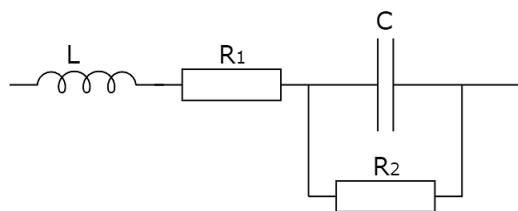


Figura 27 Circuito equivalente de um condensador [31]

O valor da sua frequência de ressonância pode ser calculando para $X_C = X_L$, ou seja:

$$f_r = f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (17)$$

Condensadores Eletrolíticos

A principal vantagem deste tipo de condensadores é o facto de conseguir armazenar um elevado valor de capacidade num pequeno espaço. De frisar que os condensadores eletrolíticos são polarizados pelo que esta deve ser respeitada. Este pode ser dividido em duas categorias, alumínio e tântalo [31].

Um condensador eletrolítico de alumínio apresenta maior resistência em série e o seu valor aumenta com o aumento da frequência e diminuição da temperatura. O seu tamanho implica a consideração de uma maior indutância. Por estes motivos este condensador não deve ser usado acima da frequência de 25 kHz, sendo maioritariamente usados para filtragem de baixas frequências, *bypass* ou acoplamento [31].

O condensador eletrolítico de tântalo sólido tem menos resistência em série e uma relação capacidade/volume maior que os de alumínio. Ainda assim, este condensador tem menor valor de indutância série, podendo ser usado até alguns megahertz [31].

Condensadores de Filme

Os condensadores de filme ou papel apresentam menor resistência do que os eletrolíticos, mas maior valor de indutância, sendo a sua relação capacidade/volume igualmente menor. Geralmente são utilizados em aplicações de média frequência, até alguns megahertz, nomeadamente filtragem, acoplamento, *bypass* e eliminação de ruído de um certo circuito abaixo de 1 MHz. Dado a sua estabilidade térmica são os condensadores que mais se aproximam do condensador ideal [31].

Condensadores de Mica e Cerâmica

Os condensadores de mica e cerâmica são úteis para altas frequências, cerca de 500 MHz dado a sua baixa resistência e indutância em série, no entanto, os seus terminais devem ser mantidos curtos. São, portanto, utilizados em circuitos radiofrequência (RF) para filtragem, *bypass*, acoplamento ou desacoplamento em circuitos digitais de alta velocidade [31].

Os condensadores de mica têm uma constante dielétrica baixa, sendo a sua relação capacidade/volume menor que a dos condensadores de cerâmica, no entanto estes apresentam alta tensão de ruptura dielétrica face aos de cerâmica [31].

Portanto, não existem condensadores que forneçam um comportamento satisfatório para toda a gama de frequências. No entanto, por vezes a combinação de condensadores em paralelo de diferentes tipos pode ser uma abordagem válida (*e.g.*, utilização de um condensador eletrolítico para elevada capacidade em paralelo com condensador de cerâmica para fornecer baixa impedância a altas frequências).

3.3.4.2. BOBINES

As bobines podem ser classificadas em função do material que constitui o seu núcleo. Este pode ser ar (ou outro material qualquer não magnético) ou núcleo magnético. Uma bobine ideal seria composta apenas pela sua indutância, no entanto também contém uma resistência em série e uma capacidade distribuída pelos seus enrolamentos, conforme a Figura 28.

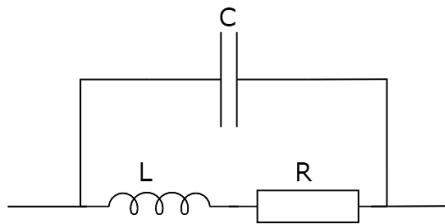


Figura 28 Circuito equivalente de uma bobine [31]

Núcleos de ar ou bobines com núcleo magnético aberto são mais prováveis de causar interferências magnéticas uma vez que o seu fluxo se propaga para fora do indutor por uma distância superior às bobines com núcleo magnético fechado, sendo que quase todo o fluxo permanece dentro do próprio núcleo [31].

A suscetibilidade aos campos magnéticos é também uma característica importante a ter em consideração. Um núcleo magnético aberto é mais suscetível do que um núcleo magnético fechado, no entanto, um núcleo a ar é menos suscetível do que núcleo magnético fechado. Frequentemente é necessário blindar os indutores para confinar os seus campos magnéticos a um espaço limitado [31].

3.3.4.3. RESISTÊNCIAS

O circuito equivalente de uma resistência varia consoante os processos de fabricação, no entanto, o apresentado na Figura 29 é relativamente genérico. Tipicamente é composto por um condensador em paralelo na ordem dos 0.1 a 0.5 pF devendo ser considerado para valores de resistência elevados (na ordem dos $M\Omega$) e frequências onde a reactância capacitiva possa

intervir no circuito. A indutância pode particularmente ser desprezada na análise do circuito. No entanto a sua presença torna a resistência suscetível a campos magnéticos externos [31].

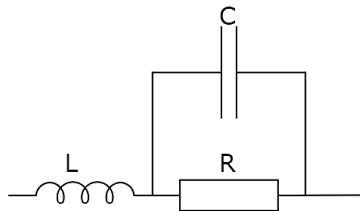


Figura 29 Circuito equivalente de uma resistência [31]

3.3.5. FONTES DE RUÍDO INTRÍNSECAS

Nenhum circuito está completamente livre da existência de ruído. A presença de ruído interno ainda estaria presente mesmo que todas as fontes de ruído externo fossem eliminadas. A amplitude deste ruído não é diretamente obtida, sendo apenas possível defini-lo em termos de probabilidade, no entanto o seu valor eficaz é conhecido. Este subcapítulo aborda três tipos de fontes de ruído intrínsecas, nomeadamente ruído térmico, *shot noise* e *contact noise* [31].

3.3.5.1. RUÍDO TÉRMICO

O ruído térmico provém da agitação térmica dos eletrões dentro de uma resistência. Nyquist (1928) comprovou que o valor eficaz da tensão de ruído de um circuito aberto produzido por uma resistência podia ser dada por [31]:

$$V_t = \sqrt{4kTBR} \quad (18.1)$$

Sendo k a constante de Boltzmann ($1.38 * 10^{-23}$ joules/K), T a temperatura absoluta em kelvin (K), B a largura de banda de ruído em Hz e R a resistência em questão. Desta forma para minimizar a influência da tensão de ruído, V_t , em série com a resistência seria vantajoso reduzir o seu valor e a largura de banda do sistema. Adicionalmente, operar a uma temperatura perto do zero absoluto seria igualmente válida, mas difícil de implementar. O ruído térmico pode ser representado como um gerador de corrente em paralelo com a resistência segundo a seguinte equação [31]:

$$I_t = \sqrt{\frac{4kTB}{R}} \quad (18.2)$$

Elementos elétricos capazes de dissipar energia produzem ruído térmico, pelo que uma reactância capacitiva ou indutiva não está sujeita à criação desse tipo de ruído. Desta forma, o ruído térmico gerado pela junção de vários elementos passivos é apenas igual ao ruído térmico que seria gerado por uma resistência com valor igual à parte real da impedância equivalente desse circuito.

3.3.5.2. *SHOT NOISE*

O *shot noise* está associado a flutuações aleatórias da corrente elétrica CC através de uma barreira de potencial, uma vez que esta corrente consiste na circulação de cargas discretas (*i.e.*, eletrões ou lacunas). Visto que cada eletrão contribui com uma carga ínfima, o *shot noise* é relativamente insignificante na maioria das aplicações. Este ruído está presente em diversos semicondutores e tubos de vácuo. No primeiro caso, este ruído é causado pela difusão aleatória de portadores através da base de um transístor e pela recombinação de pares de eletrões. Já no segundo caso, o ruído surge da emissão aleatória de eletrões no cátodo [31].

Este efeito foi estudado teoricamente por W. Schottky em 1918 que mostrou que a corrente de ruído eficaz é dada por [31]:

$$I_{sh} = \sqrt{2qI_{cc}B} \quad (19)$$

Onde q é a carga do eletrão ($1.6 * 10^{-19}$ coulombs), I_{cc} é a corrente contínua média (A) e B é largura de banda do ruído (Hz). O ruído em questão é branco (sinal aleatório com igual intensidade em diferentes frequências, o que origina densidade espectral de potência constante) e possui as mesmas características descritas no ruído térmico.

3.3.5.3. *CONTACT NOISE*

O contact noise é originado por imperfeições nos materiais que vão realizar o contacto causando flutuações na condutividade do sistema. Ocorre em qualquer circuito composto por interruptores ou contactos a relé, no entanto também é visível em transístores, díodos e resistências dada a sua composição ser a combinação de pequenas partículas adequadamente moldadas para formarem o componente [31].

Este ruído é diretamente proporcional ao valor da corrente contínua que percorre o dispositivo sendo que a densidade de potência varia inversamente com frequência. O *contact*

noise pode-se tornar predominante em baixas frequências, sendo por vezes denominado de “ruído cor-de-rosa” (igual ao ruído branco, mas limitado em largura de banda) [31].

3.3.6. **DIGITAL CIRCUIT GROUNDING**

Um sistema digital é também um sistema RF com significativo potencial de interferência. Neste subcapítulo será abordado conceitos elementares e algumas técnicas para a correta colocação da potencial terra num circuito elétrico [31].

Quando o objetivo é atingir a EMC do projeto a análise deve ser no domínio dos tempos, uma vez que os requisitos legais e as características dos componentes para o controlo de interferências são abordadas neste domínio. O domínio das frequências está relacionado com o domínio dos tempos segundo a transformada de Fourier [31].

O conteúdo harmónico de uma onda quadrada é infinito, no entanto há um ponto no qual o valor energético do conteúdo harmónico é relativamente baixo, podendo ser ignorado. Este ponto é considerado a largura de banda de um sinal digital, BW , estando relacionado com o tempo de subida, t_r , segundo a seguinte equação [31]:

$$BW = \frac{1}{\pi t_r} \quad (20)$$

Em contraste, os circuitos digitais operam a níveis de sinal relativamente grandes em comparação com muitos circuitos analógicos, o que acarreta uma menor imunidade à captação de ruído, uma vez que as fontes de ruído interno sobressaem face às externas. Estas fontes resultam maioritariamente do ruído dos barramentos de massa e alimentação, assim como reflexos do sinal na linha de transmissão e *crosstalk* anteriormente mencionado [31].

No momento de realizar a conexão do circuito digital à massa para o desenho de uma *Printed Circuit Board* (PCB), o valor da indutância do condutor alocado a essa tarefa é preocupante, pelo que deve ser minimizado o máximo possível.

O valor desta indutância é diretamente proporcional ao tamanho do condutor. Desta forma o tamanho dos cabos que transportam sinais de alta frequência (*e.g.*, sinal de *clock* e de comando) deve ser reduzido. Esta indutância também é inversamente proporcional ao diâmetro d do condutor ou largura de um condutor plano. Para uma distância h acima de um plano de retorno de corrente cujo valor é superior a $1.5d$ a indutância ($\mu H/polegada$) é dada por [31]:

$$L = 0.005 \ln \left(\frac{4h}{d} \right) \quad (21.1)$$

E no caso de o condutor ser plano, na projeção de uma PCB, a indutância é dada por:

$$L = 0.005 \ln \left(\frac{2\pi h}{w} \right) \quad (21.2)$$

Onde w é a largura do condutor, sendo $w \leq h$. Dado a relação logarítmica expressa nas Equações 21.1 e 21.2, reduzir o valor da indutância aumentando o diâmetro ou largura do condutor revela-se pouco eficaz. Um outro método é fornecer caminhos alternativos para a passagem de corrente. Estes caminhos devem ser colocados em paralelo, permitindo uma redução significativa à medida que o número de condutores aumenta, isto se a indução mútua for minimizada [31].

Adicionalmente, é sabido que condutores capazes de transportar sinal devem possuir a menor indutância possível e uma vez que a reactância indutiva é diretamente proporcional à frequência do sinal, para a sua diminuição deve-se diminuir proporcionalmente o valor da frequência deste sinal o quanto possível. No entanto, se o mesmo não for possível, deve-se reduzir a largura do condutor de forma a aumentar o número de vias em paralelo até à massa [31].

De forma genérica o controlo da largura de um traço é uma consideração na análise CC ou baixa frequência usada para diminuir a resistência do condutor. Já o controlo da largura dos condutores de alta frequência é usado para reduzir a indutância deste mesmo condutor.

Um outro método consiste na distribuição adotada para os condutores de sinal e alimentação. Para minimizar a indutância total, dois condutores que conduzam corrente no mesmo sentido (dois condutores de massa ou dois condutores de alimentação) devem ser separados, no entanto, dois condutores que conduzam corrente em sentidos opostos (como um condutor de massa e outro de alimentação ou um condutor de sinal e outro de massa) devem ser colocados o mais próximo possível. Este efeito leva à redução da área do circuito fechado que retorna a corrente à fonte de alimentação [31].

3.3.7. DISTRIBUIÇÃO DA ALIMENTAÇÃO DE UM CIRCUITO DIGITAL

O *layout* de distribuição de energia deve ser o mesmo e paralelo às vias de ligação à massa. No entanto, nem sempre é possível. Uma vez que o controlo de ruído da fonte de alimentação

pode normalmente ser controlado por outros meios (*e.g.*, desacoplamento da fonte de alimentação), na ocorrência de ser necessário adotar o espaço presente na PCB para redução de ruído é preferível a implementação de um bom sistema de interligação à massa [31].

3.3.7.1. DESACOPLAMENTO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

O desacoplamento da fonte de alimentação é útil na medida em que é possível “separar” o circuito composto pelos diversos circuitos integrados (IC) do circuito de alimentação. Este facto apresenta vantagens, uma vez que reduz o efeito de um IC provocado noutro além de fornecer menor impedância entre a alimentação e a massa [31].

Para este efeito recorre-se a condensadores de desacoplamento ou *bypass*, que quando devidamente posicionados e dimensionados atuam como um caminho de baixa impedância em direção à massa no momento de comutação de um sinal proveniente do IC. Desta forma, no momento de redução ou aumento da tensão na entrada de um IC, um condensador de desacoplamento deve ser capaz de fornecer energia suficiente para manter essa tensão aos terminais do IC estável [31].

Este desacoplamento torna-se mais complicado à medida que as frequências de *clock* têm vindo a aumentar e nomeadamente o tempo de subida do sinal. Um desacoplamento menos eficaz pode ser origem de ruído no circuito e potencial emissão de radiação indesejada, além de que pode condicionar a correta operação de certos ICs [31].

3.3.7.2. CONDENSADORES DE DESACOPLAMENTO

Tipicamente, uma abordagem presente na literatura seria a implementação de um único condensador de cerâmica entre 0.1 e 0.01 μF ou condensador eletrolítico entre 0.1 e 10 μF junto da entra do IC. No entanto, da análise realizada no capítulo 3.4.6, verifica-se a existência de uma indutância associada a cada via, pelo que esta opção é sempre acompanhada de uma mesma indutância em série entre o condensador e o terminal do IC e o outro terminal do condensador e massa. Além disso, conforme mencionado no capítulo 3.4.4.1, o modelo real do condensador é acompanhado de uma resistência e uma bobine em série [31].

Estas indutâncias têm de ser reduzidas ao máximo, desta forma a distância do condensador ao IC deve ser a menor possível, permitindo também a redução da área de retorno da corrente. Decorre que devido a este inconveniente, para certas frequências do sinal, o circuito pode-se tornar ressonante com $X_C = X_L$, pelo que acima deste valor o circuito do condensador de desacoplamento torna-se indutivo e a sua eficácia vê-se diminuída [31].

3.3.7.3. ESTRATÉGIAS DE DESACOPLAMENTO EFICAZES

Conforme referido, o correto dimensionamento de um condensador de desacoplamento pode proteger o circuito contra flutuações de tensões na entrada do IC. No entanto, dado as altas velocidades inerentes dos sinais de elevada frequência outros parâmetros devem ser tidos em consideração, mais concretamente [31]:

1. Diminuição do tempo de subida, t_r ;
2. Diminuir a corrente transitória;
3. Diminuir as indutâncias em série com o condensador;
4. Implementação de vários condensadores.

Infelizmente as duas primeiras hipóteses não fornecem uma solução a longo prazo. No entanto, a diminuição da indutância em série com o condensador é viável e deve ser sempre aplicado sempre que possível. Para isso, a colocação de vários condensadores com mesmo valor em paralelo, ou o uso de vários condensadores com apenas dois valores diferentes é uma hipótese a considerar. Deve-se para isso ter em consideração que cada condensador deve alimentar o IC por meio de uma indutância diferente, pelo que estes devem estar distantes uns dos outros, reduzindo a indutância mútua intrínseca da aproximação de duas bobinas [31].

De notar que para baixas frequências a implementação de vários condensadores pode-se tornar inviável, uma vez que a sua impedância total pode não ser baixa o suficiente para a frequência em questão.

O uso de um conjunto de condensadores de duas capacidades diferentes apresenta vantagem teóricas face à aplicação de um condensador de maior capacidade quando usado num sistema que opera a alta frequência, uma vez que os primeiros fornecerão melhor desacoplamento a altas frequências enquanto o segundo fornecerá melhor desacoplamento a baixas frequências. Um desacoplamento eficaz minimiza efeitos de radiação provenientes de correntes transitórias e, portanto, redução de potenciais tensões de ruído [31].

3.3.7.4. PCB COM VALOR CAPACITIVO EMBUTIDO

No âmbito da distribuição de um elevado número de condensadores ao longo do circuito, surgiu uma nova implementação prática capaz de criar um efeito capacitivo embutido na PCB. Este feito foi enunciado entre 1989 e 1990 pela Sanmina que desenvolveu uma PCB laminada com espaçamento de 2 *milis* (0.0508 mm) entre camadas composta de vidro FR-4 como dielétrico que impunha 500 pF/polegada [31]. Usava uma camada dedicada à alimentação e outra à massa sendo possível obter 1000pF/polegada. O nome da tecnologia é *Buried Capacitance*, sendo o empilhamento mais comum apresentado na Figura 30.

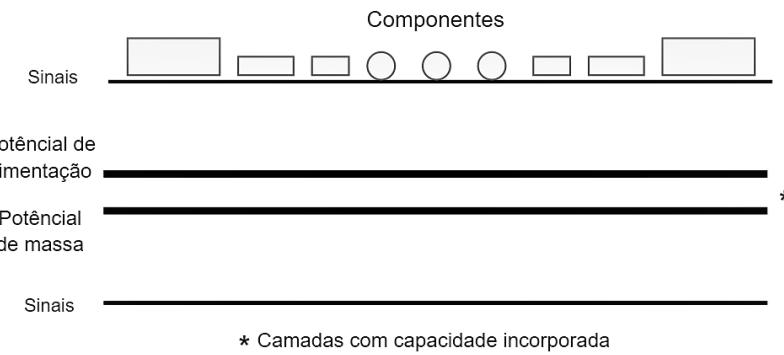


Figura 30 PCB com capacidade incorporada [31]

3.3.7.5. ISOLAMENTO DO CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO

A única solução para o problema de desacoplamento a elevadas frequências é o uso de vários condensadores discretos ou por parte da estrutura da PCB. Outra abordagem, na ocorrência de um desacoplamento menos eficaz é adotar uma forma de isolar o circuito de alimentação dos restantes componentes da PCB [31].

Este efeito é possível com recurso a uma ferrite apenas na linha de alimentação, não sendo necessário na linha de massa. Esta alimentação isolada é mais eficaz quando apenas um pequeno número de circuitos, a funcionar a elevada frequência, estão associados. Um exemplo concreto é a alimentação de um microprocessador e do circuito oscilador associado, sendo os restantes componentes alimentados de forma convencional [31].

Desta forma é possível afirmar que a alimentação isolada é capaz de fazer a separação física e elétrica do circuito da entrada do circuito da saída, evitando o fluxo de corrente contínua entre os dois (*e.g.*, transformador elétrico ou *optocoupler*) uma vez que cada circuito possui o seu terminal de massa próprio [35].

Por sua vez a alimentação não isolada constitui apenas um circuito, pelo que a corrente pode fluir da entrada para a saída. O seu custo e tamanho são inferiores comparado com a alimentação isolada uma vez que a sua utilização é mais comum em aplicações de frequências elevadas, exigindo uma redução de componentes magnéticos e capacitivos [35].

3.3.7.6. IMPLEMENTAÇÃO DE CONDENSADORES DE DESACOPLAMENTO

Os condensadores de desacoplamento devem ser suportar elevadas frequências e baixo valor indutivo, por este motivo os condensadores multicamadas de cerâmica são preferidos.

Conforme referido, a eficácia do desacoplamento a frequências acima da frequência de ressonância é unicamente determinada por quanto baixo é o valor da indutância do condensador considerado. Já para uma operação abaixo da frequência de ressonância deve ser feito por um condensador com capacidade suficiente que imponha uma impedância reduzida e capaz de responder adequadamente às correntes transitórias exigidas pelo IC aquando da sua comutação. Além disso deve respeitar a próxima Equação [31]:

$$C \geq \frac{dIdt}{dV} \quad (22)$$

Sendo dV e dI a tensão e corrente transitórias permitidas no intervalo de tempo dt .

A sua localização na PCB deve ser o local que garante a imposição de menor indutância, isto é, o ideal seria conectar diretamente o condensador às vias de alimentação e massa de forma a reduzir a área gerada pelo circuito de retorno da corrente à fonte (múltiplas vias contribuem minimamente para este efeito), no entanto, caso não seja possível, as vias até estas devem ser mantidas o mais finas possíveis [31].

3.3.7.7. FILTROS NA ENTRADA DA ALIMENTAÇÃO

O circuito principal deve conter uma secção alocada à filtragem de potenciais ruídos externos. Tipicamente este filtro é composto por um filtro em modo diferencial e um em modo comum conforme a Figura 31.

O filtro em modo diferencial apresenta uma estrutura designada π -filter com uma ferrite ou uma bobine no elemento em série, tendo como objetivo atingir uma tensão de saída com o mínimo de flutuações. Os valores dos seus condensadores variam tipicamente entre 0.1 e

0.01 μF e a impedância da ferrite contida entre 50 e 100 Ω , sendo que se for uma bobine normalmente varia entre 0.5 e 5 μH [31].

O elemento do filtro em modo comum é geralmente uma *common-mode choke* alocada na PCB ou uma ferrite no cabo de alimentação CC. A *common-mode choke* permite que no mesmo núcleo sejam envolvidos dois condutores, alimentação e massa, cujo fluxo magnético individualmente produzido se somam de forma a criarem um campo oposto e anular o ruído existente [31].

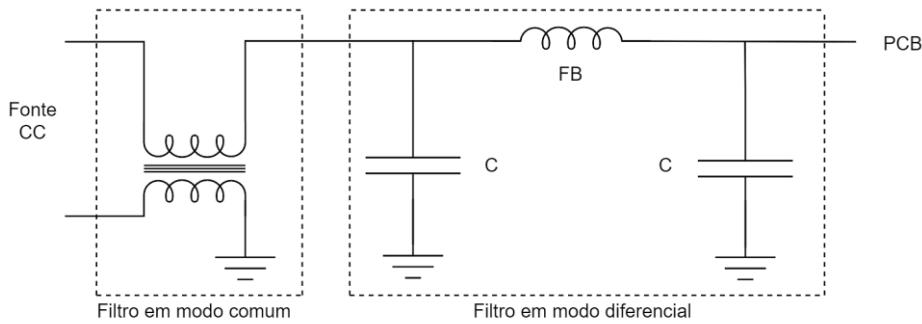


Figura 31 Esquema típico filtro de alimentação [31]

3.3.8. RADIAÇÃO DE UM CIRCUITO DIGITAL

Controlar a emissão de um circuito digital de forma a superar o teste EMC pode ser uma tarefa complexa, assim recomenda-se uma abordagem nesse sentido desde o início. Desta forma serão abordados conceitos elementares que permitem rever potenciais pontos de radiação em função das características elétricas dos sinais e das propriedades físicas do sistema [31].

Esta radiação pode ocorrer de duas formas, nomeadamente modo diferencial e modo comum.

3.3.8.1. RADIAÇÃO EM MODO DIFERENCIAL

A radiação em modo diferencial resulta da circulação interna de corrente entre componentes, o que leva à formação de uma área nas camadas da PCB capaz de atuar como uma pequena antena e irradiar campos predominantemente magnéticos. Assim, o tamanho destas áreas deve ser controlado e, portanto, minimizado [31].

A emissão desta radiação num espaço livre sem superfícies refletoras assume a forma de toroide. Ocorre que os testes EMC são realizados num espaço aberto com a presença do solo,

que atua como superfície refletora. Desta forma, para redução da radiação em modo diferencial deve-se [31]:

1. Reduzir a magnitude da corrente;
2. Reduzir a frequência ou conteúdo harmônico da corrente;
3. Reduzir a área efetiva do circuito de retorno da corrente, limitando o seu fluxo.

A área limite do circuito de retorno pode ser deduzida segundo a seguinte Equação [31]:

$$A = \frac{380Er}{f^2 I_{md}} \quad (23)$$

Onde E é o limite de radiação em microvolts por metro ($\mu\text{V/m}$), r é a distância entre o centro da radiação e a antena, em metros, que irá realizar os testes EMC, f é a frequência do sinal, em MHz, I_{md} é a corrente, em mA, e A é a área em centímetros quadrados. Ocorre o valor exato desta corrente é raramente conhecido, devendo ser estimado ou medido com uma ponta de prova adequada (*e.g., wide-band current probe*) [31].

De notar que nem todas as áreas de retorno de corrente são críticas. Normalmente a maior emissão encontra-se localizada nos sinais de maior frequência e periódicos, nomeadamente sinais de *clock*, conforme comprovado pela Equação 23. Por este motivo, no desenho de uma PCB multicamadas o sinal de *clock* deve encontrar-se adjacente à camada de massa do circuito, além de que o seu espaçamento deve ser o menor possível. Seguem-se as vias de barramento de dados, uma vez que costumam transportar grandes correntes, fruto do tipo de sinal, devem seguir a mesma lógica, no entanto, devem circular longe do sinal de *clock* [31].

3.3.8.1. RADIÇÃO EM MODO COMUM

A radiação em modo comum resulta de quedas de tensões indesejadas nos condutores. A circulação de corrente que percorre os condutores direcionados à massa leva à formação de uma queda de tensão e, portanto, à formação de campos elétricos [31].

Este tipo de radiação é mais complicado de tratar pois não se relaciona com o tipo de sinal a circular num cabo, mas apenas o facto de se encontrar referenciado à massa do circuito.

Uma vez que a resposta do circuito no ponto de emissão é idêntica a uma antena perpendicular ao fluxo de corrente no cabo, para uma medição da emissão deste circuito perpendicular a essa “antena” podemos afirmar [31]:

$$E = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} (f l I_{mc})}{r} \quad (24)$$

Onde E é dado em volts/metro e representa a magnitude do campo elétrico gerado, f em hertz, l e r , em metros, correspondem à dimensão da “antena” e à distância à qual é efetuado os testes e I_{mc} é a corrente em modo comum do cabo. Assim, para uma redução efetiva da radiação em modo comum deve-se [31]:

1. Reduzir o valor da corrente de modo comum;
2. Reduzir a frequência ou conteúdo harmônico da corrente;
3. Reduzir o comprimento da antena (cabo).

A redução do valor efetivo da corrente em modo comum pode ser realizada minimizando a tensão em modo comum da alimentação, blindando o cabo (discutido na secção 3.4.2), isolando o cabo da massa da PCB com recurso a um transformador ou acoplador ótico ou filtrando o sinal proveniente deste. A redução da tensão em modo comum pressupõe a redução da impedância de conexão à massa (este tema foi abordado na secção 3.4.6) [31].

Assim, de forma geral podemos afirmar que a maioria dos problemas de emissão de radiação em modo comum ocorrem abaixo dos 300 MHz e a maioria dos problemas de emissão de radiação em modo diferencial ocorrem acima dos 300 MHz [31].

3.3.9. REGULAMENTO ECE R10

O ECE R10 é um regulamento publicado pela *United Nations Economic Commission for Europe* (UNECE) que define os requisitos de compatibilidade eletromagnética para veículos e os seus Subconjuntos Eletrónicos (SCE).

Abrange (a) requisitos relativos à imunidade a perturbações irradiadas e conduzidas capazes de causar confusões nas funcionalidades de barramento registo de dados do veículo em questão; (b) requisitos relativos ao controle de emissões irradiadas e conduzidas indesejadas para a correta operação com todos os subconjuntos eletrónicos do veículo em questão; (c) requisitos adicionais para veículos e SCEs que preveem sistemas de ligação para carregamento do Sistema Recarregável de Armazenamento de Energia (SRAE), responsável por fornecer energia elétrica para a propulsão elétrica do veículo) no que diz respeito ao controlo de emissões e à imunidade desta conexão entre veículos e rede elétrica [36].

Os testes de EMC são realizados de acordo com as cláusulas relevantes do regulamento ECE R10 em laboratórios adequados a testes EMC. Os laboratórios de teste EMC capazes deste feito estão equipados com câmaras e equipamentos de teste EMC em conformidade com IEC, ISO ou CISPR. São realizados testes de emissão e imunidade conforme o plano especificado no ECE R10. Após uma aprovação positiva nestes testes e a devida avaliação da documentação associada ao equipamento assim como os documentos de qualidade (*e.g.*, certificado ISO 9001 válido) o produto passa a ser acompanhado da marcação E [37].

Desta forma seguem-se os ensaios ao veículo e referentes SCE de emissões por radiação e conduzidas, bem como à imunidade a perturbações por radiação e por condução.

Dado a natureza do projeto em questão, apenas será averiguado as especificações relativas aos equipamentos SCE. São assim sujeitos a testes relativos às interferências eletromagnéticas em banda larga (ponto 6.5) segundo o método descrito no anexo 7 e banda estreita (ponto 6.6) segundo o método descrito no anexo 8.

Seguem-se testes relativos às emissões de perturbações transitórias por condução geradas pelos SCE nos cabos de alimentação de 12/24 V (ponto 6.7 e 7.17) segundo o método descrito no anexo 10, ensaios relativos à imunidade do SCE à radiação eletromagnética (ponto 6.8 e 7.18) segundo o método descrito no anexo 9 e testes relativos à imunidade dos SCE a perturbações transitórias por condução ao longo dos cabos de alimentação de 12/24 V (ponto 6.9 e 7.19) segundo o método descrito no anexo 10.

São também estipulados limites relativos a emissões de harmónicos gerados a partir dos cabos elétricos de corrente alternada do SCE (ponto 7.11) segundo o método descrito no anexo 17 e quadro 10 do referido regulamento (corrente de entrada ≤ 16 A por fase). Além destes, especificações de variações de tensão, flutuações de tensão e tremulação nos cabos de corrente alternada geradas pelos SCE (ponto 7.12) segundo o método descrito no anexo 18. Especificações relativas às perturbações por condução em cabos de corrente alternada ou de corrente contínua originadas por emissão de radiofrequência pelos SCE (ponto 7.13), segundo o método descrito no anexo 19. Especificações relativas às perturbações por condução na rede e no acesso às telecomunicações originadas pela emissão de radiofrequências pelos SCE (ponto 7.14), segundo o método descrito no anexo 20. Especificações relativas à imunidade do SCE a transitórios rápidos/disparos por condução ao longo dos cabos elétricos de corrente alternada e de corrente contínua (ponto 7.15),

segundo o método descrito no anexo 21. Especificações relativas à imunidade dos SCE a sobretensões conduzidas ao longo dos cabos de corrente alternada ou de corrente contínua (ponto 7.16), segundo o método descrito no anexo 22. Todos os métodos mencionados têm de ser definidos pelo fabricante [36].

3.3.9.1. ANEXO 7

O anexo 7 descreve a forma de realizar a medição das emissões eletromagnéticas em banda larga do SCE segundo a norma CISPR 25. O dispositivo deve estar a funcionar a carga máxima, podendo ser simulado com uma operação de até 80 % da corrente nominal na ocorrência do ensaio não ser efetuado com um SRAE.

Os testes são efetuados na gama de frequência de 30 a 1000 MHz em câmaras semi-anecóica ou em zonas de ensaio ao ar livre. Os limites são indicados no ponto 6.5.2.1 com recurso a um detetor quase-pico a uma distância de 1 metro (ver Anexo A), ou detetor de pico aplicando uma correção de 20 dB, conforme indicado na norma CISPR 12.

3.3.9.2. ANEXO 8

O anexo 8 descreve a forma de realizar a medição das emissões eletromagnéticas em banda estreita do SCE segundo a norma CISPR 25. O dispositivo deve igualmente operar à carga máxima, podendo ser simulado numa câmara blindada absorvente (ALSE - *Absorber Lined Shielded Enclosure*) ou em campo livre.

Os testes são igualmente efetuados na gama de frequência de 30 a 1000 MHz em câmaras semi-anecóica ou em zonas de ensaio ao ar livre com recurso a um detetor de valores médios (e.g., analisador de espetro ou um receptor de exploração). Os limites são indicados no ponto 6.6.2.1 a uma distância de 1 metro (ver Anexo B).

4. ARQUITETURA DO PROJETO

Este capítulo descreve o estudo inerente à escolha da melhor implementação capaz de cumprir os objetivos previamente estipulados. Desta forma analisa-se as condicionantes da seleção do motor passo a passo seguido de uma análise superficial do seu funcionamento.

Antes de iniciar uma investigação do mercado para escolha do circuito de *driver* e do MCU capaz de controlar o motor em questão, abordam-se alguns conceitos associados aos dispositivos semicondutores que compõem o primeiro elemento referido.

Por sua vez, apresentam-se os factos que levaram à seleção do circuito integrado powerSTEP01 para controlo do movimento dos MPPs e do microcontrolador ARM STM32F401RET6 de 32 bits capaz de atuar como MCU da parte lógica de controlo numa topologia *daisy chain*. A Figura 32 contempla um diagrama de blocos elementar do projeto, assim como os seus principais intervenientes.

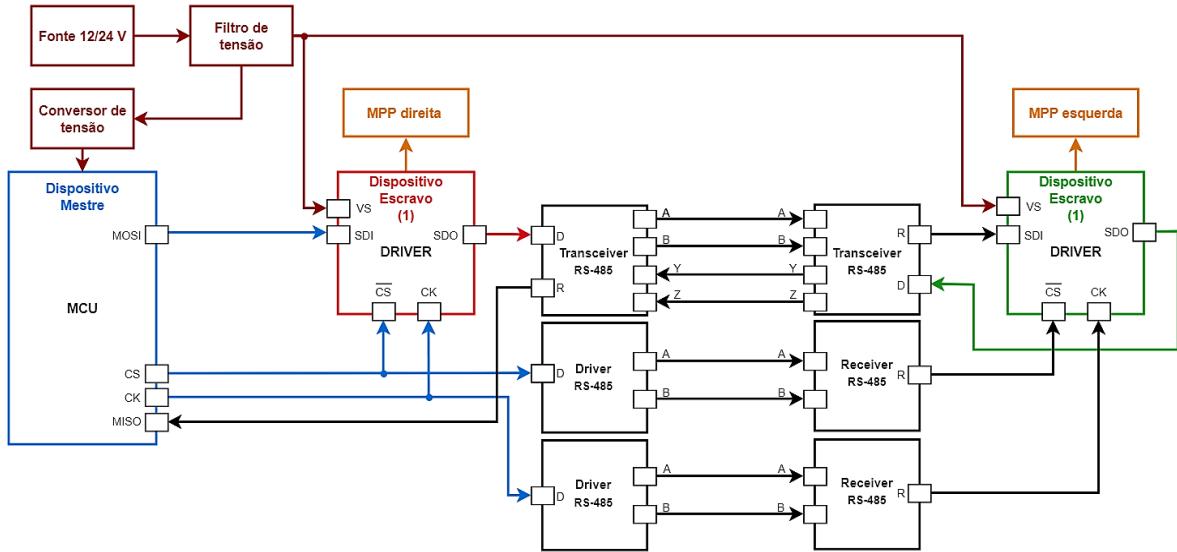


Figura 32 Arquitetura geral do sistema em *daisy chain*

4.1. SELEÇÃO DO MOTOR

O motor é sem dúvida um dos dispositivos que requer maior atenção no momento da sua escolha, uma vez que apresentam diferentes tipos de controlo e formas de atuação. Este equipamento eletromecânico deve cumprir a sua função e erguer a claraboia com uma margem de segurança considerável, não atuando em zonas críticas de sobreaquecimento ou falta de binário.

A seleção do motor ideal teve em consideração diversos aspetos nomeadamente:

- Custo do equipamento;
- Binário suficiente a baixas rotações;
- Consumo e ruído emitido;
- Compatibilidade de operação num autocarro (24 V) e num autocarro mini (12 V);
- Opções de controlo.

Uma vez que o projeto em questão culmina vários elementos (estrutura da claraboia e respetivo material associado como borrachas isolantes e sistema de emergência, estrutura de acoplamento ao veio do motor, circuito de controlo deste e o próprio motor) o valor atribuído a cada um deve ser devidamente justificado, procurando aumentar a qualidade e conter a normal subida do preço do produto final.

O MPP híbrido NEMA 23 é capaz de operar em diferentes níveis de tensão. Para qualquer tipo de motor, a tensão de alimentação está diretamente relacionada com a velocidade do

motor (*i.e.*, atingir corrente suficiente para ultrapassar forças de inércia). Nos MPP a tensão fornecida pelo fabricante é geralmente a mesma do produto da corrente nominal pela sua resistência dos enrolamentos. Este valor é útil para superar o *holding torque* quando o rotor que se encontra imobilizado, mas não o suficiente para quando este se encontra em movimento. Este facto deve-se à BEMF produzida pelo motor que impede que a corrente flua convenientemente pelos enrolamentos. Por este motivo a análise da curva $T = f(N)$ é essencial para uma previsão da resposta do motor.

O MPP em questão apresenta duas fases no estator tendo uma resistência por fase (R_A) de $1,5 \pm 0,15 \Omega$ e uma indutância por fase (L_A) de $5 \pm 1 \text{ mH}$, corrente nominal a circular por pelos enrolamentos de cada fase (I_A) de 2,8 A e uma tensão de operação (U_A) de 4,2 V. A interação dos enrolamentos do estator com o rotor permite uma rotação de $1.8^\circ \pm 0,09$ (200 passos) por cada passo com um *holding torque* de 2 Nm.

O valor do *holding torque* é geralmente superior ao binário de operação, sendo este limitado pela corrente máxima que o motor pode superar. O fornecedor do MPP disponibiliza uma curva $T = f(N)$ para uma tensão e corrente nominal de 36 V e 4 A respetivamente. Esta curva encontra-se na Figura 33 e regista os seguintes pontos:

- Máximo binário a 1979,3 mNm a 28 r/min (rpm) e uma corrente de 0,969 A;
- Maior eficiência a 405,9 mNm a 1260 r/min (rpm) e uma corrente de 1,833 A;
- Pior eficiência a 576,0 mNm a 900 r/min (rpm) e uma corrente de 1,882 A.

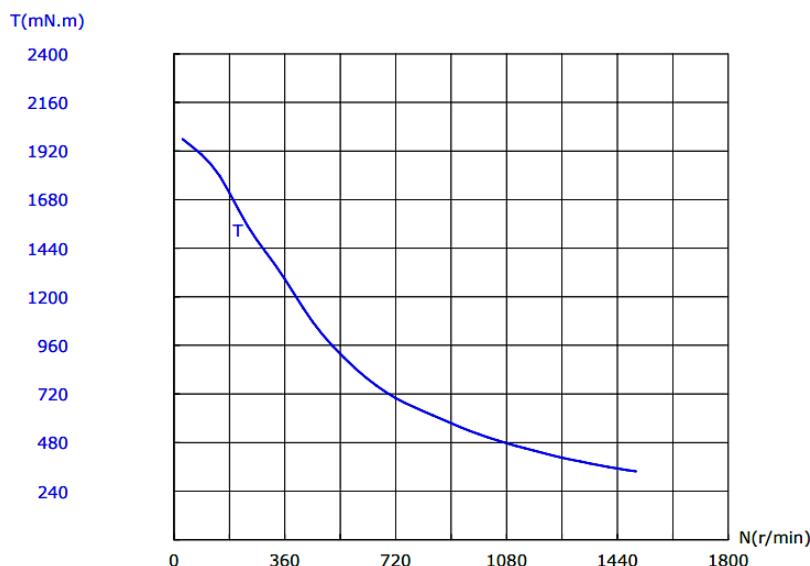


Figura 33 Curva binário em função da velocidade de rotação do MPP

A adoção de uma engrenagem módulo 1,5 compostas por 12 dentes e, portanto, um diâmetro de referência de aproximadamente 20 mm ($r = 10$ mm) permite erguer a claraboia em 7 cm em pouco mais de uma rotação. Este facto permite operar a uma velocidade muito baixa.

Se no limite, cada motor e o respetivo sistema acoplado for sujeito a metade do peso da claraboia ($F = \frac{7,46}{2} * 9,81 = 36,59\text{ N}$), ou seja, apenas um lado é erguido totalmente, apenas será necessário desenvolver um binário (T) capaz desse feito, não considerando os efeitos aerodinâmicos do sistema. O cálculo pode ser realizado recorrendo à Equação 1, para um ângulo θ de 90°:

$$T = F \cdot r \cdot \text{sen}(\theta) = 36,59 * 10 * 10^{-3} * \text{sen}(90^\circ) = 0,366\text{ Nm}$$

O que demonstra que o motor selecionado realiza a tarefa com leveza apesar de eventuais questões aerodinâmicas não terem sido tidas em conta.

Apesar de a curva presente na Figura 33 não corresponder à tensão fornecida aos dispositivos de um autocarro ou autocarro mini, podemos prever uma diminuição vertical nos valores do binário à medida que a velocidade vai aumentado. Por este motivo adotou-se a velocidade que, para a característica ilustrada, apresenta maior binário, 28 rpm, correspondente a 0,46(6) rps. Assim é possível fazer uma abertura da claraboia em pouco mais de 2 segundos (segundo valores teóricos).

O MPP híbrido apesar de conter um íman permanente no seu rotor, concilia as melhores características do motor também de íman permanente (binário elevado) e do motor de relutância variável (elevado número de passos por rotação), além de apresentar melhor *holding torque* e *detent torque* (quantidade de binário que a interação entre os enrolamentos do estator e o rotor produzem quando estes não estão alimentados sendo proporcional à velocidade de rotação do rotor e oposto ao binário produzido pelo motor). Adicionalmente podemos garantir uma resposta segura uma vez que este se encontra segundo um movimento repetível e eventualmente sujeito a um erro não cumulativo.

Para o motor em questão podemos verificar uma relação entre dentes, fases e número de passos consultando as Equações 13.1 e 13.2 da secção 3.2.4.6. Sendo m o número de fases do motor, n o número de dentes do rotor e S o número de passos por revolução. Podemos concluir que $S = 200$, $m = 2$ e no caso de um motor híbrido o número de dentes do rotor é o mesmo que o número de pares de polos magnéticos, pelo que $n = 100$.

Este motor apresenta ruído audível considerável, a baixa velocidade, face às restantes hipóteses, mas menor em relação às variantes de MPP (relutância variável e íman permanente). No entanto, o mesmo vê-se reduzido quando no seu veio tem uma carga acoplada, dado pelo amortecimento mecânico. Outra hipótese seria adotar uma estratégia de *microstepping* capaz de aumentar a resolução do movimento, o que está fora de questão dado a redução considerável de binário gerado pelo MPP. A única solução viável seria a implementação de meio passo por cada impulso o que potencialmente originaria um pouco mais de binário, mas um controlo do movimento mais complexo.

Com vista na redução do consumo e da temperatura, prevê-se que a melhor solução será desligar o circuito de controlo do MPP quando não se encontra em utilização (claraboia totalmente aberta ou totalmente fechada). Desta forma é possível uma redução considerável na energia dissipada nos enrolamentos quando energizados e, portanto, o calor gerado pelo sistema.

Conforme referido, a resistência associada a cada enrolamento, presente nas periferias do estator, determina a corrente máxima por ele percorrida e a indutância desse mesmo enrolamento evita que a corrente inverta o sentido instantaneamente além de exigir um tempo adicional para aumentar o seu valor quando este enrolamento é alimentado. Por este motivo, optou-se por modelar o sistema segundo a Figura 22 e determinar o tempo necessário em cada enrolamento para atingir o valor final de corrente que por ele passaria para uma dada tensão aplicada.

O valor da constante BEMF (K_E) do motor não foi disponibilizado pelo fornecedor pelo que foi necessário determiná-la. O processo é relativamente simples, sendo apenas necessário conectar uma das fases ao osciloscópio e fazer girar o eixo do motor a uma velocidade constante. Ajustando as escalas de tempo e tensão do osciloscópio é possível observar uma onda sinusoidal. De notar que forma desta onde fica mais perfeita à medida que se aumenta a velocidade de rotação (uma boa sinusoide mantém a amplitude durante 2 ou 3 ciclos) [38]. Algumas formas de ondas para diferentes velocidades podem ser observadas na Figuras presentes no Anexo C.

A Tabela 2 apresenta os parâmetros necessários extraídos que permitem calcular K_E . Este valor pode ser calculado individualmente segundo a Equação 25:

$$K_E = \frac{\text{Tensão}}{\text{Frequência} * 2\pi} \Leftrightarrow \quad (25)$$

Tabela 2 – Registo de valores para cálculo de K_E

Velocidade (rpm)	Tensão pico (V)	Período (ms)	Frequência (Hz)	K_E (Vs/rad)
30	3,88	40,20	24,88	0,02482
75	5,52	16,10	62,11	0,01414
100	7,92	11,93	83,80	0,01504
200	13,6	6,050	165,3	0,01309
300	21,2	4,060	246,3	0,01369

O primeiro valor de K_E é bastante superior aos restantes, pelo que não deve ser considerado para o cálculo da média aritmética:

$$\bar{K}_E = \frac{0,01414 + 0,01504 + 0,01309 + 0,01369}{4} \Leftrightarrow \quad (26)$$

$$\Leftrightarrow \bar{K}_E = 0,01399$$

Uma vez que o valor de K_E é tão baixo e o motor rodará igualmente a uma velocidade baixa (28 rpm = 2,932 rad/s) a sua consideração não é relevante no momento de modelização do sistema em questão.

Assim, conforme a Figura 22 e desprezando a tensão induzida no enrolamento proporcional a K_E e a ω (velocidade angular) podemos modelizar um enrolamento de um motor passo a passo conforme desenvolvido na Equação 12.8. A resposta a um degrau de 4,2 V de amplitude é visível na Figura 34.

A constante de tempo elétrica de uma fase está associada ao atraso no estabelecimento da corrente nominal (*i.e.*, até atingir 63 % do valor nominal, nomeadamente 1,77 A), sendo esta dada pela Equação 10:

$$\tau = \frac{5 \text{ mHP}}{1,5 \text{ } \Omega} \approx 3,3(3) \text{ ms}$$

Uma constante de tempo baixa é geralmente desejável, permitindo que o motor atinja o seu binário nominal, para a velocidade em questão, antes que exista comutação do sentido da corrente [39].

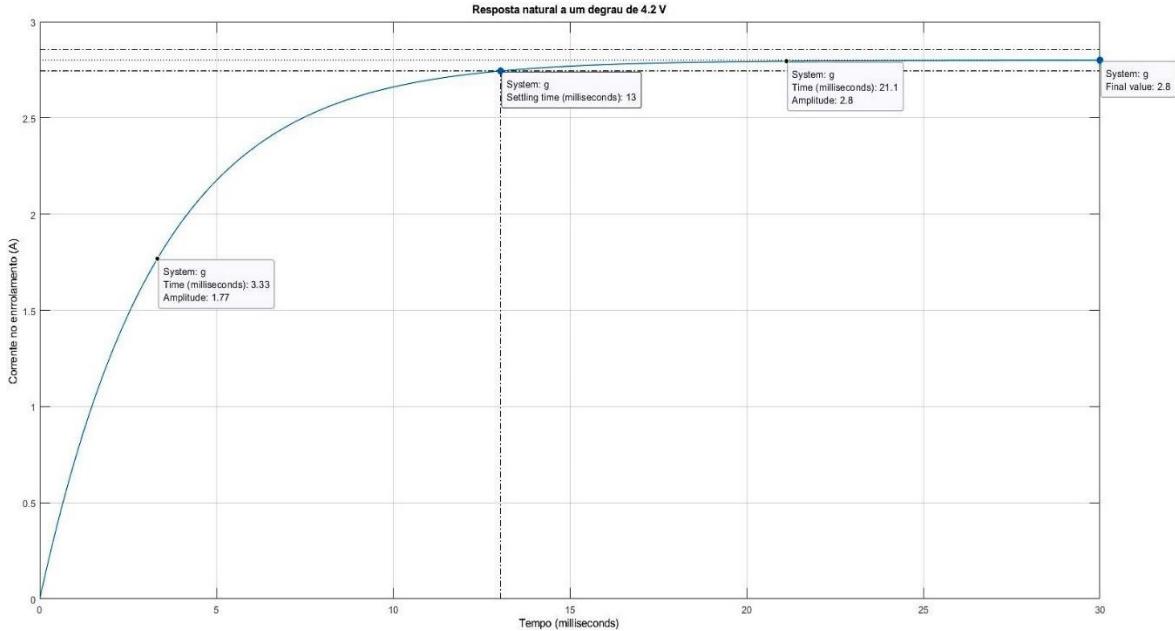


Figura 34 Resposta natural a um degrau de 4,2 V

À medida que a tensão aplicada ao enrolamento aumenta verifica-se uma diminuição do tempo de subida, o que leva à criação de maior binário e potencialmente maior velocidade de rotação. No entanto, um aumento exagerado da tensão aplicada pode levar a vibrações indesejáveis dado um potencial aumento de rigidez e aumento de energia dissipada [40]. A alimentação recorrendo a uma tensão U' superior à tensão nominal do enrolamento ($U_n = 4,2\text{ V}$) permite obter uma constante de tempo aparente (τ') consideravelmente inferior, dado por [29]:

$$\tau' = \tau \left(\frac{U_n}{U'} \right) = 3,333 * \left(\frac{4,2}{24} \right) = 0,583\text{ ms} \quad (27)$$

Conforme verificado na Figura 34, o *setting time* ocorre aos 13 ms, pelo que podemos assumir que ao final deste tempo, para a simulação em questão, obtemos 98,2 % do valor final (*i.e.*, 2.75 A). Adicionalmente, é possível verificar que a partir dos 21.1 ms a resposta atinge o valor final de corrente no enrolamento (*i.e.*, 2.8 A).

4.2. DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

O controlo do circuito de alimentação de cada fase pode ser otimizado com a correta seleção do semicondutor que irá realizar esse feito, uma vez que estes conferem características próprias a este mesmo circuito. Podemos então destacar os seguintes semicondutores:

- Transístores bipolares de junção (TBJ);
 - Transístores *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET);
 - Transístores *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT).

O TBJ é um semicondutor controlado por corrente que, quando montado em emissor comum, necessita de uma corrente que circule da base para o emissor entrar em condução (Figura 35 (a)). Este valor de corrente depende do ganho do transístor (h_{FE}) e do ponto de funcionamento (análise do gráfico I_C em função de V_{CE}). Este feito leva à circulação de uma corrente do coletor para o emissor. A sua implementação tem sido sucessivamente substituída por [29]:

- MOSFET em altas frequências e baixas potências dado a sua elevada velocidade de comutação com baixas perdas de comutação;
 - IGBT em baixas frequências e médias potências dado a sua elevada capacidade de condução de corrente com baixas perdas de condução.

Por sua vez, o MOSFET de sua natureza atua como um dispositivo unipolar comandado pela tensão V_{GS} aplicada entre a porta (*gate*) e a fonte (*source*) (Figura 35 (b)). Quanto maior o valor desta tensão (sendo $V_{GS} > V_{th}$), menor é o valor da resistência R_{DS} dado pela atração de mais portadores, originando um aumento da corrente dreno-fonte (I_D). Nesta situação, o transístor encontra-se a operar na região óhmica [29].

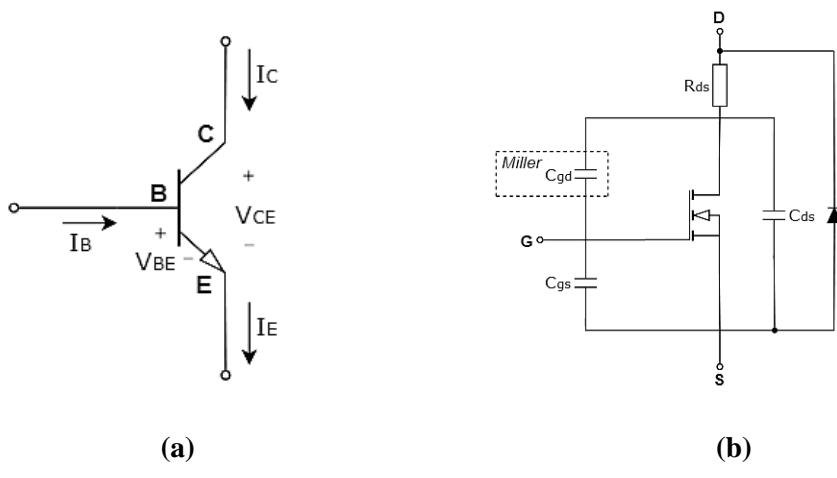


Figura 35 Transistor bipolar de junção (a) e MOSFET (b)

Uma vez que a porta se encontra separada eletricamente da fonte através de uma camada de óxido de silício, o comando é feito recorrendo à carga de um condensador responsável por diminuir a resistência R_{DS} . Nestas circunstâncias o MOSFET opera como uma resistência variável, sendo o valor de $R_{DS(on)}$ o principal parâmetro que condiciona o valor das perdas de condução e proporcional ao valor de V_{GS} .

Conforme mencionado no subcapítulo do controlo do motor de passo a passo, os tempos de comutação são determinados pelo tempo necessário para carregar e descarregar as capacidades C_{gd} e C_{gs} , em particular a primeira (capacidade de Miller, não linear, com valor bastante superior a C_{gs} para tensões baixas) [29], o circuito deve ter uma impedância transitória de saída suficiente baixa para poder fornecer a corrente de carga e descarga necessária [23].

Por sua vez, o IGBT conjuga as melhores características do MOSFET (circuito de controlo mais simples de baixa potência e elevada impedância de entrada) e do TBJ (baixas perdas de condução e elevada passagem de corrente). Este semicondutor controlado por tensão apresenta tempos de comutação e tensões de bloqueio superiores ao MOSFET, podendo ser as perdas de comutação a sua maior desvantagem [29].

Para o desenvolvimento de uma aplicação de comando de MPP é necessário ter em atenção os seguintes parâmetros [23]:

- Ganho de potência (relação P_{out}/P_{in})
- Perdas de condução e comutação;
- Frequência de operação.

Dado a aplicação em questão e a baixa potência associada, a análise apenas será centrada no comportamento do TBJ e do MOSFET.

De facto, o ganho do MOSFET é superior ao do TBJ uma vez que este apresenta um ganho em transcondutância. Por sua vez, o transístor bipolar necessitar de uma potência de comando contínua dada por $V_{BE} * I_B$.

Para ambos os transístores, as perdas de comutação (P_{com}) são proporcionais à frequência de comutação (f). Assumindo uma linearidade da corrente (I) e tensão (U) em cada fase do motor temos que [23]:

$$P_{com} = \left(\frac{UI}{2}\right) \cdot f \cdot (ts + td) \quad (28.1)$$

Sendo ts e td o tempo de subida e descida da corrente (em segundos) respetivamente.

Na verdade, os tempos de subida da corrente são idênticos nos dois tipos de transístores, porém o tempo de descida é inferior no MOSFET o que origina menores perdas de comutação em comparação com o TBJ [23].

Relativamente às perdas de condução (P_{cond}) cada transístor apresenta uma equação distinta, sendo que no caso do MOSFET estas são proporcionais quadraticamente ao valor eficaz da corrente na fase (I_{rms}) e à resistência deste quando em condução ($R_{DS(on)}$) [23]:

$$P_{cond} = (I_{rms})^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (28.2)$$

Já no TBJ, as perdas de condução são proporcionais à queda de tensão entre o coletor e o emissor (V_{CE}) e o valor médio da corrente que percorre a fase do MPP (\bar{I}) [23]:

$$P_{cond} = V_{CE} \cdot \bar{I} \quad (28.3)$$

Decorre que em momentos de comutação o valor de I_{rms} é superior a \bar{I} . No entanto, uma vez que o TBJ tem de operar perto da saturação, o valor de V_{CE} é superior comparativamente com o valor de quando trabalha na saturação [23]. Assim, para pequenas potências, as perdas podem ser da mesma ordem de grandeza.

Em suma, o circuito de *driver* desenvolvido com recurso a transístores MOSFET de potência fica facilitado uma vez que o comando é em tensão. Além disto, o circuito de alimentação das fases deve ser composto por um dispositivo capaz de operar a elevadas frequências (baixas perdas de condução) e tensões consideráveis. A subida da frequência de operação dos TBJ para níveis da ordem de grandeza do MOSFET só é possível à custa de funcionamento com menor saturação, originando maior dissipação de potência.

Por fim, este semicondutor possui regimes dinâmicos de operação segura mais alargados, característica que potencialmente reduz a adição de circuitos auxiliares de comutação dado a sua capacidade de sobrecarga [23].

Resta então averiguar o comportamento de um MOSFET canal P e canal N. O primeiro canal, quando em condução, apresenta maior dificuldade em obter uma resistência $R_{DS(on)}$

baixa, o que se traduz numa maior dissipação de potência em condução. Adicionalmente este mesmo transístor necessita de uma pastilha com o dobro da superfície para obter a mesma R_{gs} de um transístor canal N, pelo que o seu valor é mais elevado [23].

Como requisito do projeto o semicondutor deve ser capaz de comutar correntes de até 2.8 A, no mínimo operar a tensões até 50 V e gerar a menor perda de condução possível, pelo que a seleção de um MOSFET canal N é a escolha mais acertada.

Uma vez que a carga é parcialmente indutiva, quando a tensão nos enrolamentos é retirada, parte da corrente é mantida. Ocorre que o fenómeno em questão leva à formação de uma tensão elevada aos terminais do transístor que o pode destruir. A solução para este problema seria a colocação de um díodo de recuperação rápida em antiparalelo com o transístor de modo que a corrente flua por este. Naturalmente os MOSFETs possuem um díodo em antiparalelo, porém com um tempo de recuperação inverso (t_{rr}) possivelmente superior ao díodo externamente aplicado [23].

4.3. CIRCUITO DE *DRIVER*

O movimento rotacional do MPP não é contínuo, pelo que a potência entregue deve ser controlada. Este feito é possível controlando com precisão os momentos de alimentação dos polos do estator através de *drivers* ou controladores de passo.

O bloco de controlo pode ser subdividido em dois outros, nomeadamente um bloco denominado Lógica de Controlo e Circuito de *Driver*, conforme apresentado previamente na figura 21.

O circuito *driver* realiza a interface para o circuito de alimentação das fases, interpretando os comandos previamente estabelecidos na lógica de controlo e aplicando-os aos semicondutores de potência que por sua vez controlam a alimentação pulsada dos enrolamentos.

4.3.1. SOLUÇÕES PRESENTES NO MERCADO

A procura de um dispositivo que reunisse as características anteriormente mencionadas no subcapítulo de dispositivos semicondutores baseou-se nas soluções apresentadas pelas empresas STMicroelectronics, TOSHIBA, Texas Instruments e Infineon.

Inicialmente o controlo do motor foi realizado com recurso a uma placa de desenvolvimento ESP32 e o *driver* TB6560AHQ da TOSHIBA embutido numa placa MD430. O sistema em questão apresentava um controlo fácil para motores bipolares podendo ser definido externamente, com recurso a botões, o valor máximo da corrente fornecida aos enrolamentos, controlo até 1/16 *microstepping* e controlo de decaimento desta mesma corrente. Um sinal PWM, numa das saídas do ESP32, aplicado na entrada *pulse control signal* (STEP) da placa MD430 controlava a velocidade de rotação do rotor. Por sua vez a direção de rotação era definida pelo estado de uma saída digital também do ESP32 na entrada *direction signal* (DIR) da placa em questão. Para a devida operação era necessário fornecer uma tensão externa de 5 V podendo a corrente nas fases ser desabilitada com recurso à entrada *enable signal* (EN) fornecendo-lhe uma tensão nula.

Decorre que o sistema apresentava alguma instabilidade durante o funcionamento, além de emitir demasiado ruído para diferentes frequências. Ainda assim, o circuito integrado apresentava uma corrente de pico perto da corrente nominal dos enrolamentos, o que poderia conduzir o mesmo a operar perto do limite em certas circunstâncias. A tensão de máxima de operação é inferior a 50 V e a resistência $R_{DS(on)}$ é de 400 mΩ o que leva a uma dissipação de potência em condução máxima de $2,8^2 * 0,4 = 3,136$ W, valor elevado face a outras soluções presentes no mercado.

Os vários circuitos integrados disponibilizados pela Texas Instruments apresentam valores de $R_{DS(on)}$ inferiores (na ordem de 80 mΩ a 400 mΩ) com tensões de operação razoáveis de 52 V a 70 V (e.g., DRV8844, DRV8412 ou DRV8711), no entanto estas soluções necessitam de um elemento adicional capaz de fazer o controlo de cada *half-H bridge* (meia ponte H).

As soluções apresentadas pela Infineon seguem uma divisão idêntica aos circuitos integrados da Texas Instruments além gerarem corrente necessária para operação estável do MPP.

Relativamente à STMicroelectronics a escolha pelo powerSTEP01, presente na Figura 36, aparentemente é óbvia. Este pequeno circuito integrado é composto por 8 MOSFETs canal N organizados de forma a obter duas pontes completa com apenas 16 mΩ de $R_{DS(on)}$ capazes de suportar aplicações de até 85 V e correntes máximas de 10 A_{rms}. O mesmo integra um sistema não dissipativo de proteção contra circulações excessivas de corrente nas fases do motor, temperaturas anormais, baixa tensão nos enrolamentos e encravamento do motor. Por

sua vez permite um controlo avançado de tensão ou corrente adaptando-se a diferentes cenários.

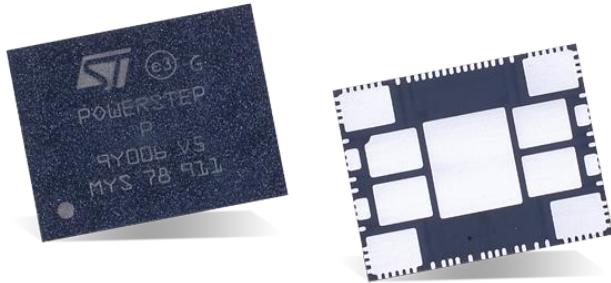


Figura 36 Controlador powerSTEP01 [41]

O dispositivo apresenta um controlo programável *Serial Peripheral Interface* (SPI) padrão de 5 Mbit/s, permitindo ajustar parâmetros definidos pelo usuário, nomeadamente aceleração, desaceleração, velocidade ou colocação numa posição concreta através de um conjunto de registos dedicados. Adicionalmente, valores analógicos como ponto de disparo do controlo de corrente, *dead time* nos circuitos das pontes H, PWM, frequência entre outros, também podem ser definidos recorrendo à interface de programação SPI.

O powerSTEP01 é capaz de realizar uma compensação na BEMF, aumentando a tensão fornecida aos enrolamentos à medida que a velocidade aumenta, evitando que esta se anule e com isso o binário produzido pelo MPP. Este feito permite obter uma corrente minimamente constante em toda a faixa de velocidades estipuladas.

Este dispositivo pode ser encontrado na placa de desenvolvimento X-NUCLEO-IHM03A1 capaz de suportar a adição de outras placas empilhadas de forma a controlar até três MPP. Por sua vez é também compatível com placas STM32 Nucleo, sendo a sua programação igualmente realizada através da interface SPI. O diagrama de blocos do powerSTEP01 pode ser encontrado no Anexo D, no entanto para informações mais concretas deve ser consultado o *datasheet* disponibilizado pelo fornecedor [42].

4.3.2. PRINCÍPIOS DO POWERSTEP01

Nesta secção serão abordados alguns pontos importantes, fruto da informação presente no *datasheet*, para a utilização do circuito integrado powerSTEP01 assim como a sua implementação física. De notar que para efeitos de teste e exploração do mesmo foi utilizada a placa de desenvolvimento X-NUCLEO-IHM03A1 anteriormente mencionada.

4.3.2.1. ALIMENTAÇÃO INICIAL DO DISPOSITIVO

Durante a inicialização todos os pinos IOs lógicos estão desativados e as pontes de alimentação dos enrolamentos em alta impedância (desativas). Para isto a tensão V_{REG} deve ser superior a $V_{REG(thON)}$ (tipicamente 3 V) e a entrada $\overline{STBY/RESET}$ forçada a um estado de tensão alto (conectada a V_{REG}). Os parâmetros são definidos como *default* sendo necessário decorrer um período $t_{logicwu}$ de 500 μ s antes de aplicar qualquer comando para permitir a inicialização adequada do oscilador e da lógica interna.

O dispositivo pode ser colocado em modo *Standby*, forçando a entrada $\overline{STBY/RESET}$ a um estado baixo durante pelo menos 0,5 ms, o que reduz significativamente a potência consumida pelo circuito integrado uma vez que todos os MOSFETs são desligados, a interface SPI e entradas lógicas desativas e o consumo de corrente do regulador de tensão V_{REG} limitado. Ao mesmo tempo, os valores dos registos são redefinidos aos seus valores originais. Ao sair deste estado deve-se respeitar as condições anteriormente mencionadas para a primeira alimentação.

4.3.2.2. E/S LÓGICAS

Os pinos \overline{CS} , CK, SDI, STCK, SW e $\overline{STBY/RESET}$ são entradas lógicas compatíveis com *Transistor - Transistor Logic / Complementary Metal - Oxide Semiconductor* (TTL/CMOS) de 3,3 V a 5 V. Já o pino SDO atua como uma saída lógica compatível com TTL/CMOS, sendo o valor de tensão aplicado ao pino V_{DD} responsável por definir a tensão de saída lógica (3,3 V ou 5 V)

Os pinos \overline{FLAG} e $\overline{BUSY} / SYNC$ são saídas de dreno aberto o que significa que as mesmas devem estar conectadas externamente com uma resistência *pull-up* a V_{DD} para garantir que estas se encontram com o estado lógico alto ativo.

Por sua vez as entradas SW e \overline{CS} contem uma resistência de *pull-up* interna a V_{DD} enquanto as entradas $\overline{STBY/RESET}$ possuem uma resistência interna *pull-down* à massa.

4.3.2.3. CHARGE PUMP CIRCUIT

Segundo a informação disponibilizada pelo fornecedor, para um correto acionamento dos MOSFETs deve ser aplicado uma tensão superior à tensão de alimentação dos enrolamentos do motor (V_S) no pino VBOOT (tensão limite de 100 V). O circuito que permite gerar essa

tensão a partir de V_S é fornecido no *datasheet* sendo este originado com recurso a um oscilador e alguns componentes externos que realizam uma “charge pump”.

4.3.2.4. COMANDOS DE CONTROLO DO MPP COM POWERSTEP01

O powerSTEP01 aceita diversos comandos divididos em quatro subconjuntos:

- Comandos de velocidade constante (Run, GoUntil, ReleaseSW) responsáveis por produzir um movimento capaz de aumentar/diminuir a velocidade a partir do seu valor mínimo (definido no registo MIN_SPEED) mantendo-a depois constante;
- Comandos de posicionamento absoluto (GoTo, GoTo_DIR, GoHome, GoMark) responsáveis por produzir um movimento capaz de atingir uma posição definida pelo usuário através do caminho mais curto ou na direção pretendida;
- Comandos de movimento (Move) responsáveis por gerar um número de passos segundo uma direção definida pelo usuário. Apenas deve ser usado quando o rotor se encontra parado;
- Comandos de paragem (SoftStop, HardStop, SoftHiz, HardHiz) responsáveis por parar o movimento do motor segundo uma desaceleração ou de forma abrupta podendo ser mantido o *holding torque* se necessário.

4.3.2.5. FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO

O powerSTEP01 vem equipada com um oscilador interno de 16 MHz capaz de controlar as diversas iterações lógicas por defeito. No entanto, existe a possibilidade de acoplar um oscilador externo ou aplicar um sinal de *clock* direto alterando os parâmetros dos registos EXT_CLK e OSC_SEL.

No arranque, o dispositivo começa a utilizar o oscilador interno (OSCIN desabilitado) e caso o pino OSCOUT esteja ativo é possível obter neste um sinal de *clock* de 2, 4, 8 ou 16 MHz (de acordo com o valor OSC_SEL).

Uma vez que esta será a configuração adotada, os pinos OSCIN e OSCOUT devem ser deixados flutuantes consoante a informação presente no *datasheet*.

4.3.2.6. DETEÇÃO DE SOBRECORRENTE

O powerSTEP01 é capaz de detetar correntes acima das estipuladas em cada meia ponte (e.g., oportuno num momento de bloqueio do MPP) medido o valor de V_{DS} dos MOSFETs

integrados. Este limite pode ser programado através do registo OCD_TH e assim que o valor de V_{DS} é ultrapassado a *flag* OCD do registo STATUS é colocada num estado nulo. De notar que o evento em questão termina assim que as tensões V_{DS} regularizarem abaixo do valor estipulado e a *flag* OCD seja libertada com recurso a um comando GetStatus. Adicionalmente, com recurso ao bit OC_SD do registo CONFIG pode-se desligar as pontes na ocorrência de eventos de sobrecorrente, podendo depois ser reativas através de um comando GetStatus capaz de libertar a *flag* OCD.

4.3.2.7. BLOQUEIO POR SUBTENSÃO

O powerSTEP01 é capaz de atuar uma proteção de tensão fruto da alimentação numa das gates dos MOSFETs (V_{CC} no lado baixo e $V_{BOOT} - V_S$ no lado alto) denominada *undervoltage lockout* (UVLO). Quando este evento ocorre, a *flag* UVLO do registo STATUS é colocada num estado nulo e os MOSFETs são desligados. Assim que os valores destas tensões de alimentação regularizam a *flag* UVLO pode ser libertada com recurso a um comando GetStatus para que os MOSFETs voltem a operar.

4.3.2.8. CONTROLO TÉRMICO

O powerSTEP01 integra um sistema de deteção da temperatura interna atuando com três níveis de proteção, sendo o seu estado apresentado pelos bits TH_STATUS do registo STATUS:

- Emissão de um sinal de aviso assim que é atingido os 135° do circuito integrado, expirando quando esta temperatura é reduzida a 125° ;
- Atingindo os 155° todos os MOSFETs são desligados, expirando a condição quando esta temperatura é reduzida a 145° ;
- No momento em que é atingido os 170° todos os MOSFETs continuam desligados e o funcionamento dos reguladores internos de tensão é reduzido (regulador de tensão V_{CC} desligado e capacidade do regulador de tensão V_{REG} reduzida). O circuito retoma o correto funcionamento assim que a temperatura de 130° é atingida.

4.3.2.9. INTERRUPTOR EXTERNO

O powerSTEP01 possui uma entrada nomeada SW com *pull-up* interna a V_{DD} (tensão de operação lógica) que devidamente configurada permite a adição de um interruptor ligado à massa (com a devida montagem recomendada). O mesmo pode estar associado a várias

instruções através da leitura do estado do bit SW_F do registo STATUS (0 significa aberto e 1 significa fechado). Adicionalmente a *flag* SW_EVN do mesmo registo deteta uma descida de flanco do estado desta entrada. De notar que por defeito, ativar uma interrupção externa com recurso ao estado do interruptor leva a que o motor seja imediatamente parado no modo *HardStop*, pelo que sugere que este modo seja útil para efeito de paragem de emergência do sistema.

4.3.2.10. DEADTIME AND BLANKING TIME

Pode ser programado um “tempo morto” entre a comutação dos MOSFETs das pontes com uma resolução de 125 ns, evitando circulação de corrente excessivas entre eles, através do parâmetro TDT do registo GATECFG2. Adicionalmente, para evitar leituras incorretas nos detetores de picos de corrente, estes devem igualmente ser desligados por um tempo programável através do parâmetro TBLANK do mesmo registo.

4.3.3. CONTROLO EM MODO DE TENSÃO DO POWERSTEP01

O controlo da corrente de fase do MPP através do modo de tensão é conseguido colocando o bit CM_VM do registo STEP_MODE a 0. Desta forma, é aplicado uma tensão sinusoidal aos dois enrolamentos do motor sendo a sua amplitude proporcional à tensão de alimentação do motor (V_s) e a um coeficiente K_{VAL} programado para diferentes fases (aceleração, desaceleração, velocidade constante e quando o motor está parado). Estas ondas são geradas por dois moduladores PWM sendo a sua frequência dado por:

$$f_{PWM} = \frac{f_{osc}}{512 \cdot N} \cdot m \quad (29)$$

Onde f_{osc} representa a frequência adotada para o oscilador, N é um fator de divisão inteiro programado através do parâmetro F_PWM_INT e m é um fator multiplicativo programado através do parâmetro F_PWM_DEC, ambos do registo CONFIG.

Neste modo de operação o powerSTEP01 é capaz de detetar os momentos em que o motor reduz a sua velocidade devido ao aumento excessivo de binário exigido pela carga, o que corresponde a um aumento da corrente que circula nos enrolamentos. Análogo ao processo de deteção de sobrecorrentes, quando a tensão V_{DS} de um dos MOSFETs ultrapassa o valor programado, a *flag* STEP_LOSS_A ou STEP_LOSS_B é colocada a 0. Assim que os valores de V_{DS} regularizam a *flag* UVLO pode ser libertada com recurso a um comando GetStatus.

Ainda assim, este dispositivo apresenta vários métodos configuráveis que contribuem para a circulação de uma corrente estável. Até ao final deste subcapítulo será feita uma abordagem elementar de cada um.

4.3.3.1. OTIMIZAÇÃO A BAIXAS VELOCIDADES

Este circuito integrado apresenta um sistema capaz de otimizar a possível distorção da corrente que circula nos enrolamentos do MPP quando o mesmo roda a baixa velocidade segundo a aplicação de uma tensão baixa. Este pequeno distúrbio na corrente de fase pode dar origem a alteração da posição idealmente projetada.

Uma vez que o projeto em questão irá operar a uma velocidade baixa, este sistema aparenta ser essencial na sua implementação. Ativando o bit LSPD_OPT do registo MIN_SPEED a otimização será implantada tendo em conta que a velocidade mínima programada é forçada a 0 rpm.

4.3.3.2. COMPENSAÇÃO DA BEMF

Conforme explicado anteriormente, o valor da BEMF varia em função da velocidade do rotor e condiciona o valor da corrente que circula nos enrolamentos do estator e, portanto, o valor de binário gerado.

O powerSTEP01 integra um sistema capaz de compensar essa contribuição negativa da BEMF usando a informação da velocidade e aceleração previamente estipulada. A curva de compensação (valor de compensação em função da velocidade) apresenta um declive ST_SLP até ser atingido uma velocidade programável INT_SPEED. Acima deste valor, a curva apresentar um declive FN_SLP_ACC ou FN_SLP_DEC à medida que a velocidade aumenta.

4.3.3.3. COMPENSAÇÃO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO DOS ENROLAMENTOS

Uma vez que a amplitude das ondas sinusoidais geradas pelo modulador PWM são diretamente proporcionais à tensão V_s , no momento em que as fases do motor são acionadas com uma tensão diferente da nominal podem surgir descompensações na alimentação das fases do MPP. No entanto, o powerSTEP01 é capaz de compensar estas variações de tensões. Para isso, deve-se conectar à entrada do ADC a tensão $V_{REG}/2$ com recurso a um divisor de

resistivo tendo por base a tensão V_S . A entrada ADCIN é amostrada sempre a uma frequência f_S , igual à frequência de PWM da onda sinusoidal gerada pelos moduladores.

A configuração do bit EN_VSCOMP do registo CONFIG a um estado alto permite ativar esta compensação de tensão.

4.3.3.4. COMPENSAÇÃO DA DERIVA TÉRMICA DA RESISTÊNCIA DO ENROLAMENTO

À medida que a resistência do enrolamento aumenta fruto de um aumento de temperatura, maior será a tensão requerida para gerar a mesma corrente. O powerSTEP01 possui um registo K_THERM capaz de compensar o incremento da resistência de fase multiplicando o *duty cycle* do sinal PWM original por uma constante. De notar que esta compensação requer um algoritmo adicional no microcontrolador.

4.3.4. CONTROLO EM MODO DE CORRENTE DO POWERSTEP01

O controlo da corrente de fase do MPP através do modo de corrente é conseguido colocando o bit CM_VM do registo STEP_MODE a 1. Desta forma, a corrente que circula nos enrolamentos é controlada em valor absoluto (*predictive current*) além de ser possível ajustar automaticamente o perfil de decaimento desta. O powerSTEP01 possui registos dedicados a este controlo, nomeadamente T_FAST, TON_MIN e TOFF_MIN.

4.3.4.1. PREDICTIVE CURRENT

Este dispositivo apresenta um controlo de corrente de pico parcialmente diferente dos sistemas habituais. Assim que o limite de corrente é atingido (decorre tSENSE desde a alimentação das fases até esse limite), o powerSTEP01 mantém os enrolamentos alimentados por um valor idêntico (t_{PRED} , valor médio de tSENSE dos ciclos anteriores) ao qual chamam estado “preditivo” de corrente. Segue-se um momento em que os enrolamentos não são alimentados e o decaimento de corrente associado pode ser configurado. O bit PRED_EN do registo CONFIG permite ativar esta configuração.

4.3.4.2. AJUSTE AUTOMÁTICO DO DECAIMENTO DE CORRENTE

Neste modo de operação o powerSTEP01 seleciona automaticamente o melhor decaimento de corrente, reduzindo o perfil ondulatório que a mesma pode conter. Inicialmente é ativo uma decadência lenta da corrente nas fases. Se no ciclo seguinte o valor de corrente limite é

atingido num tempo menor que TON_MIN, este dispositivo aplica um decaimento rápido dado por TOFF_FAST/8 (registro T_FAST). Mas se ainda assim, se no ciclo seguinte o mesmo ocorrer, o tempo de decaimento é duplicado.

4.3.4.3. AJUSTE RÁPIDO DO DECAIMENTO ENTRE PASSOS

Este sistema é útil quando a corrente no enrolamento é diminuída fruto de um *microstep* para que esta atinja o valor projetado o mais rápido possível. Este tempo de decaimento é ajustado pelo powerSTEP01 sendo necessário definir o tempo t_{FALL} com recurso ao registo T_FAST. O tempo de decaimento é duplicado dentro do mesmo degrau sempre que a decadência rápida não gerar um momento de condução maior que o valor de TON_MIN.

4.3.4.4. REGULAÇÃO DO BINÁRIO

Conforme referido, o binário efetivo no eixo do motor é diretamente proporcional à corrente que circula nos enrolamentos do estator. Esta corrente pode ser monitorizada recorrendo a duas resistências externas entre a massa e os repetitivos pinos deteção (SENSEA e SENSEB). A comparação da tensão nessa resistência com a tensão de referência interna proporcional ao valor de pico gerado pela corrente de saída origina um sinal que deve ser interpretado para correção da diferença de corrente idealizada nos enrolamentos.

Colocar o bit EN_TQREG do registo CONFIG num estado alto permite ativar o ajuste de corrente de pico por meio da entrada ADCIN. Caso contrário este valor é definido pelos registos TVAL_HOLD, TVAL_RUN, TVAL_ACC e TVAL_DEC.

4.3.5. INTERFACE SÉRIE DE COMUNICAÇÃO

O powerSTEP01 possui uma *Serial Peripheral Interface* (SPI) de 8 bits usada para fazer uma comunicação síncrona entre o mestre e ele próprio, o escravo. A SPI recorre a quatro pinos especiais, sendo eles *chip select* (\overline{CS}), *serial clock* (CK), *serial data input* (SDI) e *serial data output* (SDO).

O estado no pino \overline{CS} define se o mestre pretende começar a comunicação com o dispositivo em questão. Estado alto impede a comunicação com esse dispositivo, sendo que a linha SDO fica inativa. Quando este valor vai a um estado baixo a comunicação é iniciada com esse dispositivo e a linha CK é usada para fazer sincronismo na comunicação de dados.

Os comandos que pretendemos ver serem executados pelo powerSTEP01 devem ser transmitidos recorrendo à entrada SDI sendo o primeiro bit a ser transmitido o de maior peso. A amostragem do valor do bit de um certo byte no SDI é feita no flanco ascendente.

Já a informação de retorno do powerSTEP01 pode ser obtida na saída SDO, sendo transmitido igualmente o bit mais significativo primeiro. Neste caso, a amostragem do valor do bit de um certo byte no SDO é feita no flanco descendente. Quando nenhuma informação de retorno por parte do dispositivo está disponível, este byte vem totalmente preenchido com zeros.

O fabricante recomenda a utilização deste circuito integrado juntamente com um MCU numa topologia *daisy chain*, no entanto algumas destas linhas de comunicação atuam negativamente no que diz respeito à EMC do projeto final. Uma vez que os circuitos *driver* estão a uma distância considerável entre eles e o MCU será boa prática implementar uma interface de comunicação RS-485 entre estes. O seu propósito será abordado num próximo capítulo. Ainda assim, a Figura 32 demonstra o diagrama de blocos elementar desta topologia.

4.4. LÓGICA DE CONTROLO

Conforme mencionado, a lógica de controlo é um dos blocos de controlo do MPP. Este é responsável por gerar comandos que serão aplicados ao circuito *driver* anteriormente mencionado.

O dispositivo de controlo principal é constituído por um microcontrolador ARM Cortex M4 de 32 bits, o STM32F401RET6 baseado numa arquitetura RISC capaz de operar a 84 MHz, responsável por controlar os dois *drivers* junto dos referidos motores.

Ao contrário da arquitetura *Complex Instruction Set Computer* (CISC) presente nos processadores x86 da Intel ou AMD nos computadores convencionais, a RISC utiliza um conjunto simples e reduzido de instruções para processamento de dados. No entanto esta *Instruction Set Architecture* (ISA) requer maior dependência da memória RAM (no caso SRAM) com o intuito de originar um *software* mais eficiente dado a presença típica de menos transístores no *hardware* que a constitui [43].

O sistema opera a 1,2 V (alimentação do núcleo, memórias e periféricos digitais) através de um regulador interno o que significa que existe a necessidade da implementação de um

regulador externo capaz de converter uma tensão de 12/24 V para outra compreendida entre 1,7 e 3,6 V (limite de operação do regulador interno). A placa de desenvolvimento fornecida pela STMicroelectronics (NUCLEO-F401RE) vem equipada com 3 reguladores de 5 V e 3,3 V de diferentes potências. No entanto, para o projeto em questão apenas será preciso um regulador de tensão de 3,3 V e as respetivas proteções para as especificações anteriormente mencionadas. Adicionalmente será necessário recorrer a um programador externo ST-Link V2 para STM32.

O microcontrolador STM32F401RET6 deve atuar como MCU da arquitetura apresentada na Figura 36, programado em modo mestre no âmbito da implementação de uma topologia *daisy chain*.

Neste modo, o sinal de *clock* é gerado no pino SCK e os registos SPI_CR1 e SPI_CR2 devem ser devidamente preenchidos para a correta configuração da SPI. A transmissão de informação começa quando a *flag* TXE está a 1 e um byte de dados é escrito num *buffer* Tx (escrita no registo SPI_DR). Os bits no seu interior são transmitidos individualmente para SDO_M conforme configurado previamente nos registos SPI_CR1 e SPI_CR2 e a *flag* TXE deve ficar ativada. Na receção de dados estes devem ser alocados num *buffer* Rx lendo o registo SPI_DR assim que a *flag* RXNE seja ativada.

A transmissão de dados pode ocorrer em *half-duplex* ou *full-duplex* sendo a última a selecionada uma vez que para a topologia selecionada o MCU necessita de enviar informação (escrita no *buffer* Tx) enquanto lê a resposta proveniente dos *drivers* (leitura do *buffer* Rx).

De notar que para efeitos de teste e exploração do microcontrolador STM32F401RET6 foi utilizada a placa de desenvolvimento NUCLEO-F401RE anteriormente mencionada.

4.5. COMUNICAÇÃO RS-485

No âmbito do propósito EMC do projeto ocorreu a necessidade do estudo do padrão RS-485 (norma TIA-485 ou EIA-485) capaz de transportar informação ao longo de cabos com longas distâncias sujeitos a ambientes com ruido eletromagnético. O sistema atua na camada física de diversos protocolos para uma comunicação série ponto a ponto entre dispositivos, podendo estes ser interligados de diversas formas.

A comunicação com recurso a RS-485 utiliza duas linhas de sinal “A” e “B” ou “Y” e “Z” que devem estar equilibradas (*i.e.*, mesma impedância por linha num cabo entrelaçado), entrelaçadas e atuarem de forma diferencial. Desta forma é possível ocorrer cancelamento de ruido eletromagnético induzido nos dois condutores uma vez que o sinal que circula em cada um está invertido face ao adjacente levando a que a informação que neles circula seja conservada.

A linha de comunicação pode suportar por norma 32 “unidades de carga”, sendo que o *transceivers* e o *receiver* podem no limite corresponder a uma “unidade de carga” cada um. No entanto, existem dispositivos que consomem frações de “unidade de carga” o que aumenta o número máximo de dispositivos na rede. A norma TIA/EIA-485 especifica uma série de parâmetros que ajudam no cálculo do número limite de dispositivos na rede, sendo eles [44]:

- Limite inferior para a resistência de carga resultante no barramento;
- Valor de resistência que cada dispositivo representa no barramento, sendo o valor de uma “unidade de carga” definida pelo fabricante;
- Valor mínimo de corrente que o *transceivers* RS-485 é capaz de fornecer.

A topologia típica adotada encontra-se presente na Figura 37, sendo que neste caso apenas se recorre a um barramento central (*i.e.*, um par entrancado) e apenas um dispositivo pode comunicar de cada vez (*half-duplex*). A aplicação de outro par entrancado conduz o sistema a operar em modo *full-duplex*.

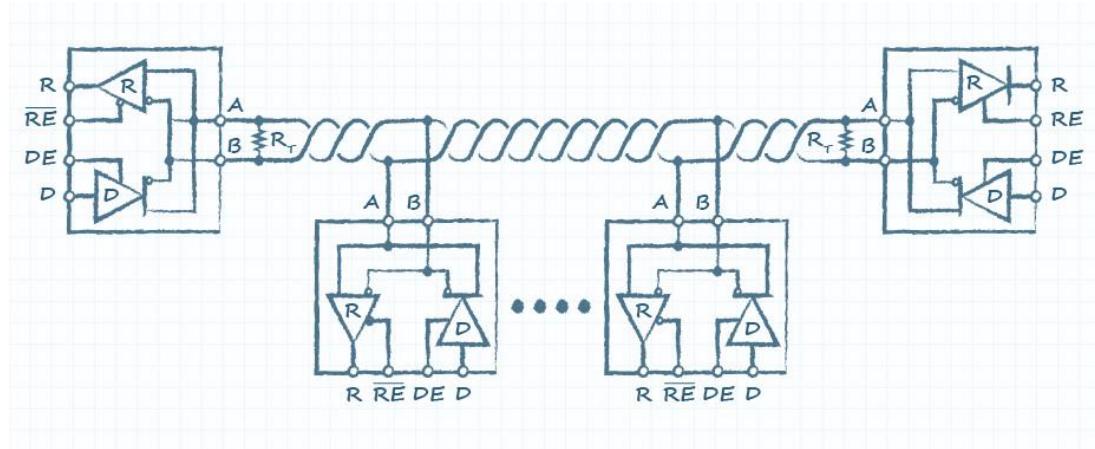


Figura 37 Topologia de rede RS-485 típica [45]

De notar que para topológicas idênticas à da Figura 37, é recomendável que o comprimento dos barramentos de derivação seja menor do que o comprimento do barramento principal.

No final de cada rede surge a necessidade de implementar uma resistência de terminação, com valores típicos de 60 a 120 Ω , se a mesma for comprida (*i.e.*, superior a 100 m) ou possuir velocidades de transferência de dados superior a 19200 bps. A norma especifica que o RS-485 não deve operar com comprimentos superiores a 1200 metros. Assim quanto maior o comprimento do barramento menor deve ser a velocidade de transferência de dados [44].

Estes condutores, com transmissão diferencial, não dependem da tensão à massa do sistema, no entanto o *transceivers* e o *receiver* podem ser danificados se o par entrancado apresentar um potencial excessivamente elevado em relação ao potencial de massa. Por este motivo a norma TIA/EIA-485 especifica que a máxima diferença de potencial para o cenário referido deve estar compreendida entre -7 V e +12 V [45]. A adoção de um cabo blindado com a malha devidamente aterrada é recomendada, tornando o sistema mais imune a interferências externas.

5. SOFTWARE

O *software* desenvolvido tem por base um conjunto de pacotes de *software* de expansão para o ambiente de desenvolvimento STM32CubeIDE capazes de impulsionar a criação de código para o dispositivo powerSTEP01 no qual serão realizadas as devidas alterações para executar as tarefas necessárias.

Este capítulo descreve a forma como o *software* foi desenvolvido e a sua eficaz organização em várias camadas capaz de proporcionar ao utilizador uma abstração da configuração do *hardware* em causa. São apresentados os algoritmos associados à geração das tramas enviadas através do protocolo SPI e os respetivos testes para validação destas. Adicionalmente é explicado a configuração adotada nos principais parâmetros que definem o controlo dos MPPs e da operação do MCU.

5.1. STM32CUBEIDE

A plataforma STM32CubeIDE é, conforme o nome indica, um *Integrated Development Environment* (IDE) desenvolvido pela STMicroelectronics para a criação de aplicações orientadas à família STM32, nomeadamente para programação do microcontrolador STM32F401RE.

O ambiente de desenvolvimento conta com diversas características que permitem a criação de *software* de forma simplificada através de uma *Graphical User Interface* (GUI) e das ferramentas inerentes de um IDE, das quais:

- Uma ferramenta gráfica de configuração de *software*, a STM32CubeMX, capaz de gerar código C para inicialização microcontroladores e microprocessadores STM32;
- Um conjunto abrangente de ferramentas que permite a compilação (GCC - *GNU Compiler Collection*) e realização de *debug* (GDB - *GNU Project Debugger*, OpenOCD e Segger J-LINK) dos microcontroladores e microprocessadores STM32 (análise de falhas de CPU, registos dos periféricos e visualização de memória);
- Um conjunto de pré-configurações iniciais para cada MCU e MPU STM32;
- O pacote MCU STM32CubeF4 composto pela *Hardware Abstraction Layer* (HAL), *Low-Layer* (LL) APIs (camada mais próxima do *hardware*) e um conjunto de serviços *middleware* (RTOS, biblioteca USB, TCP/IP stack entre outros).

A STMicroelectronics fornece uma representação em blocos das diversas camadas para melhor compreensão da organização do *software* STM32Cube (*User Application*) e da sua ligação com a placas de desenvolvimento, presente na Figura 38.

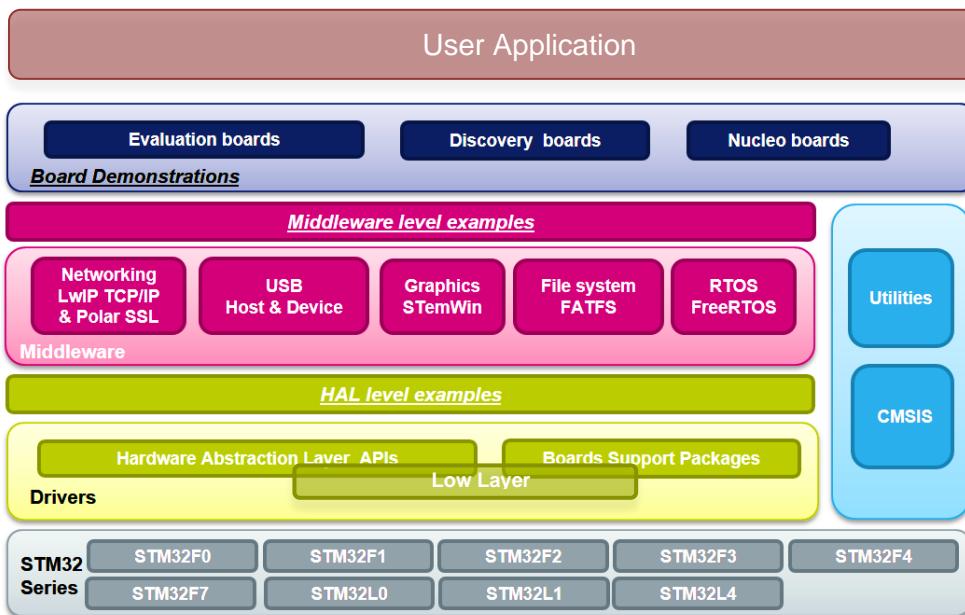


Figura 38 Disposição em camadas do ambiente de desenvolvimento STM32CubeIDE [46]

Neste diagrama é possível verificar nos blocos a cinzento e azul-escuro todas as séries STM32 e modelos, respetivamente, compatíveis com o sistema em questão. Segue-se a verde a camada de alto nível HAL com as repetitivas APIs e o *Board Support Package* (BSP) para comunicação com a camada superior (*Middleware level*), permitindo que esta interaja com todo o *hardware* escondendo a complexidade da configuração do MCU e dos periféricos associados. Ao contrário da HAL, a camada LL, anteriormente mencionadas, oferece APIs

de baixo nível orientada à configuração desses elementos, sendo, no entanto, única para o MCU em questão.

O *Cortex Microcontroller Software Interface Standard* (CMSIS) é uma outra camada de abstração de *hardware* para MCU ARM Cortex, independente do fornecedor, responsável por definir APIs genéricas para MCUs e respetivos periféricos, sistemas operacionais em tempo real (*e.g.*, RTOS) e os serviços da camada *middleware* [47].

Por fim a camada de *firmware*, *middleware*, alocada entre o *hardware* STM32 e a camada *User Application* e independente do MCU e MPU, é responsável pela disponibilização de serviços e recursos além dos oferecidos pelo ambiente de desenvolvimento. A sua conexão com o *hardware* deve ocorrer segundo uma API associada. São alguns exemplos FreeRTOS, biblioteca USB Host e dispositivos, TCP/IP *stack*, biblioteca de gráficos STemWin e a criação de *file system* FATFS.

5.2. DISPOSIÇÃO DO SOFTWARE

O *software* de expansão X-CUBE-SPN3, fornecido pela STMicroelectronics, concebido com recurso ao ambiente de desenvolvimento STM32Cube possui um conjunto de *drivers* para o dispositivo powerSTEP01 sendo compatíveis com a placa de desenvolvimento NUCLEO-F401RE.

Após a análise do subcapítulo anterior, a compreensão da distribuição de funções para cada camada do *software* em questão torna-se mais simples. Uma vez mais a STMicroelectronics fornece uma representação em blocos das diversas camadas para melhor compreensão da organização deste, presente na Figura 39.

Na camada de *hardware* temos o MCU STM32F401RET6 juntamente com o powerSTEP01. Para efeito de testes e exploração do sistema, o bloco superior a azul-escuro é composto pela placa de desenvolvimento NUCLEO-F401RE e uma placa de expansão X-NUCLEO-IHM03A1.

O pacote de expansão é baseado na camada de abstração de *hardware* (STM32CubeHAL) e BSP composta por *drivers* comuns às várias placas (*Motor Control* e powerSTEP01) e *drivers* associados à placa em questão, sendo este bloco responsáveis por fornecer um conjunto de APIs de alto nível para comunicação com o *hardware* e recursos das placas de desenvolvimento núcleo da série STM32.

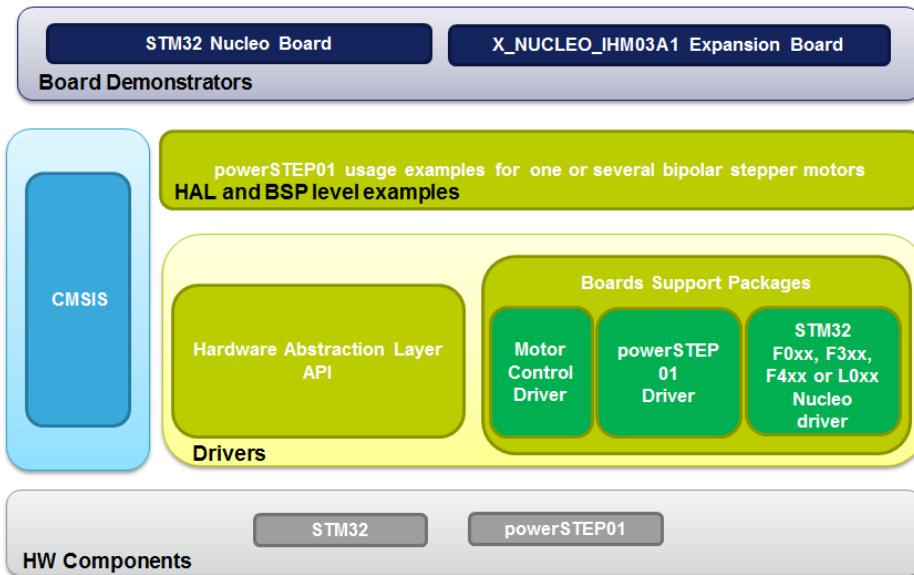


Figura 39 Disposição em camadas do *software* de expansão X-CUBE-SPN3 [46]

A camada CMSIS mantém as funcionalidades anteriormente definidas. Por sua vez a formatação do código que irá correr no MCU não possui uma GUI, típica do STM32CubeID. Portanto, para esse efeito, deve-se recorrer ao ficheiro “main.c” e “powerstep01_target_config.h” onde será possível utilizar todas as funções definidas na camada BSP e configurar os parâmetros que controlam o movimento dos MPPs (mencionados no subcapítulo “Princípios do PowerSTEP01”). Será, portanto, possível:

- Definição e leitura dos parâmetros do powerSTEP01;
- Escrita e leitura dos registos do powerSTEP01;
- Configuração da placa de desenvolvimento (GPIOs, PWMs, IRQs...);
- Utilização de funções definidas na camada BSP;
- Configuração da resposta das interrupções FLAG e BUSY;
- Configuração da topologia *daisy chain*.

5.3. COMUNICAÇÃO SPI

O protocolo de comunicação SPI permite a definição de todos os parâmetros e funções que regem o powerSTEP01. O mesmo já se encontra implementado na camada de *drivers*, nomeadamente através de algumas instruções HAL e código da camada LL. No entanto, dado a natureza do projeto, surge a necessidade de reconfigurar alguns parâmetros que regem a comunicação. Além disso, é sabido que a compreensão desta solução não deve ser menosprezada e para esse efeito segue-se a representação de três fluxogramas ilustrativos

dos comandos GetParam e SetParam (definidos no *datasheet* do powerSTEP01) e da função Powerstep01_Board_SpiWriteBytes (conforme nomeada na extensão X-CUBE-SPN3).

5.3.1. CONFIGURAÇÕES

Conforme referido, o microcontrolador STM32F401RET6 possui um oscilador interno de 16 MHz e por esse motivo será esta a sua frequência de operação. O protocolo de comunicação SPI implementado, sobre uma topológica *daisy chain*, produz uma rede interna, atuando de forma síncrona entre o mestre e os vários escravos (conforme ilustrado na Figura 36). Nesta lógica os pinos *Master Output Slave Input* (MOSI), *Master Input Slave Output* (MISO), SDI e SDO, de cada escravo, devem ser interligados conforme apresentado e devidamente configurados.

Da informação disponibilizada pelo fornecedor do powerSTEP01 é sabido que este suporta uma comunicação com um *clock* até 5 MHz, valor de *steady state* alto quando não é enviada informação (*pull-up* interna) e com uma amostragem de dados no segundo flanco (*i.e.*, *rising edge*) do sinal de *clock*. Uma vez que a frequência e a velocidade com que este sinal transita de um estado baixo para alto é diretamente proporcional à EMI da linha que o transporta surgiu a necessidade de reduzir o tempo de subida (t_{rise}), tempo de descida (t_{fall}) e a sua frequência natural.

Assim, esta comunicação está sujeita a um sinal de sincronismo de 62,5 kHz (*prescaler* de 256) e uma velocidade baixa (segundo a escala presente no *datasheet* do MCU) de descida/subida do sinal. Esta última ação permite reduzir a taxa de alteração da tensão do sinal de *clock* levando a que o sistema não atue tão negativamente relativamente à emissão de ruído eletromagnético. De notar que para a correta descodificação de informação o powerSTEP01 necessita de no mínimo 90 ns no estado alto e baixo e no máximo um t_{rise} e um t_{fall} de 1 μ s.

A Figura 40 permite verificar a forma deste sinal, onde é possível a compreensão de que o tamanho dos dados enviados é formado por 8 bits, sendo visível um t_{rise} e um t_{fall} de 790,7 ns assim como uma largura do pulso positivo de 8,012 μ s e uma largura do pulso da parte baixa do sinal de 7,977 μ s. Estes parâmetros estão dentro das condições previamente definidas. No Anexo E é possível verificar o mesmo sinal de *clock* com a medição do tempo num estado alto e do tempo decorrido na transição deste para um estado baixo, uma vez que os dois últimos parâmetros apenas indicam o tempo decorrido desde o limite médio do flanco

ascendente até ao limite médio do próximo flanco descendente. Adicionalmente, nesse mesmo anexo, são apresentados outros sinais de *clock* com a mesma frequência, mas com valores de t_{rise} e t_{fall} diferentes.

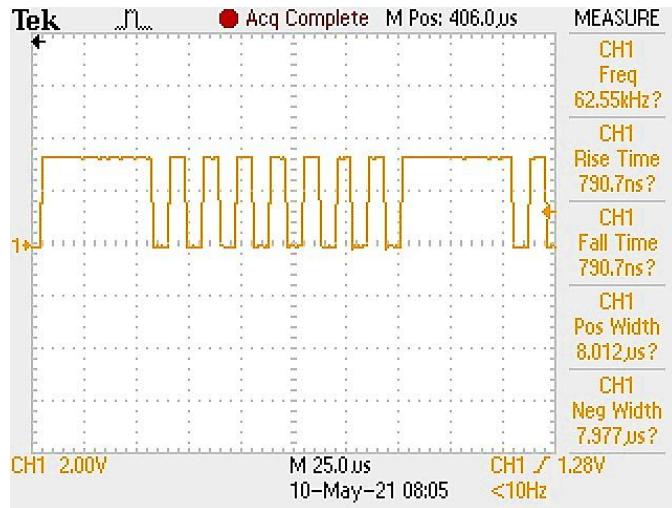


Figura 40 Sinal de *clock* da comunicação SPI

5.3.2. IMPLEMENTAÇÃO DOS PRINCIPAIS COMANDOS

O comando GetParam pode ser executado a qualquer momento, sendo responsável por ler o valor de um parâmetro do respetivo registo. O primeiro bit enviado desse valor é exatamente o *Most Significant Bit* (MSB). A leitura de um registo errado leva à ativação da *flag* CMD_ERROR. O seu fluxograma encontra-se na Figura 41. Inicialmente é feita uma verificação de segurança relativamente ao número de dispositivo (*deviceID*) ao qual se pretende extrair o parâmetro. Segue-se uma inicialização de algumas variáveis auxiliares e das matriz spiTxBursts [Máximo_número_de_bytes][Máximo_número_de_dispositivos] e spiRxBursts [Máximo_número_de_bytes-1][Máximo_número_de_dispositivos-1] a 0. De notar que o número máximo de bytes é 4 e de *drivers* é 3. De seguida é verificado qual parâmetro se pretende obter de forma a economizar o número de tramas a enviar pelo protocolo SPI e preenchido o vetor spiTxBursts [Primeiro_byte_a_enviar][deviceID], sendo os restantes vetores para este dispositivo nulos. É então enviada esta informação para a rede *daisy chain* com recurso à função Powerstep01_Board_SpiWriteBytes e armazenado o seu retorno numa variável de 32 bits que é por fim retornada para seguidamente ser condicionada.

O comando SetParam é responsável por colocar um valor num parâmetro pretendido. Este valor deve ser enviado nos bytes seguintes após a definição do parâmetro. Idêntico ao comando GetParam, o SetParam deve enviar o MSB primeiro. A escrita num registo errado

leva à ativação da *flag* `CMD_ERROR`. O seu fluxograma encontra-se na Figura 42 e apresenta uma estrutura idêntica ao comando anteriormente mencionado. As diferenças residem na inicialização, onde apenas é inicializada a matriz `spiTxBursts` (uma vez que o valor contido na matriz `spiRxBursts` não tem importância), na formatação das tramas a enviar (sendo o primeiro byte representativo da vontade de editar um parâmetro) e no retorno (nada é retornado no final da sua execução).

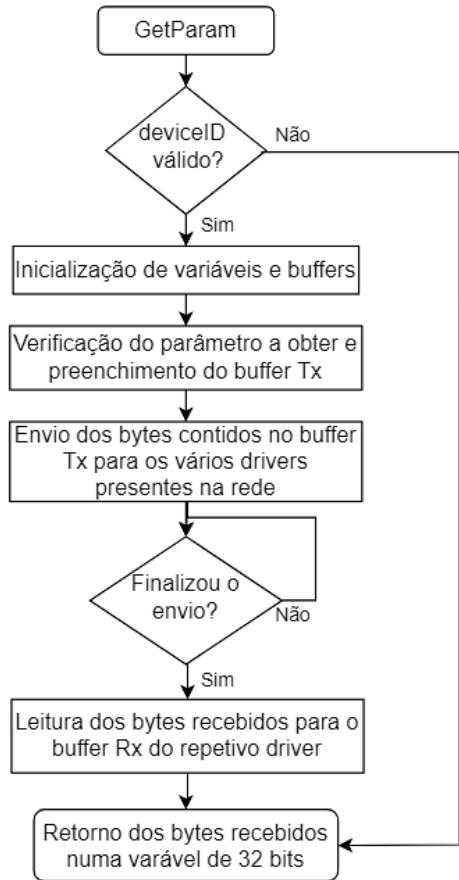


Figura 41 Comando SetParam

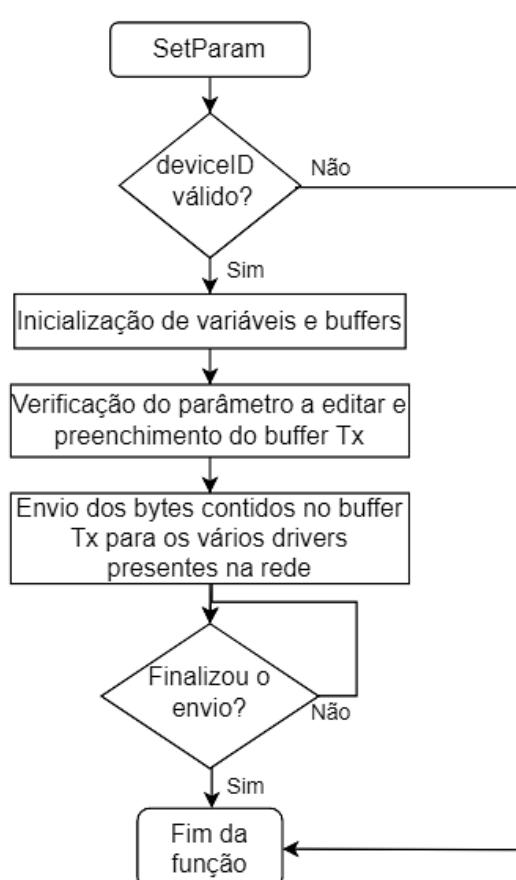


Figura 42 Comando SetParam

A função `Powerstep01_Board_SpiWriteBytes` exige três argumentos, dos quais dois são apontadores, um para o byte a transmitir e outro para o byte a receber, sendo o último argumento o número de *drivers* na rede *daisy chain* implementada. A mesma coloca todos os dispositivos a 0 antes de iniciar a comunicação, retomando o seu estado a 1, no final desta. É, portanto, iniciado um ciclo responsável por enviar todos os bytes aos vários escravos recorrendo à função `HAL_SPI_TransmitReceive` da camada HAL mencionada anteriormente. Esta é capaz de enviar um conjunto de informação em bloco do *buffer* de

transmissão e colocar a resposta enviada pelo escravo no *buffer* de receção. O seu fluxograma encontra-se representado na Figura 43.

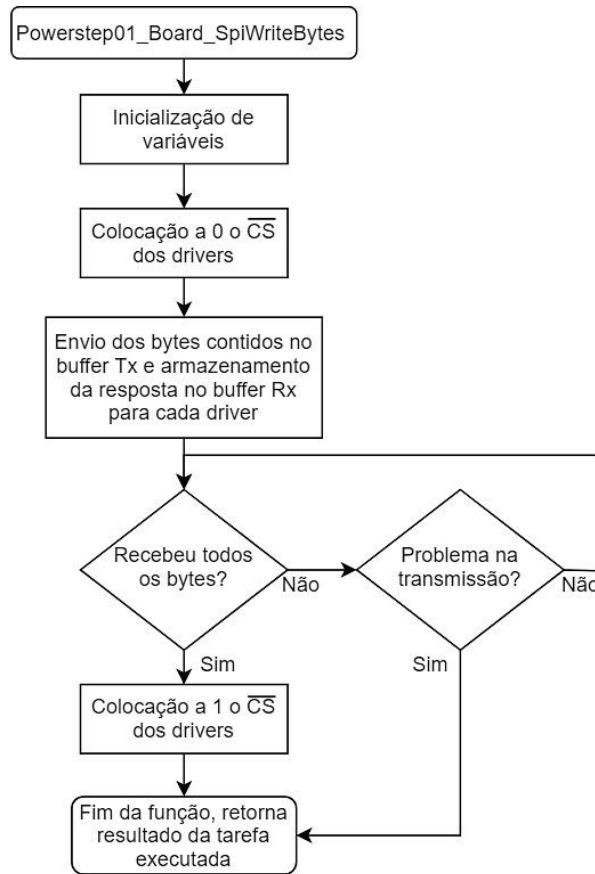


Figura 43 Função Powerstep01_Board_SpiWriteBytes

5.4. CONFIGURAÇÃO DOS PARÂMETROS DE CONTROLO DOS MPPs

Conforme referido, para configurar os parâmetros que controlam o movimento dos MPPs devemos recorrer ao ficheiro “powerstep01_target_config.h” onde está presente um conjunto de *macros* que serão convertidas, através de funções *inline*, em valores passíveis de serem escritos nos registos do powerSTEP01 usando o comando SetParam.

Neste subcapítulo será apresentada uma explicação sucinta do valor selecionado para os principais parâmetros dos dois *drivers* de controlo dos MPPs. Este ficheiro divide os parâmetros segundo os blocos *Speed Profile*, *Voltage mode parameters*, *Advance current control parameters*, *Gate Driving* e *Others*.

Uma vez que o controlo em modo de tensão do powerSTEP01 apresenta claras vantagens, para o projeto em questão, frente ao controlo em modo de corrente, das quais a otimização

do funcionamento a baixas velocidades, compensação da BEMF e da tensão dos enrolamentos, os parâmetros deste foram os configurados.

Relativamente ao *Speed Profile*, a velocidade máxima foi estabelecida um pouco acima dos 28 rpm permitindo uma margem de operação ligeiramente superior. Já a velocidade mínima foi colocada a 0 rpm. Foi ativo o *BOOST_MODE*, responsável por controlar a amplitude da tensão aplicada nos enrolamentos, permitindo que a corrente cresça o mais rápido possível, originado o máximo binário do motor para o ponto de funcionamento em questão.

Em relação aos *Voltage mode parameters*, este permite controlar a tensão sinusoidal aplicada aos enrolamentos e, portanto, a corrente que neles circulam. Conforme frisado anteriormente esta corrente depende da amplitude desta tensão, do binário da carga e da velocidade de rotação. Dado esta proporcionalidade, o powerSTEP01 disponibiliza alguns registos para controlo desta tensão (V_{OUT}), nomeadamente *KVAL_ACC*, *KVAL_DEC*, *KVAL_RUN* e *KVAL_HOLD*. O seu valor é dado pela seguinte formula:

$$V_{OUT} = V_S \cdot [(K_{VAL_X} + BEMF_COMP) \cdot VS COMP \cdot K_THERM] \cdot microstep \quad (30)$$

O valor de K_{VAL_X} é substituído pelo respetivo valor em função do estado do rotor. Por sua vez *BEMF_COMP* é o valor de compensação da BEMF definido em função da velocidade de rotação do rotor. Já a *VS COMP* encontra-se desabilitada, mas deve ser ativa em operações futuras. Porém, para esse efeito deve ser criado um divisor de tensão através da tensão V_S capaz de fornecer $\frac{V_{REG}}{2}$, ou seja 1,65 V. O registo *K_THERM* está associada à compensação de deriva térmica, anteriormente explicado e o registo *microstep* à forma como os passos de rotação do rotor são dados. A Tabela 3 apresenta o valor atribuído a cada parâmetro, a respetiva unidade associada e o valor escrito no registo.

Tabela 3 – Valores dos registos dos parâmetros de controlo em modo de tensão

Registo	Valor	Valor a escrever no registo (binário)								
<i>KVAL_ACC</i>	50 %	1	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>KVAL_DEC</i>	50 %	1	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>KVAL_RUN</i>	50 %	1	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>KVAL_HOLD</i>	0 %	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>K_THERM</i>	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>INT_SPEED</i>	47 passos/s	0	0	0	0	1	1	0	0	1
		0	0	0	0	1	1	0	1	0
		0	0	0	0	1	1	0	1	0
		0	0	0	0	1	1	0	1	0

ST_SLP	0.04 %	0	0	0	1	1	0	1	0
FN_SLP_ACC	0.06256 %	0	0	1	0	1	0	0	0
FN_SLP_DEC	0.06256 %	0	0	1	0	1	0	0	0

O valor de KVAL_RUN nulo é compreensível uma vez que não é necessário energizar as fases do motor quando este se encontra parado, visto que o peso aplicado no veio do motor é suportado por um encravamento mecânico.

A velocidade de início da compensação da BEMF, INT_SPEED, encontra-se um pouco abaixo da velocidade final pretendida. Os restantes três registos foram obtidos experimentalmente à medida que o motor operava de forma a não ultrapassar a corrente estipulada pelo fornecedor.

Já o conjunto de parâmetros *Gate Driving*, permitem controlar o *slew rate* da tensão aplicada às fases dos MPPs. O fornecedor do powerSTEP01 disponibiliza uma tabela com possíveis configurações para diferentes *slew rates*. Os parâmetros a alterar são a corrente I_{GATE} , t_{cc} para controlo do tempo em que existe esta corrente, t_{boost} para controlo do tempo de diminuição da mesma corrente, t_{DT} e t_{blank} para as configurações anteriormente mencionadas. Para um *slew rate* de $520 \text{ V}/\mu\text{s}$ que não apresente perturbações significativas para o objetivo EMC do projeto, mas que opere com o comportamento pretendido, foram configurados os valores da tabela 4.

Tabela 4 – Valores dos registos para controlo do *slew rate*.

Slew rate	I_{GATE}	t_{cc}	t_{boost}	t_{DT}	t_{blank}
520 $\text{V}/\mu\text{s}$	32 mA	875 ns	0 ns	125 ns	250 ns

Adicionalmente foi ativa a proteção contra subtensão e configurado um dos reguladores de tensão internos para gerar 7,5 V (mínimo de tensão, permitindo uma operação com uma alimentação de 12 V).

Por fim, os parâmetros *Others*, permitem ativar a proteção contra sobrecorrentes e aumento inesperado de binário na carga, configurar quais condições críticas (*i.e.*, subtensão, sobrecorrente, aviso de temperatura, etc), definição do modo *full-step* e ativar o controlo em modo de tensão.

5.5. CONTROLO DO MOVIMENTO DOS MPPs

Uma vez que o sistema físico goza de um encravamento mecânico, toda o algoritmo fica simplificado. Os estudos prévios de alguns produtos no mercado presente no capítulo 2 levaram à colocação de fora do projeto de um *encoder* absoluto e sensores de fim de curso dando o aumento significativo do preço final deste.

O sensor de fim de curso seria simples de implementar, uma vez que a deteção da alteração do estado da entrada associada do MCU levaria à atuação de uma interrupção e ao bloqueio do movimento do rotor. No entanto, este mesmo sistema pode ser implementado com recurso à deteção de um aumento de binário exigido ao motor, no momento em que a claraboia se encontre completamente aberta e o encravamento mecânico tranque o movimento deste. O algoritmo implementado para controlo dos dois MPPs e a interrupção mencionada são apresentados nos fluxogramas das Figuras 44 e 45.

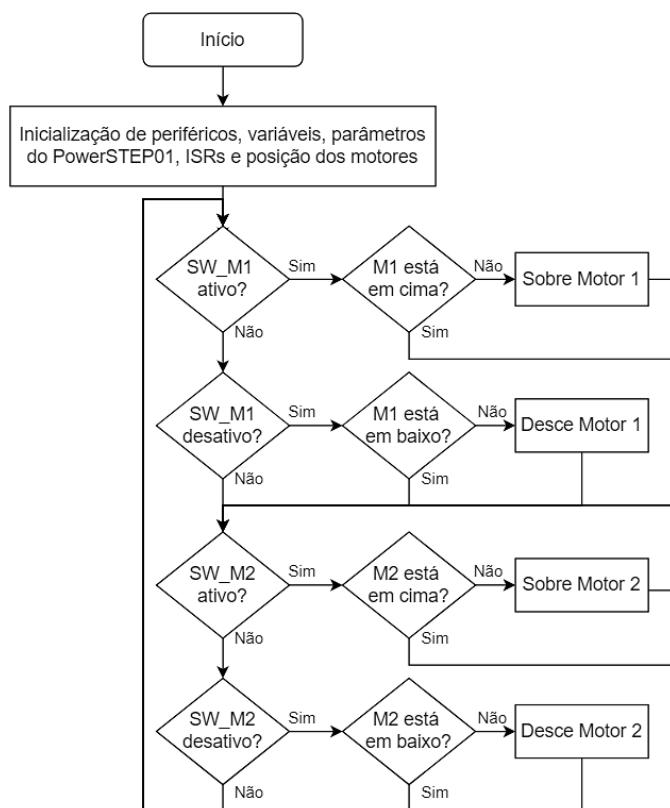


Figura 44 Fluxograma do programa do controlo dos MPPs



Figura 45 Fluxograma da interrupção do aumento de binário

Conforme referido a inicialização pressupõe a definição de todos os GPIO do STM32F401RE, sendo as entradas e saídas de controlo ativas com um *pull-down* interno. A imposição de uma tensão 3,3 V leva à comutação do estado das entradas e, portanto, à

respetiva atuação. O movimento dos motores consiste na imposição da rotação de 400 passos (2 voltas, um pouco mais que o necessário para garantir que são percorridos os 7 cm). No momento em que a interrupção ocorre, o motor em causa é parado, forçando as pontes H a um estado de alta impedância (HardHiZ), onde não existe circulação de corrente para os enrolamentos nem *holding torque* aplicado. Assim que o motor seja devidamente immobilizado, retorna-se ao funcionamento normal, à espera de ordem para efetuar o movimento contrário.

5.6. VERIFICAÇÃO DOS SINAIS DA COMUNICAÇÃO SPI

Para validação da correta transmissão dos comandos necessários para a configuração e controlo do powerSTEP01 foi utilizado o osciloscópio com recurso à funcionalidade de disparo digital, que permite a leitura do sinal com maior estabilidade e precisão de aquisição.

Como é sabido, a emissão de um byte de informação pressupõe a receção de outro byte e para a imposição de movimento de um MPP de 400 passos (*i.e.*, duas voltas) são necessários 4 bytes a sair do MCU (*i.e.*, MOSI) sendo recebidos 4 bytes preenchidos de zeros. A Figura 46 permite verificar a transmissão desses bytes. Para melhor visualização pode consultar os sinais amplificados no Anexo F.

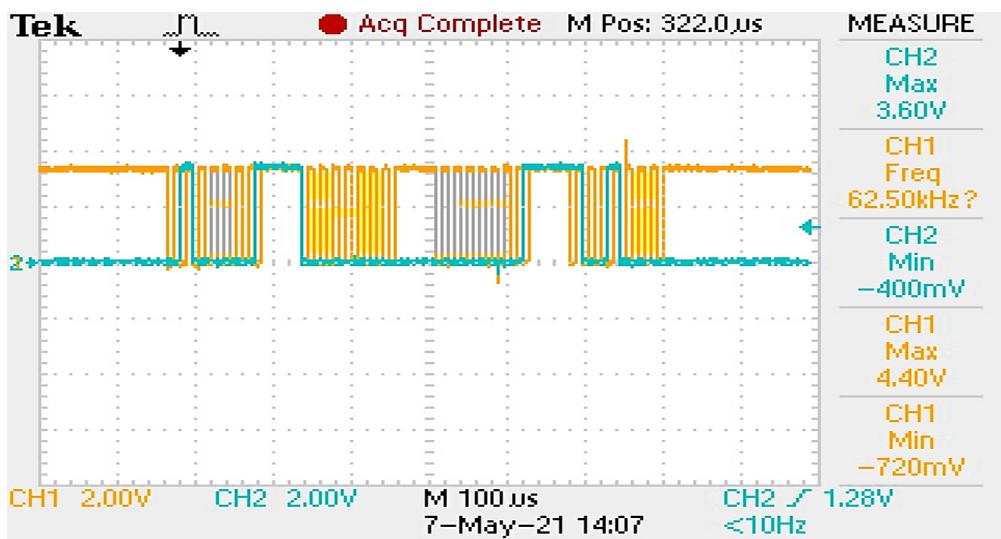


Figura 46 Comando MOVE, a amarelo o sinal *clock* e a azul o sinal MOSI

É então verificado, segundo as condições anteriormente enunciadas, a emissão dos seguintes bytes: 01000001 00000000 00000001 10010000 que corresponde à execução do comando “MOVE” de 400 passos segundo a direção *forward*. De notar que este comando corresponde à execução da função SetParam anteriormente explicada.

Por sua vez, a leitura do registo STATUS de 16 bites apenas pressupõe a necessidade de troca de 3 bytes. A Figura 47 contempla a emissão dos seguintes bytes 11010000 00000000 00000000 onde apenas o primeiro conjunto de 8 bits é relevante, indicando a vontade do MCU ler o registo em questão.

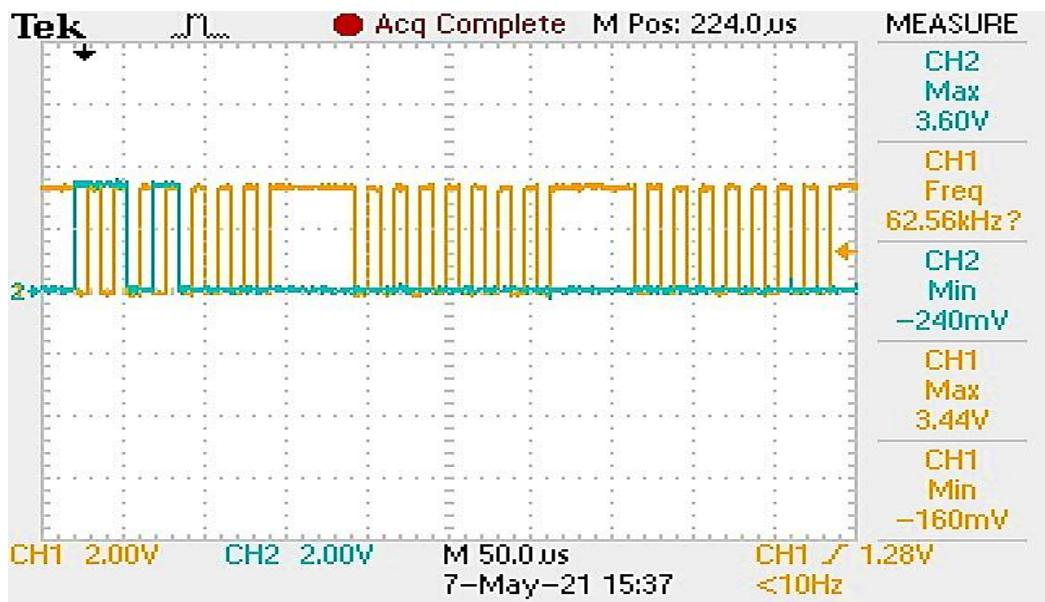


Figura 47 Comando GetStatus, a amarelo o sinal *clock* e a azul o sinal MOSI

O escravo responde, através do pino MISO, igualmente com 3 bytes, sendo apenas os 2 últimos relevantes, conforme presente na Figura 48.

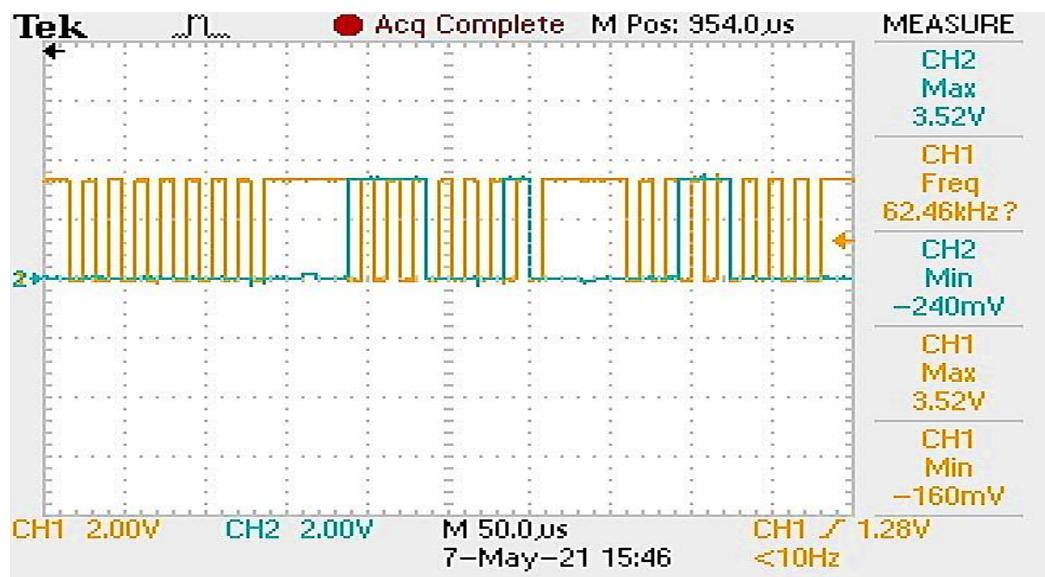


Figura 48 Comando GetStatus, a amarelo o sinal *clock* e a azul o sinal MISO

A trama é composta por 00000000 11100010 00110000 com a seguinte informação, da esquerda para a direita:

- Os primeiros dois 1s remetem para a *flag* de deteção de excesso de binário proveniente da carga acoplada exigido a cada fase do motor (não detetado);
- O próximo 1 é a *flag* de deteção de excesso de corrente (não detetado);
- Seguem-se dois 0s que indicam o estado térmico do sistema (funcionamento normal);
- O 0 seguinte está associado a eventos de sobretensão nas entradas do ADC (detetado, uma vez que não se encontra a ser utilizado);
- O último 1 desse byte remete para a flag UVLO anteriormente mencionada (não detetado);
- O próximo byte inicia-se com um 0, associado à tentativa de execução de comando errados (não detetado);
- Seguem-se um 0 e um 1 que indicam o estado do motor (em aceleração, até velocidade final definida);
- O próximo 1 indica a direção de movimento do motor (*forward*);
- Os seguintes dois 0 estão associados à interrupção e estado, respectivamente, do interruptor externo anteriormente mencionado (não verificou interrupção e interruptor aberto);
- O penúltimo 0 indica o estado do sistema (ocupado, uma vez que o motor se encontra a executar um comando que provoca aceleração do movimento);
- O último 0 armazena a informação do estado da flag HiZ associada ao estado das pontes de potência de cada fase do MPP (desativo, pelo motivo enunciado no ponto anterior).

6. *HARDWARE*

O sistema de controlo de abertura/fecho da claraboia organiza-se segundo o diagrama de blocos mencionado anteriormente, no entanto a implementação de um sistema embebido capaz de respeitar as boas práticas EMC e cumprir a norma UNECE R10 pressupõe um estudo detalhado de cada bloco.

Este capítulo procura clarificar todo o estudo e desenvolvimento efetuado no âmbito do *hardware*, capaz de cumprir os requisitos inicialmente estipulados e simplificar a sua implementação em aplicações futura.

Uma vez que o sistema se rege segundo uma topologia *daisy chain* perante uma organização mestre-escravo, anteriormente referida, e tomando como particular objetivo a contenção de custos no desenvolvimento do sistema de controlo, optou-se pelo desenho de apenas uma placa composta pelo microcontrolador ARM Cortex M4 de 32 bits, o STM32F401RET6 e um powerSTEP01. Assim, ao longo do capítulo, a placa composta pelo MCU e por um powerSTEP01 será apelada de placa principal enquanto a outra, composta apenas por um *driver* será designada de placa secundária.

Este feito permite a redução da complexidade do projeto e, portanto, do tempo de produção da *Printed Circuit Board* (PCB) associada, sendo que apenas serão soldados os componentes necessários. A adoção do protocolo RS-485, para o cenário associado às configurações da comunicação SPI, anteriormente referidas, será alvo de estudo, assim como sistemas filtragem da tensão de alimentação e o conversor desta para uma tensão estável de 3,3 V.

6.1. PRINCIPAIS CONSTITUINTES

A arquitetura do sistema em questão pressupõe a necessidade da existência de um controlador principal capaz de fazer o acoplamento do *hardware* de controlo dos MPPs com o mundo exterior. Esta mesma organização permitirá aprimoramentos futuros relacionados com respostas provenientes dos *drivers*.

6.1.1. DRIVER DOS MOTORES

O *driver* utilizado pode ter um impacto significativo na *performance* do sistema, uma vez que os circuitos relacionados com o controlo da comutação de semicondutores são ótimas fontes de ruído eletromagnético. Por esse motivo, o powerSTEP01 ocupou o lugar de um dos melhores *drivers* numa relação preço/qualidade tendo como desvantagem a complexidade da sua implementação.

As suas principais características encontram-se definidas no subcapítulo “Circuito de *Driver*”, sendo este capítulo unicamente concebido para descrever a sua implementação.

Uma vez que os testes iniciais foram realizados na placa de expansão X-NUCLEO-IHM03A1, o circuito associado serviu de base para o desenho da PCB final, sendo feitas algumas alterações com vista à adoção de uma placa capaz de atuar como master e escravo ou somente escravo.

Foi, portanto, melhorado o sistema de *reset*, com a adição de um botão de 4 pinos e um condensador de 100 nF em paralelo para estabilização da definição deste sinal, configurado um sistema físico de comunicação SPI segundo uma topologia *daisy chain* para que, em função da utilização da placa, seja possível atuar do lado do mestre ou somente do lado do escravo (a sua comutação vem auxiliada da presença de uma resistência de $0\ \Omega$ em cada uma dessas trilhas) e por fim um divisor resistivo, tendo por base a tensão V_s , junto da entrada ADCIN de forma a obter uma tensão $V_{REG}/2$ e realizar a compensação digital da tensão aplicada às fases do MPP.

6.1.2. MICROCONTROLADOR

O microcontrolador utilizado, segundo o controlo inicial, deve ser compatível com o protocolo de comunicação utilizado pelo *driver* do motor, apresentando por isso poucas exigências. Porém, fruto dos objetivos associados à redução da EMI e facilidade de

conciliação do *driver* em questão com microcontroladores da STMicroelectronics levaram à escolha do STM32F401RET6 como dispositivo de controlo principal conforme a Figura 49.

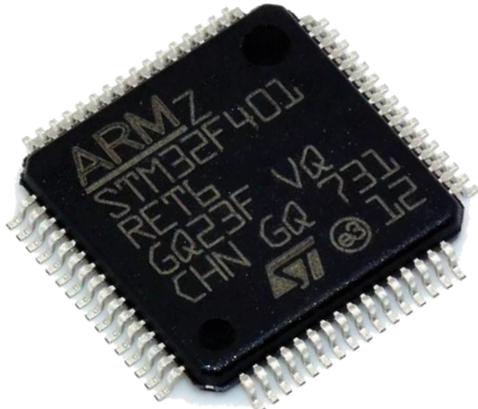


Figura 49 Microcontrolador STM32F401RET6 [48]

Conforme referido, o dispositivo é um microcontrolador ARM Cortex M4 de 32 bits capaz de operar a 84 MHz (oscilador interno de 16 MHz) segundo uma tensão de 3,3 V aplicada ao regulador interno que por sua vez converte noutra de 1,2 V (alimentação do núcleo, memórias e periféricos digitais). Encontra-se encapsulado numa estrutura LQFP64 constituída por 64 pinos, dos quais 50 são GPIOs. Além disso possui até 3 comunicações SPI e I2C e 4 comunicações USART/UART, 6 *timers* de 16 bits, 2 *timers* de 32 bits, 2 *Watchdog Timers* e 16 canais ADC de 12 bits. A memória no projeto em questão não é problema, uma vez que este MCU conta com 512 kB de memória Flash e 96 kB de memória SRAM [48].

Durante os testes foi utilizada a placa de desenvolvimento NUCLEO-F401RE composta por um programador e *debugger* STLINK/V2-1 com um conector *Serial Wire Debug* (SWD) o que simplificou o arranque inicial na utilização da mesma.

O protocolo *Serial Wire - Debug Port* (SW-DP) é uma alternativa elétrica de 2 sinais (SWCLK e SWDIO) à interface *Joint Test Action Group - Debug Port* (JTAG-DP) de 4 sinais (JTCK, JTMS, JTDO, JTDI) e um último de *reset* (JTRST) para aceder aos registos do microcontrolador e realização de *debugging*. De notar que o STM32F401RET6 integra as duas interfaces para realização de *debug*, através de uma interface SWJ-DP (combinação das duas) capaz de detetar qual protocolo se encontra em execução por meio de uma sequência entregue ao pino JTMS/ SWDIO [49].

Através do *software* STM32 ST-LINK Utility foi possível perceber que o programador embutido na placa de desenvolvimento se encontra conectado através da interface SWD segundo uma frequência de 4 MHz. Na Figura 50 é possível verificar esta afirmação assim como informações adicionais. Portanto, esta ferramenta permite validar a correta conexão entre o *host* (*i.e.*, o computador que contem o ficheiro binário) e o MCU.

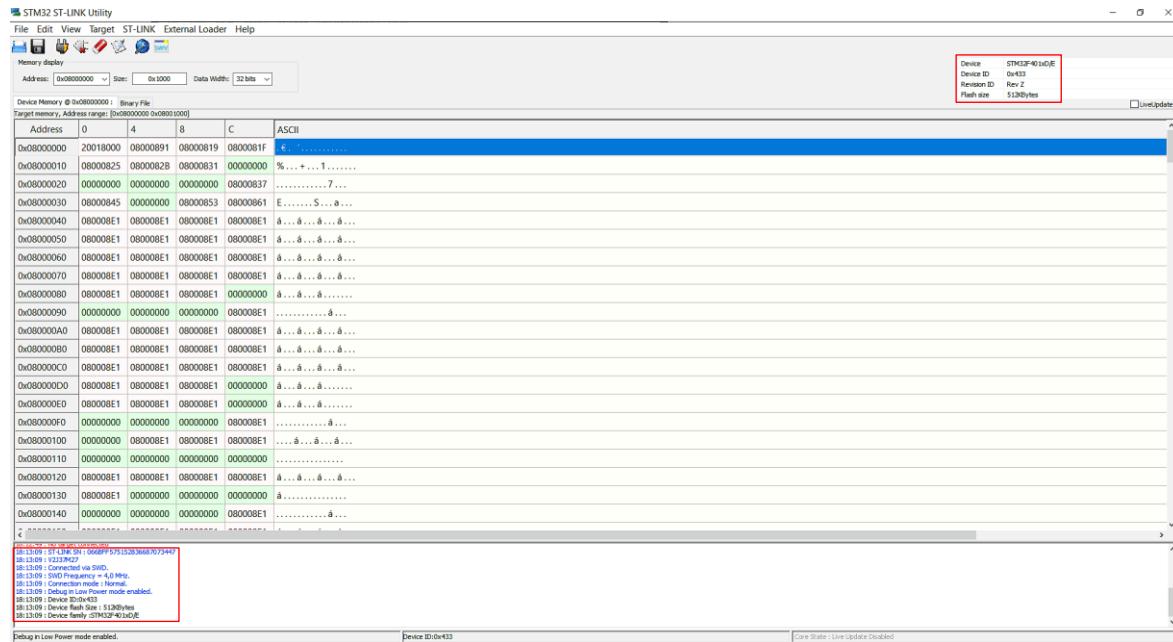


Figura 50 STM32 ST-LINK Utility – Conexão ao STM32F401RET6

No circuito final não será necessário a implementação deste programador uma vez que através do conector SWD da placa de testes será possível iniciar a programação do microcontrolador, desde que para isso seja disponibilizado outro conector com os pinos necessários e as conexões previamente feitas ao MCU de destino. Caso contrário, seria necessário adquirir um programador externo STLINK/V2-1.

Além disso, perante as características apresentadas é possível assumir a necessidade de um regulador externo capaz de converter uma tensão de 12/24 V para outra compreendida entre 1,7 e 3,6 V (limite de operação do conversor interno).

6.1.3. MÓDULOS DE COMUNICAÇÃO RS-485

A redução considerável da taxa de emissão de dados e aumento do tempo de subida e tempo de descida na comunicação SPI promoveu certamente uma redução crítica da EMI das linhas que transportam esse sinal. Porém, a interligação das duas placas através de um simples cabo

sem qualquer tipo de blindagem segundo uma comunicação tão sensível pode-se ver comprometida.

Por esse motivo, procurou-se a implementação de módulos de comunicação RS-485 com taxas de transmissão aceitáveis (*i.e.*, pelo menos 62,5 kbps) com pouca influência espectral através de um *slew rate* reduzido (*i.e.*, tempos de subida/descida superiores aos 200 ns), padrões de imunidade *International Electrotechnical Commission* (IEC), nomeadamente *Electrostatic Discharge* (ESD) e *Electrical Fast Transients* (EFT), valores elevados de histerese no recetor para rejeição de ruído, comunicação *full-duplex* além de uma relação preço/qualidade razoável.

A placa que terá soldado o MCU e o *driver* do MPP deverá estar equipada com um *transceiver* e dois *drivers* RS-485. Por sua vez, a outra placa deverá estar equipada igualmente com um *transceiver* e dois *receivers*.

Na análise das soluções apresentadas no mercado pelos vários fabricantes foi possível selecionar o *transceiver* SN65HVD70D fornecido pela Texas Instruments, o *driver* MAX3293 e o *receiver* MAX3280E ambos fornecidos pela Maxim Integrated. Os três módulos escolhidos operam a 3,3 V, dado ser esta a tensão predominante no circuito elétrico.

A seleção do *transceiver* em questão deve-se às suas ótimas características técnicas, das quais:

- Apresenta-se com 1/8 de unidade de carga;
- Proteção contra ESD e EFT de ± 12 kV e ± 4 kV respetivamente;
- Histerese no recetor de 70 mV;
- Baixo consumo de corrente durante o funcionamento e em standby de 1,1 mA e 5 μ A;
- Taxa de transmissão de dados controlada de 400 kbps;
- Comunicação *full-duplex* controlada;
- Tempos de subida/descida até 400 ns.

Alternativamente ao *transceiver* da Texas Instruments, se assim for relevante, o MAX3488 é uma ótima adoção tendo apenas como desvantagem o preço (cerca do dobro). Por sua vez, a seleção do *driver* MAX3293 deve-se igualmente às suas ótimas características para a faixa de preço apresentada, das quais podem ser destacadas:

- Proteção contra ESD de ± 9 kV;
- Taxa de transmissão de dados controlada de 250 kbps;
- *Slew-rate* limitado para redução da EMI ou potenciais reflexões provocadas pela má terminação dos cabos;
- Tempos de subida/descida até 800 ns;
- Proteção térmica e de excesso de corrente contra curto-círcuito na saída.

Por fim, do *receiver* MAX3280E podemos destacar as seguintes características:

- Apresenta-se com 1/4 de unidade de carga;
- Proteção contra ESD de ± 15 kV;
- Histerese no receptor de 25 mV;
- Configuração em SOT23 com *receiver* sempre disponível;
- Proteção térmica e de excesso de corrente contra curto-círcuito na saída.

De notar que *transceiver* e o *driver* podem controlar o momento de transmissão de informação (típico de utilização do lado do mestre) e o *receiver* sempre pronto a receber (típico de utilização do lado do escravo).

A Texas Instruments deixa bem claro qual deve ser a correta implementação do seu *transceiver*. A montagem é relativamente simples, passando pela colocação de proteções nas saídas e configuração das entradas. O esquema presente na Figura 51 segue a dita montagem. A sua alimentação deve ser feita recorrendo aos planos de 3,3 V e GND com pelo menos 2 vias, levando à redução do efeito indutivo na circulação de corrente. De notar que a adição do condensador *bypass* de 100 nF entre a tensão de alimentação e a massa contribui positivamente para este objetivo.

Por sua vez, as resistências de *pull-up* e *pull-down* nas entradas DE e $\overline{\text{RE}}$ permitem ativar o *driver* e o *receiver* internos respetivamente, limitando as correntes de ruído que possam ocorrer durante eventos transitórios nestas linhas. Já do lado da saída, a terminação do circuito com uma resistência de $100\ \Omega$ é aconselhada pelos motivos anteriormente referidos. Como recurso de proteção contra excessos de tensão temporários, a adição de um *Transient Voltage Suppressor* (TVS) bipolar entre cada via e a massa deve ser efetuada. Importante frisar que estes circuitos de proteção devem estar junto do barramento do conector de 2 pinos para reduzir o efeito dos transientes de ruído [50].

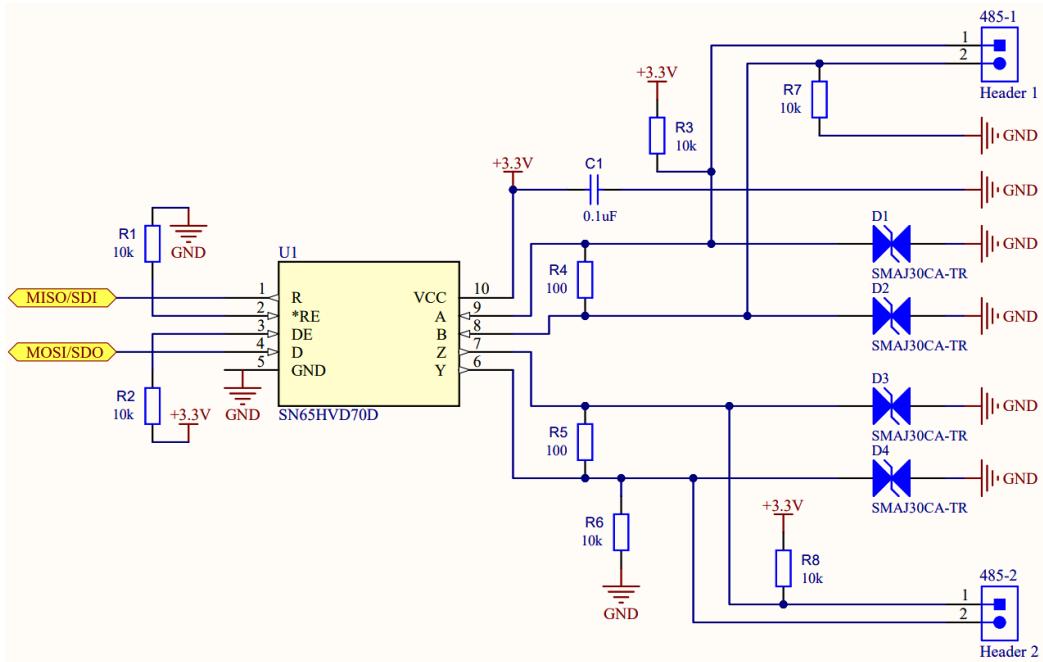


Figura 51 Esquema de ligação do *transceiver* RS-485

O TVS selecionado foi o SMAJ30CA uma vez que este apresenta uma *clamping voltage* máxima de 48,4 V (sendo que a maior tensão no circuito virá dos condensadores, dimensionados para tensões de 50 V). De notar que o efeito capacitivo do TVS, para velocidades de transmissão elevadas, pode perturbar a integridade da comunicação.

Adicionalmente poderia ser adicionada em série com cada linha uma PolySwitch *Polymeric Positive Temperature Coefficient* (PPTC) limitando a corrente, pelo aumento de resistência, à medida que esta provoca um aumento de temperatura no componente, tendo como desvantagem a corrupção da norma TIA-485 pela diferença de carga em cada uma das vias que constituem o par diferencial.

Por fim, as resistências de *pull-up* e *pull-down* nas vias das saídas servem para definir o seu estado caso nenhum sinal seja transmitido ou ocorra desconexão das mesmas. A metodologia utilizada para o *driver* e *receiver* é idêntica.

6.1.4. CONDICIONAMENTO DO SINAL DOS GPIO DO MICROCONTROLADOR

A tensão proveniente dos interruptores que controlam o movimento da claraboia é de 24 V ou no limite 12 V. No entanto este valor é consideravelmente superior à tensão máxima assumida como estado alto do lado do MCU. Além disso, a incorreta montagem do sistema pode levar à circulação de correntes indevidas ou à aplicação de uma tensão com polaridade contrária. Uma vez que o sistema está sujeito a uma tensão exterior não controlada e porque

certamente não será o único dispositivo na rede, o controlo do valor absoluto da corrente deve ser efetuado, sendo que idealmente deverá haver uma separação física entre o sistema dos interruptores e o circuito de controlo lógico. Por estes motivos, o presente capítulo pretende descrever o estudo efetuado no condicionamento do sinal aplicado aos pinos do microcontrolador.

6.1.4.1. CONTROLO DA TENSÃO

Na implementação em causa o controlo da tensão pressupõe a supressão da passagem de corrente na ocorrência de sobretensão quer seja continuamente quer seja por instantes breves.

É sabido que a resposta a uma transição de um estado baixo para o alto não é completamente linear, podendo ocorrer *overshoot* de elevada tensão que podem danificar a eletrónica dos componentes presentes no circuito. Por esse motivo e seguindo a lógica do capítulo anterior, com recurso de um TVS SMAJ30CA entre a linha sujeita a essa tensão e a massa podemos limitar momentaneamente o valor do *overshoot* a 48,4 V dissipando o excesso de potência na forma de calor sem risco de danificar o circuito. De notar que este componente também protege a montagem de ESD e EFT entrando na zona de rutura (*i.e.*, zona onde o TVS conduz parte significativa da corrente para a massa e fornece proteção transiente) a partir dos 33,3 V.

O problema relacionado com a aplicação de uma tensão com polaridade inversa aos terminais da entrada do MCU pode ser resolvido com a adição de um díodo capaz de bloquear tensões (V_R) de pelo menos 24 V (por segurança será adotado uma tensão bloqueio superior dado a oscilações do valor da bateria do veículo provocado por outros equipamentos ou pelo próprio alternador, no caso 30 V) e com ação relativamente rápida. Os díodos de recuperação rápida ou os díodos Schottky cumprem os requisitos, sendo que o último apresenta tempos de recuperação inversa (t_{rr}) praticamente nulos e uma queda de tensão direta inferior ($\approx 0,3$ V). O díodo BAT760Q-7 da Diodes Incorporated cumpre esses requisitos com os seguintes parâmetros:

- *Forward voltage* (V_F) inferior a 0,55 V, com *Forward continuous current* (I_F) de 100 mA e corrente máxima de 1 A;
- *Reverse current* (I_R) máxima de 30 μ A, V_R de 30 V e t_{rr} de 5 ns à temperatura ambiente.

6.1.4.2. ISOLAMENTO ÓTICO

O isolamento ótico apresenta vantagens significativas na medida em que é possível fazer separação física entre dois circuitos e, portanto, evitar que o segundo fique sujeito a tensões superiores provenientes do primeiro. Através de um *optocoupler* é possível transmitir sinais elétricos entre estes dois circuitos, sendo o controlo efetuado do lado do primeiro através de um *Light Emitting Diode* (LED) capaz de emitir luz *Infrared* (IR) e comutar o estado do fototransístor. Este fototransístor é tipicamente um TBJ sensível a luz, uma vez que os fotões que chegam à junção base-coletor “injetam” na base uma corrente que por sua vez será amplificada pelo ganho do próprio (β ou h_{FE}) [51].

Existem diversas configurações de *optocoupler* presentes no mercado que permitem ajustar a sua comutação às necessidades do projeto, das quais *optocoupler* com fototransístor, fotodarlington, fotoTRIAC ou fotoSCR, no entanto, para a utilização em causa onde apenas é necessária uma transição *on-off*, o primeiro é suficiente. O aumento considerável de luz aplicado na sua base permite atingir a zona de saturação facilmente. Desta forma, uma montagem em emissor comum gera na sua saída um sinal que varia do estado alto para estado baixo sempre que houver comutação da zona de operação, ou seja do corte para saturação.

O optocoupler VOM618A-3T encapsulado numa estrutura SOP-4 (*Small-Outline Package*) cumpre estes requisitos por um mínimo, contendo como principais características:

- Garante o isolamento elétrico até 3750 V_{RMS};
- No lado do LED, I_F máximo de 60 mA, V_F de 1,35 V e V_R de 6 V;
- No lado do transístor, tempos de comutação baixos (inferiores a 29 μ s na zona de saturação) e V_{CEsat} baixo (tipicamente 0,12 V).

Ocorre que as duas entradas responsáveis por ler o valor dos dois interruptores foram configuradas com resistências *pull-up* internas de valor típico de 40 k Ω pelo que não será necessário adicionar uma resistência externa a limitar o valor de corrente que aqui circula. No entanto, será adicionada espaço na PCB para solda de uma resistência *pull-up* externa se assim necessário.

Por sua vez, do lado da entrada será necessário dimensionar um circuito capaz de regular a corrente que circula no LED, apesar das variações da tensão na entrada (*i.e.*, 24 V ou 12 V), de forma que esta não seja superior a I_F . O *driver* NSI50010YT1G é capaz de regular a

corrente entregue ao LED do *optocoupler* para 10 mA constantes apesar da variação da tensão de entrada. Suporta até 50 V entre ânodo e cátodo com um débito de 1,8 V de tensão direta. O seu coeficiente de temperatura negativo permite proteger o LED, reduzindo a corrente que por ele passa à medida que a temperatura aumenta. O esquema presente na Figura 52 ilustra todos os pontos mencionados neste subcapítulo.

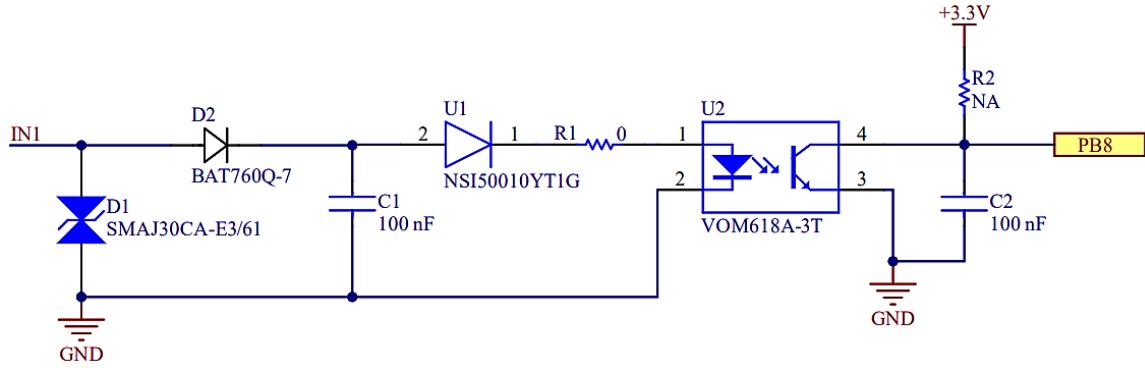


Figura 52 - Esquema de condicionamento de sinal das entradas digitais

6.1.5. FILTRAGEM E CONVERSÃO DE TENSÃO

Conforme mencionado, o circuito lógico capaz de responder às exigências do utilizador opera segundo uma tensão de 1,2 V, previamente abaixada de outra pelo seu regulador interno, nomeadamente 3,3 V. Para esse efeito será necessário implementar do lado exterior um sistema capaz obter a tensão nominal partindo de uma superior (12/24 V) juntamente de componentes que proporcionem a filtragem e cumpram as boas práticas mencionadas no capítulo “Compatibilidade Eletromagnética (EMC)”.

Na entrada será colocado um TVS SMAJ30CA independentemente da alimentação de 12 V ou 24 V. O diodo BAT760Q-7 também será colocado em série com a entrada após um circuito de proteção de polaridade através de um MOSFET. Seguindo a mesma lógica no dimensionamento dos anteriores circuitos de proteção conseguimos então garantir proteção contra o efeito transitório da tensão na entrada (ou excesso desta) e contra a aplicação de tensão inversa.

O uso de um circuito de proteção contra a aplicação de tensão inversa com recurso a um MOSFET de canal P a operar na saturação ou ao corte apresenta maior eficiência face à simples implementação de um diodo Schottky em série com o condutor positivo. Mais uma vez R_{DSon} deve ser o mais baixo possível para dissipação de baixa potência. A corrente que circula no dreno deve aguentar a alimentação de toda a placa, pelo que o I_D mínimo deve ser

de 4 A. Por sua vez, o MOSFET deve aguentar uma tensão V_{DS} superior a 30 V segundo a mesma lógica do dimensionamento do diodo Schottky. Por fim, um circuito constituído por um diodo zener e uma resistência de polarização foi aplicado entre os terminais da massa, *gate* e *source* para limitação da tensão nestes dois últimos terminais, caso o seu máximo seja atingido. O MOSFET Si4447ADY da Vishay apresenta uma tensão V_{DS} máxima de -40 V e V_{GS} de ± 20 V e um R_{DS} máximo de 45 mΩ que em operação juntamente com o diodo zener de 15 V, MMSZ5245BT1G da ON Semiconductor, suportam a aplicação de uma tensão inversa de -30 V. A Figura 53 expressa a simulação efetuada segundo os parâmetros apresentados com a adição de um condensador em paralelo, com o circuito de carga capaz de provocar a circulação de uma corrente próxima de 4 A, para atenuação do ruído presente na tensão de entrada. Adicionalmente, é possível encontrar no Anexo G uma simulação da resposta deste mesmo circuito à variação de tensão na entrada efetuada no *software* OrCAD PSpice.

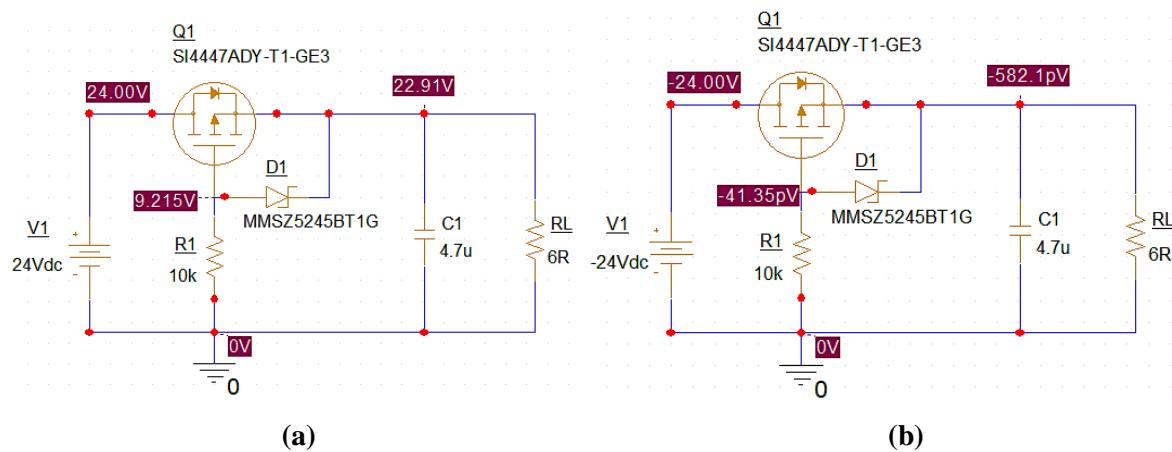


Figura 53 Resposta do circuito de proteção contra polaridade inversa

(a) Polaridade direta **(b)** Polaridade inversa

Adicionalmente foi adicionado um fusível de 4 A, MFU0805FF03500P500 da Vishay, capaz de isolar a fonte de alimentação do restante circuito sempre que esta corrente seja atingida.

A adoção por um circuito capaz de fazer regulação da tensão de entrada através de acoplagem não isolada apresenta significativas vantagens no projeto em causa, uma vez que o seu tamanho reduzido e eficiência superior permitem a operação mais perto da carga, levando à redução dos campos magnéticos potencialmente desenvolvidos pelas linhas de transmissão. Além disso, a não existência de uma barreira de isolamento permite que a saída seja diretamente detetada e rigidamente controlada. Podemos encontrar dois tipos de reguladores não isolados, reguladores lineares e *switching regulators*. A Tabela 5 apresenta um comparativo entre os dois.

Tabela 5 – Regulador Linear vs *Switching Regulator*

Regulador Linear	Switching Regulators
Círcuito simples	Círcuito complexo
Eficiência inferior	Eficiência superior
Dissipação do excesso de energia	Armazenamento do excesso de energia temporariamente
Maior dissipação de calor	Menor dissipação de calor
Pouco ruído eletromagnético	Maior ruído eletromagnético
Tamanho inferior	Tamanho superior
Modos de operação: <i>Buck</i>	Modos de operação: <i>Buck, Boost, Inverting</i>
Transístores operam na zona ativa	Transístores operam na zona de saturação / corte (PWM)

Apesar da maior contribuição de EMI por parte do *Switching regulator*, a sua eficiência na conversão para uma tensão sete vezes inferior é predominante. O regulador P78E03-1000 da CUI Inc ocupa esta posição possuindo as seguintes características:

- Baseado na topologia de comutação *buck* de frequência fixa;
- Corrente de saída até 1 A com proteção contra curto-circuito da mesma;
- Tensão de entrada de 6 a 36 V origina uma tensão regulada de 3,3 V na saída;
- Frequência de comutação de 520 kHz;
- Elevada eficiência, superior a 83 % com tensão de ripple de 75 mV_{pp}.

Conforme mencionado em capítulos anteriores, a aplicação de um filtro em modo diferencial (*i.e.*, π -filter) tem como objetivo a redução das flutuações presentes na tensão CC aplicada ao regulador. O fornecedor disponibiliza uma listagem de valores típicos a implementar nestas posições que permitem a redução das emissões conduzidas e radiadas. O circuito presente na Figura 54 pretende contemplar todos pontos mencionados neste subcapítulo.

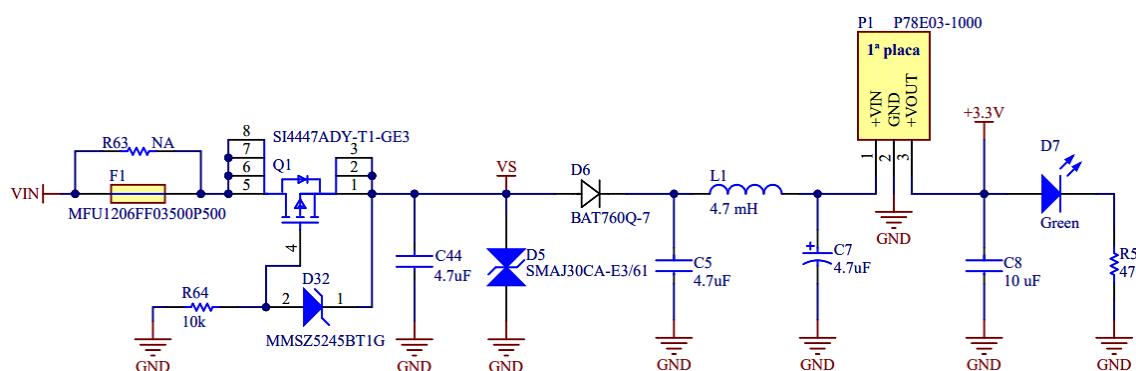


Figura 54 Esquema do circuito de alimentação

O componente C7 deve ser um condensador de tântalo ou de baixo *Equivalent Serie Resistance* (ESR) e grande o suficiente para melhorar a resposta transiente do regulador e reduzir as flutuações da tensão de entrada. Por sua vez, a resistência R5 em série com o LED D7 permite a passagem de uma corrente de 30 mA segundo uma diferença de potencial aos terminais deste de 2 V, respectivamente I_F e V_F .

O uso do diodo BAT760Q-7, juntamente com o circuito de filtro em π protegerá o MCU durante alguns instantes de potenciais problemas do lado do *driver* ou da alimentação (e.g. curto-circuitos).

6.2. ESQUEMA ELÉTRICO

Todo a parte elétrica foi desenhada com recurso ao *software* Altium Designer tendo por base todas as construções parciais do circuito final e os esquemas provenientes da placa de expansão NUCLEO-IHM03A1 e da placa de desenvolvimento NUCLEO-F401RE.

Para esse efeito, o projeto final foi dividido em cinco esquemas essenciais. São eles os “Inputs” (Anexo H), “Source” (Anexo I), “RS-485” (Anexo J), “MCU_F401RE” (Anexo K) e “powerSTEP01” (Anexo L). Os primeiros dois esquemas seguem a estrutura dos abordados no subcapítulo “Condicionamento de sinal dos GPIO do Microcontrolador” e “Filtragem e Conversão de Tensão” respectivamente. Adicionalmente, todos os componentes necessários à montagem da placa principal e secundária podem ser encontrados nos Anexos M e N respectivamente.

O desenho da placa em questão permite a adaptabilidade do sistema, isto é, soldando um conjunto de componentes podemos obter uma placa composta pelo MCU e um escravo ou somente um escravo (no extremo da rede *daisy chain*).

6.2.1. CIRCUITO DO MCU STM32F401RET6

No esquema que compõe as ligações ao STM32F401RET6 fez-se uma filtragem do circuito inicial presente na placa de desenvolvimento associada, tendo sido adicionado os módulos que permitem fazer a comunicação com os escravos em função dos vários cenários de aplicabilidade.

O conector P2 foi adicionado para efeitos de programação do microcontrolador da placa em questão através de outro conector SWD presente no programador STLINK/V2-1 com uma interface SWJ-DP. Para esse efeito será necessário realizar os seguintes passos:

- Remover a resistência SB12 do programador para que seja efetuado corretamente o *reset* ao MCU a programar;
- Conectar os pinos 2, 3, 4, 5 e 6 do programador nos pinos da placa a programar, seguindo a mesma numeração;
- Remover os dois *jumpers* presentes no conector CN2;
- Alimentar a placa que contém o STM32F401RET6;
- Efetuar a programação normal através do conector USB Mini-B compilando o programa num ficheiro binário e enviando-o para o disco virtual do programador.

Por sua vez o conector P4, de quatro pinos machos, permite aceder à USART2, para efeitos de *debug*, e aos pinos BOOT do MCU. De notar que os pinos BOOT0 e BOOT1 definem a forma de inicialização do STM32F401RET6. No sistema implementado o valor de BOOT1 é irrelevante e o valor do BOOT0 é forçado a um estado baixo para que no arranque seja feito através da memória Flash principal.

Adicionalmente foram colocados, estrategicamente, sete *Test Points* que permitirão validar os sinais enviados e recebidos pelo protocolo de comunicação SPI implementado. Por sua vez o conector P5 permite aceder ao porto C e alguns pinos do porto B do microcontrolador se assim for necessário em projetos futuros. O conector P6, de duas posições, receberá a tensão fornecida pelos interruptores que controlam o movimento da claraboia que por sua vez será condicionada através da entrada IN1 ou IN2 do circuito “Inputs”. Já o conector P7, igual ao P6 será responsável pelo envio da tensão 3,3 V para a placa secundária de forma a economizar o custo do circuito regulador de tensão. Quer esta ligação entre placas, quer a anterior (entre a placa principal e os interruptores) pode ser realizada por um simples cabo composto por duas almas condutoras isoladas entre si.

Relativamente às conexões ao MCU, presente no esquema do Anexo K, foi mantido o sistema de *reset* através do interruptor SW1 e adicionado dois LEDs capazes de sinalizar os momentos em que uma ordem de movimento de cada motor se encontra em execução. As entradas PB8 e PB9 do microcontrolador correspondem às entradas IN1 e IN2, respetivamente. As saídas PB6, PA5, PA7 geram o sinal *Chip Select* (CS), *Clock* e *MOSI*,

respetivamente. Já a entrada PA8 está alocada para a receção do sinal MISO. A saída PA4 e PB3 são alternativas aos pinos PB6 e PA5, respetivamente. A entrada PA10 e PB5 permitem detetar o estado da saída FLAG e BUSY do powerSTEP01. Já a saída PA9 permite fazer uma reinicialização ao *driver* enquanto a saída PC7 pode ser programada para envio de um sinal *clock* para controlo direto das pontes H que o constituem.

O MCU possui um regulador interno para 1,2 V capaz de alimentar os seus circuitos digitais. Este pode ser ativo através dos pinos V_{CAP_1} e V_{CAP_2} que devem ser conectados à massa através de um condensador *bypass* de cerâmica de $4,7 \mu F$.

Uma vez que o circuito opera segundo o oscilador interno do microcontrolador, os pinos OSCIN e OSCOUT não foram utilizados, no entanto foi alocado espaço para a colocação dos elementos necessários se assim for exigido.

6.2.2. CIRCUITO DO *DRIVER* POWERSTEP01

Relativamente ao circuito associado ao powerSTEP01, presente no esquema do Anexo L, podemos observar dois níveis de tensão após a passagem por vários condensadores de desacoplamento, de diferentes capacidades, paralelos à massa. Este feito permite diminuir a indutância em série dos mesmos, além de minimizar o efeito de radiações proveniente de potenciais correntes transitórias originadas por flutuações da tensão de entrada, na alimentação do IC.

O circuito “charge pump” presente entre os pinos VBOOT, CP e a tensão Vs permite fazer o correto acionamento dos MOSFETs do powerSTEP01 e o seu funcionamento encontra-se anteriormente explicado. Uma vez que a tensão 3,3 V já se encontra devidamente regulada no circuito, apenas será necessário configurar o segundo regulador deste IC junto dos pinos VSREG e VCC. Os pinos VCCREG e VREG correspondem aos terminais do segundo regulador e devem ser conectados à tensão 3,3 V. Em ambos os conversores internos foi implementado um díodo Schottky, BAT46, para promover menor dissipação de energia no interior do IC.

Conforme referido, os pinos \overline{FLAG} e \overline{BUSY} / SYNC são saídas de dreno aberto e, portanto, sempre que houver comutação de estado (*i.e.*, ocorreu algum erro no funcionamento do motor ou o mesmo se encontra em movimento) o respetivo LED vermelho é ativo. Por este motivo foi necessário conectar estas saídas a uma resistência *pull-up* aos 3,3 V para garantir

o estado lógico alto ativo. Por sua vez, a entrada STCK também terá uma resistência *pull-up* aos 3,3 V de forma a se manter num estado desativo. O sistema de *reset* pode ser forçado externamente através do interruptor SW2 ou internamente, via *software* através da saída PA9 do STM32F401RET6.

Assim como o MCU, existe a possibilidade de implementar um sistema que forneça uma frequência de operação externa através dos terminais OSCIN e OSCOUT. As resistências R62 e R57 geram uma queda de tensão proporcional à corrente que circula nos enrolamentos do motor, que será processada pelo sistema de regulação de binário do powerSTEP01. Deste modo, os seus valores resistivos devem ser consideravelmente baixos dado a elevada potência que pode vir a ser dissipada em forma de calor.

Especial atenção para a escolha dos condensadores, nomeadamente os eletrolíticos, uma vez que por norma o seu tempo de vida é inferior. Os condensadores C25 e C26 são uma alternativa aos C27 e C28, permitindo uma maior fiabilidade no momento de aquisição dos componentes que compõem esta placa. Por fim, o condensador C41 eletrolítico de tântalo sólido apresenta menor resistência (ESR) e indutância (ESL) série além de uma relação capacidade/volume maior face aos de alumínio, sendo, portanto bastante eficaz na posição em questão.

6.2.3. CIRCUITO DOS MÓDULOS RS-485

A junção dos vários circuitos pode ser verificada neste esquema, ao qual existe dependência pela tensão regulada de 3,3 V e dos sinais de *clock*, *chip select*, MOSI e MISO (mestre), SDO e SDI (dos dois *drivers*).

A conexão entre a placa principal e a secundária, apenas composta por um *driver*, é possível através de um cabo vulgarmente nomeado de *Shielded Twisted Pair* (STP) ou S/UTP segundo o padrão internacional ISO/IEC 11801. A adoção por este cabo permite a redução considerável dos efeitos EMC em ambientes eletromagnéticos adversos, desde a suscetibilidade ao ruído exterior até à redução de emissões de radiofrequência. A sua blindagem entrançada em torno de pares igualmente entrançados deve ser aterrada em ambas as extremidades para o correto fluido da corrente que esta é sujeita. A conexão é possível através de um conector fêmea RJ45 ou um conector EH macho de 8 posições, para uma versão mais económica da placa, tendo o cabo de ser adaptado a este último.

Os sinais enviados entre placas circulam sempre aos pares, de forma entrançada e diferencial, promovendo a eliminação de maiores ruídos externos que tendam a perturbar o sinal neles presente. Especial atenção para a hipótese de implementação do mesmo sistema sem recurso a módulos RS-485 através da solda de uma série de resistências de $0\ \Omega$, sendo, portanto, alvo de escolha no momento de implementação. Esta última abordagem reduz consideravelmente o preço do projeto e potencialmente não condicionará o funcionamento do sistema, para a distância considerada, uma vez que o sinal continuará a ser enviado de forma diferencial, mas desta vez com a massa do mesmo.

A montagem dos *drivers* e dos *receivers* é idêntica à realizada para o *transceiver*, sendo que os primeiros se encontram soldados na placa principal enquanto os segundos apenas devem ser soldados na placa secundária.

Conforme indicado no esquema, a resistência R60 apenas deve ser soldada na segunda placa permitindo o envio do sinal recebido pelo *transceiver* para a entrada SDI do *driver*. As restantes conexões associadas ao MCU não serão relevantes uma vez que nesse caso o mesmo não será soldado.

Na placa que apenas atuará como escravo todos os circuitos associados ao MCU foram removidos, assim como o conector P6, sendo apenas mantido o P7, pelas razões anteriormente referidas, e o conector P3 que permite a alimentação do powerSTEP01 após filtragem dessa tensão de entrada.

6.3. PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

O desenho da PCB é o passo seguinte e deve agregar todos os conceitos previa estipulados, juntamente com as recomendações disponibilizadas pelo fornecedor para a montagem de cada componente (*e.g.*, posicionamento, largura das vias entre outros). No fluxo do desenho do esquema elétrico, a PCB foi desenvolvida com recurso ao *software* Altium Designer.

A disposição dos componentes da placa desenvolvida procurou manter a organização apresentada nos esquemas elétricos. Recorrendo à ferramenta *Room* do Altium Designer foi possível agrupar esses mesmos componentes e estipular para cada grupo as regras que os interligam.

Cuidados adicionais com largura de cada *trace*, distribuição de calor pela placa, potenciais atrasos nas linhas de comunicação e interferência entre estas também foram tidos em

consideração. A placa desenvolvida pode ser encontrada no Anexo P no formato 2D, onde é possível observar as conexões entre componentes e no Anexo Q sobre renderização 3D.

6.3.1. LIGAÇÕES PRIORITÁRIAS E POSICIONAMENTO DOS COMPONENTES

As boas práticas na produção de uma PCB dizem que para o desenvolvimento de um projeto livre de EMI os componentes devem ser agrupados conforme a sua funcionalidade, tais como secções de circuitos analógicos, digitais, alimentação, baixa e alta velocidade. Após essa análise seguiu-se a interligação dos vários componentes. Para isso foram definidas prioridades na disposição de *traces*. Sinais SPI e *clock* foram diretamente conectados, evitando recorrer a vias ou passagem por zonas críticas.

Seguiu-se a ligação entre o MCU e os conectores SWD e *DEBUG* uma vez que estes transportam informação a diferentes frequências e os três osciladores externos também do MCU e do *driver*.

Na parte de baixo da placa, junto dos conectores, responsáveis por interligar as duas placas do projeto, encontram-se os diversos módulos RS-485. Os *drivers* RS-485 foram colocados entre o MCU e o conector RJ-45 uma vez que as ligações apenas deste dependiam. Do lado contrário, simetricamente, foram colocados os *receivers*, para uma ligação com o powerSTEP01. Esta disposição leva a que os sinais diferencias, recebidos do protocolo RS-485, percorram um caminho, dentro da PCB, praticamente desprezável até chegarem ao seu destino. Estas ligações ocupam naturalmente o mesmo nível de prioridade.

Ainda assim, o *transceiver* foi colocado a meio do MCU e do *driver* do motor. As suas ligações ocasionariam maior dificuldade dado a distância ao destinatário. A colocação da resistência de terminação o mais próximo possível na saída ou entrada dos módulos RS-485 apresentou um papel relevante, evitando a reflexão de parte do sinal na existência de condutores com diferente impedância. Associado a este efeito, está também a disposição dos *traces*. Estes foram desenhados evitando, sempre que possível, a ocorrência de ângulos retos.

Para garantir uma correta impedância entre as linhas diferencias de comunicação ou sincronismo entre os sinais SPI e o *clock* foi consultado o parâmetro *Delay* de cada uma, onde é possível verificar uma aproximação do tempo de circulação do sinal dentro da placa. A utilização da ferramenta *Interactive Length Tuning* permitiu igualar a linha de menor comprimento, impondo um atraso nesta. A Figura 55 ilustra um caso prático, onde é

aumentado o comprimento do *trace* de uma das saídas do *driver* RS-485 U9 para um atraso aproximadamente de 791 ps, igual ao atraso da outra saída do mesmo módulo.

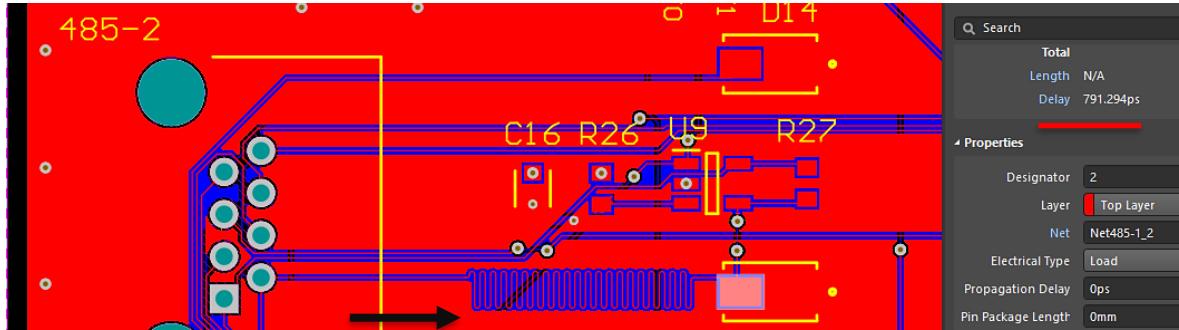


Figura 55 Length Tuning de uma saída diferencial do *driver* RS-485 U9

Seguidamente, recorrendo à ferramenta *ActiveRoute*, do *software* em questão, juntamente com análise humana, procurou-se interligar os restantes componentes deixando para trás os *pads* de GND e alimentação (*i.e.*, VIN, VS, +3,3V, entre outros). Da mesma forma, evitou-se a utilização de vias para a camada inferior.

O sistema de alimentação deve ser minuciosamente disposto e para esse efeito recorreu-se à informação disponibilizada pelo fornecedor no *datasheet* do conversor CC-CC e dos restantes componentes sempre que assim possível. Os condensadores do regulador devem ser colocados o mais próximo possível dos pinos do módulo, além disso deve-se ter em consideração que estes condensadores alimentam o circuito por meio de uma indutância diferente, pelo que mesmos devem estar afastados uns dos outros de forma a reduzir a indutância mútua intrínseca da aproximação de duas bobinas.

Adicionalmente, foi deixado espaço junto do conversor CC-CC para a colocação de um outro. Desta forma a falta do componente não impedirá a produção da placa. Uma alternativa válida seria o OKI-78SR-3.3/1.5-W36-C da Murata Power Solutions, salvo verificação da posição dos terminais. O mesmo acontece com os condensadores C25 e C26 de 68 μ F, com alternativa C28 e C27 no formato radial.

De notar que foi tida especial atenção no posicionamento dos condensadores de maior capacidade (68, 10 e 4,7 μ F), utilizados para suavizar as mudanças de baixa frequência na fonte de alimentação, longe do MCU e do *driver* do motor. Já os condensadores de valor inferior (100 nF e 220 nF) foram mantidos próximos destes uma vez que são usados para suavizar ruídos de alta frequência da fonte de energia.

Por fim, componentes que estejam sujeitos a elevados níveis de corrente, como a resistência R57 e R62 devem ser colocadas o mais próximo possível da origem desta evitando

6.3.2. DIMENSIONAMENTO DA LARGURA DOS *TRACES* E CUIDADOS TÉRMICOS

Para uma correta distribuição de potência, desenvolvimento de um projeto livre de emissões eletromagnéticas e segundo uma implementação com razoável qualidade-preço optou-se pela criação de uma PCB com duas camadas separadas por um núcleo dielétrico de FR-4. Foi atribuída à camada superior o potencial de GND e à inferior os diferentes níveis de tensão. É, no entanto, importante realçar a necessidade de distinção da massa digital (GND) e a massa analógica (AGND) que apesar de conectados, por uma resistência de $0\ \Omega$, correspondem a sistemas diferentes.

As elevadas correntes debitadas pelas fases do motor exigem a largura considerável de cada um dos *traces* associados, assim como os *traces* provenientes da fonte de alimentação (VIN). Desta forma torna-se inviável o dimensionamento da largura de apenas um *trace*. Por este motivo, recorrendo à ferramenta *Polygon Pour* foi possível reservar uma área considerável para cada um dos níveis de tensão, destacando toda a área associada à tensão VS que ocupa uma parte considerável da camada inferior e a tensão 3,3 V que apesar da baixa potência exigida pelos vários componentes, que dela dependem, ocupa uma área ainda superior. A Figura 56 apresenta a distribuição desta última área, sobre um efeito realçado. Para consulta da camada superior deve ser verificado o Anexo P.

Tendo estes polígonos definidos é possível interligar as diferentes tensões no respetivos *pads* presentes na camada superior. A adoção de vias nos *pads* permite reduzir o tamanho da PCB e otimizar a circulação de corrente nesta, desde que o diâmetro da via seja igual ou inferior ao tamanho do *pad*. Ligações que exijam maior débito de corrente devem conter múltiplas vias para melhor distribuição de potência das mesmas.

Conforme referido, os sinais de elevada frequência devem possuir *traces* curtos. No entanto, para redução do efeito de radiação intrínseco deste tipo de sinais estes devem ser mantidos perto do plano GND, reduzindo igualmente o efeito *crosstalk* provocados por fenómenos de indutância e/capacitância mútua, anteriormente explicado, e criando uma “barreira” à propagação de ondas eletromagnéticas. Para isso foi utilizado a ferramenta *Via Shielding*, do Altium Designer, perfeitamente configurável, que facilita o processo de ligação ao plano de

massa. Na Figura 56 é possível verificar os *traces* alvo pelo aglomerado de vias em torno dos mesmos.

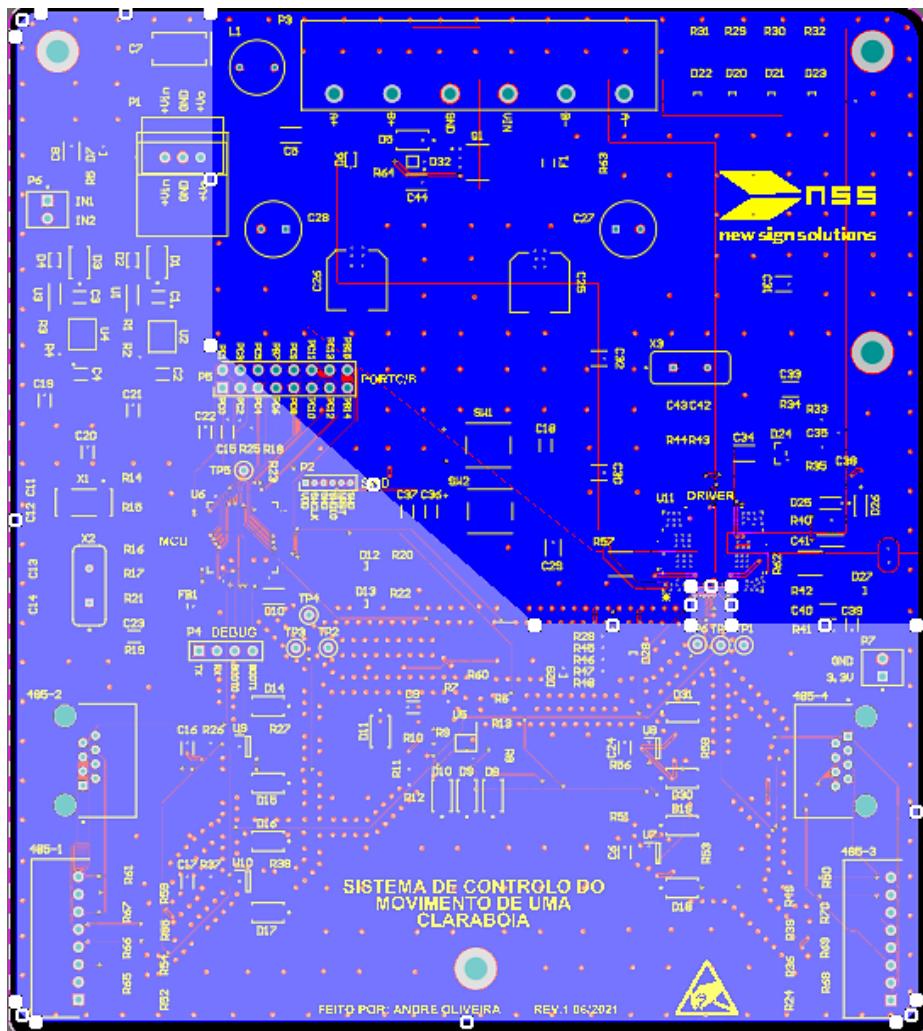


Figura 56 Polygon do plano de 3,3 V na camada inferior

Conforme referido, os sinais de elevada frequência devem possuir *traces* curtos. No entanto, para redução do efeito de radiação intrínseco deste tipo de sinais estes devem ser mantidos perto do plano GND, reduzindo igualmente o efeito *crosstalk* provocados por fenómenos de indutância e/capacitância mútua, anteriormente explicado, e criando uma “barreira” à propagação de ondas eletromagnéticas. Para isso foi utilizado a ferramenta *Via Shielding*, do Altium Designer, perfeitamente configurável, que facilita o processo de ligação ao plano de massa. Na Figura 56 é possível verificar os *traces* alvo pelo aglomerado de vias em torno dos mesmos.

No entanto, algumas ligações exigiram um maior estudo para a definição da largura dos *traces*. Com recurso a duas folhas de dados foi possível prever qual esse valor. A calculadora

PCB Trace Width permite determinar a largura necessária de um *trace* introduzindo apenas a corrente, a espessura deste e a subida de temperatura a que este é sujeito. Adicionalmente, se os parâmetros de queda de tensão, resistência entre outros, forem pretendidos será necessário indicar o comprimento do *trace*. A folha de dados presente no *PCB Thermal Copper Area* permite calcular a superfície de cobre na PCB necessária para arrefecer o calor dissipado por um dispositivo.

Todos os *traces* têm uma espessura de 0,036 mm para uma temperatura ambiente de 35 °C e um crescimento de 20 °C. Os sinais ditos comuns são conduzidos com recurso a um *trace* de 0,127 mm capaz de suportar até 370 mA, mais que suficiente para esse efeito. *Traces* de associados a sinais analógicos provenientes do ADC do powerSTEP01 (ADCIN) ou do MCU (AGND e AVDD) utilizaram larguras de 0,203 mm, conforme dimensionado na placa de desenvolvimento, capaz de suportar uma corrente até 0,55 A. A circulação de correntes superiores e tensões igualmente superiores, mas abaixo de 1 A usaram *traces* de 0,508 mm, não sendo necessário reservar uma área para essas ligações (e.g., VREG, VCC, VBOOT)

Importante também frisar a distribuição final de vias GND entre a camada superior e a inferior. Mais uma vez o Altium Designer possui um algoritmo de colocação das mesmas. Recorrendo ao *Via Stitching* em espaços vazios é possível criar caminhos de retorno de corrente, para a fonte, mais curtos, reduzindo efetivamente a área por eles formado e o efeito de antena que potencialmente emitiria campos predominantemente magnéticos. Além disso, a gestão térmica também é assegurada. É sabido que uma PCB é, por norma, mais condutiva horizontalmente. Utilizando vias de massa entre os dois planos é possível recorrer a maior volume da placa para transporte de corrente e, portanto, melhor distribuição do calor gerado pelos componentes.

Análogo às *vias shielding* ou também conhecidas como *via fence*, as *vias stitching*, colocadas em torno da borda da placa de circuito impresso, ajudam na prevenção da ocorrência de interferências eletromagnéticas com/de componentes exteriores.

Por fim, foram colocados quatro *Pads*, estrategicamente localizados, com um diâmetro externo de 6 mm e diâmetro interno de 3,5 mm, permitindo a fixação em parafusos M3. Estes mesmos orifícios possuem uma área de massa condutiva para que a estrutura metálica, onde a placa é fixada, possibilite uma melhor condução para a massa do veículo, presente no chassi do mesmo.

7. ANÁLISE DE DESEMPENHO DO SISTEMA

Após o estudo e implementação de todo o sistema segue-se a última fase, nomeadamente registo e análise ao desempenho do produto desenvolvido. Será, portanto, importante validar a *performance* do sistema em vários cenários de utilização aferindo se o mesmo se comporta conforme esperado e objetivado, criando regtos que sirvam de suporte a potenciais melhorias futuras.

Este capítulo divide-se em duas fases, sendo a primeira dedicada à ilustração do protótipo e a respetiva interface com o utilizador. Segue-se a segunda fase onde serão averiguados alguns limites de operação do sistema, como sobrecarga ou tensão abaixo do recomendado além realizado alguns testes relativos às emissões eletromagnéticas com recurso a um analisador de petro.

7.1. SISTEMA DESENVOLVIDO

A pandemia mundial COVID-19 teve influência considerável ao longo do desenvolvimento deste projeto, limitando o acesso a recursos num intervalo de tempo útil. No entanto, a aquisição de um motor MPP e parte do circuito de controlo lógico e *driver* permitiu a realização de alguns ensaios de bancada.

Tendo por base a estrutura da claraboia idealizada, foi desenvolvido um modelo em madeira recorrendo a duas engrenagens módulo 1,5 e respetiva cremalheira de plástico injetado. Estas encontram-se fixas numa estrutura perpendicular ao suporte do motor estando o seu movimento limitado por duas guias. A montagem pode ser vista na Figura 57.

Esta estrutura permitirá realizar os diversos testes referidos de forma a validar a *performance* do sistema em vários cenários. Na Figura 57 é visível 2 botões de pressão que permitirão efetuar o controlo do movimento do motor conforme explicado no capítulo “Software”. De notar que o segundo botão (lado esquerdo) diz respeito ao movimento do segundo motor, porém, pelos inconvenientes anteriormente referidos, não foi possível adquirir o segundo *driver* de motor.

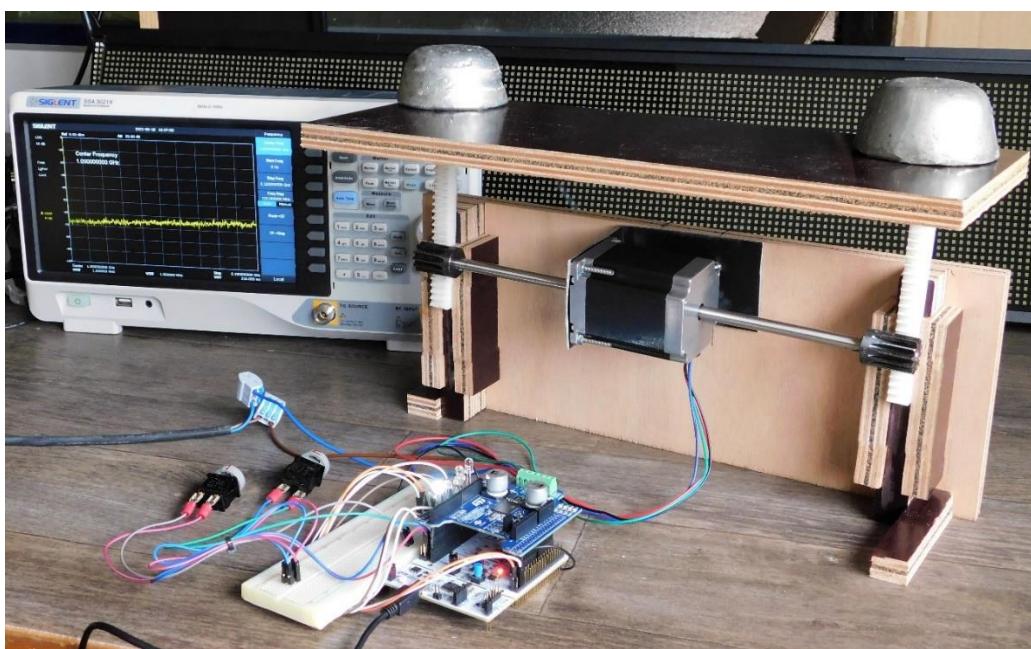


Figura 57 Estrutura em madeira para testes físicos ao sistema

O circuito de controlo lógico encontra-se alimentado pelos 5 V da porta USB do computador estando o circuito de controlo do MPP alimentado por uma fonte regulável a 24 V.

Na *breadboard* está presente um sistema adicional para validação de estados do motor ou eventuais erros de funcionamento. Na Figura 58, juntamente com a tabela 6 é possível observar uma descrição sucinta do significado de cada LED.

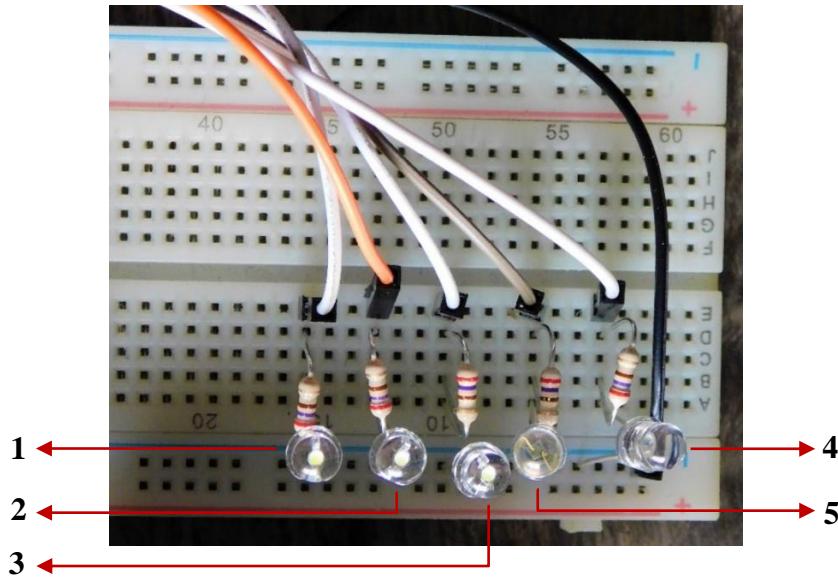


Figura 58 Circuito de *feedback* do estado do sistema montado em *breadboard*

Tabela 6 – Identificação da função de cada LED do circuito presente na Figura 58

Identificação do LED	Função
1 e 2	Quando acesos sinalizam que o respetivo motor está com a estrutura aberta
3	Quando ativo sinaliza erro por excesso de carga (binário exigido)
4 e 5	Quando acesos sinalizam que o respetivo motor está em movimento

7.2. DESEMPENHO DO SISTEMA

7.2.1. TEMPO DE SUBIDA

O primeiro teste esteve associado à validação do tempo de subida do motor para um deslocamento vertical da estrutura de 7 cm. Para esse efeito foi verificado o tempo que o LED 4 esteve ativo. Este acende após o envio do comando para o movimento do motor e é desativo quando um comando GetStatus regista na flag BUSY o estado alto (sinalizando o fim do movimento).

A Figura 59 sinaliza esta transição num intervalo de tempo de 2,340 segundos. De notar que previamente foi previsto um deslocamento num intervalo de 2,38 segundos. Este erro, inferior a 2 %, é aceitável uma vez que no momento de realização dos cálculos do valor teórico não foram considerados potenciais atrasos no tempo de magnetização de cada enrolamento.



Figura 59 Tempo de deslocamento vertical (7 cm) da estrutura

7.2.2. LIMITES DE CARGA

Uma análise ao limite de carga é parte integrante da validação do projeto em causa. Para esse efeito foram considerados os dois cenários possível, nomeadamente alimentação de 24 V de um autocarro ou 12 V de um autocarro mini. Uma vez que o sistema vai ser alimentado com a tensão da bateria do veículo estando esta sujeita a oscilações provocadas por outros equipamentos ou pelo próprio alternador foram realizados testes com tensões de 14,4 V e 28,8 V.

Conforme era de esperar, a carga limite suportada pelas diferentes tensões é diferente. Fora potências limitações derivadas da estrutura desenvolvida foram registados os seguintes valores presentes na Tabela 7. A partir dos binários requisitados o motor começa a “saltar” passos estando o sistema condicionado.

Tabela 7 – Limites de carga do sistema

Tensão de Teste	Corrente Registada	Carga Aplicada	Binário Requisitado
28,8 V	2,72 A	17,6 kg	1726,6 mNm
14,4 V	1,26 A	16,1 kg	1579,4 mNm

Com estes dados é possível calcular a carga exigida ao motor para as diferentes tensões, assumindo que cada um é sujeito a metade do peso da claraboia sendo necessário desenvolver 366 mNm de binário, conforme explicado anteriormente, assim:

$$\text{Carga do motor (\%)} = \frac{\text{Binário Requisitado}}{\text{Binário Máximo}} \quad (31)$$

Para veículos com baterias de 24 V temos:

$$\text{Carga do motor (\%)} = \frac{366 \text{ mNm}}{1726,6 \text{ mNm}} = 21,20 \%$$

E para veículos com baterias de 12 V temos:

$$\text{Carga do motor (\%)} = \frac{366 \text{ mNm}}{1579,4 \text{ mNm}} = 23,17 \%$$

7.2.3. LIMITES DE TENSÃO

De igual forma, a análise do sistema para diferentes níveis de tensão é consideravelmente relevante para compreensão dos seus limites de operação. Os testes foram realizados aplicando uma carga de aproximadamente 5 kg podendo registar os valores presentes na Tabela 8.

Tabela 8 – Limites de tensão do sistema

Carga Aplicada	Binário Requisitado	Corrente Registada	Tensão Mínima
5 kg	490,5 mNm	0,46 A	8,2 V

De notar que quanto mais baixo a tensão aplicada ao *driver* do MPP e, portanto, no enrolamento do motor, mais ruidoso e brusco é o movimento. Este comportamento é compreensível uma vez que para uma tensão inferior circulam nas fases menos corrente (deixando de ser desprezada a tensão BEMF), levando a uma transição entre dentes menos suave (mais oscilação nos dentes antes de atingir a posição magneticamente estável) e um binário, naturalmente, inferior.

7.2.4. MEDAÇÃO EMI

Através da montagem das placas de desenvolvimento X-NUCLEO-IHM03A1 e NUCLEO-F401RE foi possível prever, parcialmente, o comportamento das emissões eletromagnéticas do sistema ao longo do intervalo de frequência dos testes efetuados para obtenção do certificado de EMC.

Replicar os ensaios realizados nos laboratórios, devidamente certificados, é praticamente impossível. De qualquer forma, os testes devem ser feitos num laboratório isolado, com

alimentação de uma bateria externa, com recurso a um analisador de espetro Siglent SSA3021X e sondas EMC no modo *peak detection*, capaz de amostrar o valor de pico de cada harmónico do sinal emitido.

O intervalo de frequência do espetro inicia nos 0 Hz e termina no 1 GHz (limite de medição dos testes da norma UNECE R10). Conta com uma *Video Bandwidth* (VBW) e uma *Resolution Bandwidth* (RBW) de 1 MHz com um *Sweep Time* (SWT) de 96 ms.

Na Figura 60 é possível verificar a leitura do pico medido no analisador de espetro. Este valor encontra-se relativamente abaixo dos limites estipulados pela norma em causa (verificar Anexo A) isto é, a 62,66 MHz podemos verificar um pico de 46,76 dB μ V sendo o limite de 54 dB μ V, com uma diferença superior a 7 dB μ V.

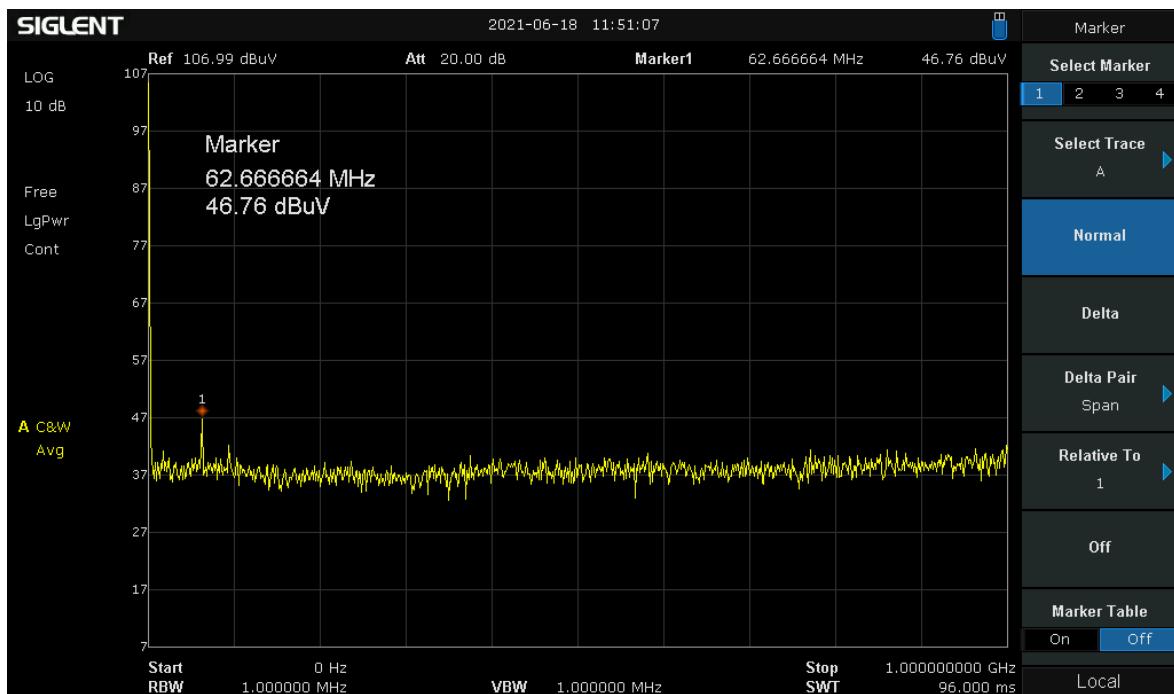


Figura 60 Leitura das emissões EMI do sistema de controlo do MPP

8. CONCLUSÕES

O trabalho desenvolvido requereu a realização de um estudo em diversas áreas da engenharia. Um planeamento bem formulado aliado a uma grande vontade em elevar e solidificar os conhecimentos lecionados ao longo do curso permitiu a cumprimento do projeto. A procura por resultados viáveis, em tempo útil, fruto de uma análise criteriosa na seleção dos diversos dispositivos e tecnologias associadas contribuiu fortemente para o aprimoramento das capacidades de pesquisa.

O conceito de *smart city* vigorou neste projeto, uma vez que o sistema criado permite o controlo, por parte do utilizador, de uma claraboia, sendo omitido a complexidade por detrás do mesmo, mas mantendo todas as funcionalidades.

A primeira dificuldade ocorreu no momento da seleção do motor a implementar no sistema, uma vez que este condicionaria, certamente, a solução desenvolvida. A adoção por um motor passo a passo híbrido NEMA 23 customizado, com um binário nominal superior ao requerido, veio reduzir o preço do projeto final visto não ser necessário a utilização de uma caixa redutora, presente nas soluções estudadas. A margem de binário restante atuará contra os efeitos aerodinâmicos não considerados ao longo do estudo, dado a baixa amplitude de abertura da claraboia.

A possibilidade de estudo de um microcontrolador com arquitetura ARM, nomeadamente da família Cortex-M4, aliado de uma programação no ambiente de desenvolvimento STM32CubeIDE impulsionou o processo de aprendizagem e, portanto, a criação do código para a interação com o *driver* dos motores. O microcontrolador selecionado juntamente com

o *driver* powerSTEP01 cumprem os requisitos do sistema, no entanto a solução desenvolvida fica limitada pelos pacotes de *software* de expansão utilizados.

No entanto, a maior exigência do trabalho encontrou-se a nível de *hardware*, ocupando mais tempo ao longo do projeto, uma vez que a procura pelo cumprimento das boas práticas EMC nomeadamente, desenvolvimento de um sistema embebido funcional capaz de obter aprovação nos testes associados à norma UNECE R10 pressupôs o estudo detalhado do modo de operação e aplicação dos vários componentes neste inserido. Desde a escolha da cablagem para fazer o acoplamento entre placas até à seleção do simples condensador de *bypass* procurou-se manter as diversas recomendações estudadas para criação de um sistema com baixa suscetibilidade eletromagnética.

A implementação do sistema desenvolvido não foi possível, no entanto os ensaios de bancada efetuados em pequena escala ao longo deste foram consideravelmente animadores. Os limites de carga são seguramente aceitáveis, estando o motor sujeito a maior esforço (23,17 %) quando alimentado por uma bateria de 12 V. Além disso, o teste EMI efetuado transpareceu a capacidade do sistema não atuar como uma fonte de ruído. De notar que com a implementação da PCB desenvolvida espera-se um resultado mais limpo originado pela filtragem dos componentes no circuito de alimentação.

O veio customizado do MPP quando sujeito a elevadas cargas nos seus extremos poderá vir a curvar. Assim, a aplicação de um rolamento perto da engrenagem potencializará maior estabilidade no movimento e durabilidade do eixo.

A solução do controlo lógico funciona adequadamente tendo, no entanto, um custo relativamente elevado em comparação com outros controladores mais simples. É então ainda necessário realizar um estudo focado no dimensionamento ou aquisição de um controlo mais simples e económico.

Contudo, ficou evidente a possibilidade de realizar uma atualização ao nível da resposta do sistema em tempo real uma vez que o MCU considerado apresenta ainda um conjunto de recursos não utilizados. O projeto poderá, portanto, ser reutilizado ou melhorado por terceiros recorrendo a soluções presentes no mercado capazes enviar sinais SPI/USART em protocolos Ethernet realizando a devida conversão (*e.g.*, EtherCAT utilizando o módulo I-NUCLEO-NETX) ou refazer o controlo a partir do microcontrolador ESP32, com custos e recursos ideias.

Referências Documentais

- [1] W. Vehicles, “Addendum 106: Regulation No. 107,” no. March 1958, 2014.
- [2] W. Regard, T. O. The, E. Of, P. By, T. H. E. Engine, and U. Nations, “Concerning the Adoption of Uniform Technical Prescriptions for Wheeled Vehicles , Equipment and Parts Which Can Be Fitted and / or Be Used on Wheeled Vehicles and the Conditions for Reciprocal Recognition of,” no. April, pp. 1–194, 2002.
- [3] R. T. Sataloff, M. M. Johns, and K. M. Kost, *Electric roof hatch - NEKTEK*. .
- [4] “Spheros-Parabus Ltd Roof Hatch Program Hatches / Fans,” 2016.
- [5] “C M Y CM MY CY CMY K Digital Driver Unit DU for DHC.”
- [6] “What are Reduction Gears? What is Gear Reduction? - Bright Hub Engineering,” 2009. [Online]. Available: <https://www.brighthubengineering.com/machine-design/47267-what-is-a-reduction-gear/>. [Accessed: 26-Mar-2021].
- [7] “MELEC MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS APONTAMENTOS ELABORADOS POR BETINA CAMPOS NEVES e MANUEL JOÃO GONÇALVES MDG@isep.ipp.pt.”
- [8] M. I. Pt, “MELEC-GENERALIDADES APONTAMENTOS ELABORADOS POR BETINA CAMPOS NEVES e MANUEL JOÃO GONÇALVES.”
- [9] “Introduction to Magnetic Fields,” in *The Story of a Marriage*, 2020, pp. 211–244.
- [10] “Campo magnético: definição, fórmulas e exercícios - Mundo Educação.” [Online]. Available: <https://mundoeducacao.uol.com.br/fisica/campo-magnetico.htm>. [Accessed: 28-Mar-2021].
- [11] I. S. Jesus, “Magnetostática - Lei de Lorenz e Laplace,” 2009.
- [12] I. S. Jesus, “Magnetostática - Campos magnéticos,” 2009.
- [13] I. S. Jesus, “Magnetostática - Fluxo do campo magnético,” 2009.
- [14] T. Martin Blas and A. Serrano Fernández, “Inducción magnética. Generador eléctrico,” *UPM*, 2018. [Online]. Available: <http://www2.montes.upm.es/dptos/digfa/cfisica/magnet/generador.html>. [Accessed: 28-Mar-2021].
- [15] A. Elaborados, P. O. R. Betina, and C. Neves, “Melec máquinas de corrente contínua.”
- [16] F. Honda, “Motores de corrente contínua: Guia rápido para uma especificação precisa,” *Siemens Ltda*, vol. Edição 01, p. 36, 2006.
- [17] “2.6.3 Characteristic of Compound-wound motor.”
- [18] J. Wilberforce Green, “MODELING AND CONTROL OF A BRUSHLESS DC MOTOR,” *Br. Food J.*, vol. 34, no. 7, pp. 61–70, 1932.
- [19] “Motores sem escova | Nidec Corporation.” [Online]. Available:

<https://www.nidec.com/en/technology/capability/brushless/>. [Accessed: 29-Mar-2021].

- [20] Nidec corp., “Brushless Motors | Nidec Corporation,” 2017. [Online]. Available: <https://www.nidec.com/en/technology/capability/brushless/>. [Accessed: 29-Mar-2021].
- [21] S. K. Mullick and D. D. Smith, “How to Choose the Right,” pp. 1–44, 2019.
- [22] “What is a Servo Motor and How it Works? | RealPars.” [Online]. Available: <https://realpars.com/servo-motor/>. [Accessed: 29-Mar-2021].
- [23] M. de F. de C. Chouzal, “Controlo digital de motores passo-a-passo,” *Thesis Universidade do Porto*. pp. 1–68, 2004.
- [24] W. S. Cardozo, “Controle de motores de passo aplicado a um manipulador robótico William Schroeder Cardozo Controle de motores de passo aplicado a um manipulador robótico,” 2012.
- [25] Reston Condit and D. W. Jones, “Stepper Motor Fundamentals,” 2004.
- [26] V. P. de A. S. Felipe Gonçalves Brites, “Motor de Passo,” *Telecom.Uff.Br*, p. 15, 2008.
- [27] “Stepper Motor Information | TeensyStep.” [Online]. Available: https://luni64.github.io/TeensyStep/applications2/901_stepper/steppers. [Accessed: 31-Mar-2021].
- [28] J. Machado, “Motores Passo a Passo - Controlo e Modos de Funcionamento,” 1994.
- [29] R. Chibante, “Eletrónica de Potência,” pp. 1–48, 2021.
- [30] D. Collins, “FAQ: What’s the difference between torque constant, back EMF constant, and motor constant?,” *Motion Control Tips*, 2017. [Online]. Available: <https://www.motioncontrolltips.com/faq-difference-between-torque-back-emf-motor-constant/>. [Accessed: 01-Apr-2021].
- [31] H. O. Consultants, *Electromagnetic Compatibility Engineering*. Canada, 2009.
- [32] F. B. de Moraes, “Avaliação das emissões conduzidas e radiadas geradas por unidade eletrocirúrgica e sistema de iluminação com lâmpadas fluorescente em equipamentos médicos,” 2013.
- [33] A. J. Vieira and D. Santos, “UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA ANÁLISE DAS EMISSÕES CONDUZIDAS COM SOFTWARES DE SIMULAÇÃO: UM ESTUDO DE CASO EM REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES.”
- [34] AlphaWire, “Understanding Shielded Cable,” pp. 1–5, 2009.
- [35] B. Cheng, E. Lee, B. Lynch, and R. Taylor, “Choosing the Right Variable Frequency Buck Regulator Control Strategy,” *Power Supply Des. Semin.*, pp. 1–18, 2015.
- [36] N. Unidas, “Addendum 9 – UN Regulation No. 10, Revision 6 - Electromagnetic Compatibility,” 2019.
- [37] “ECE R10 | EMC Test Equipments - Chambers - Services.” [Online]. Available:

<https://www.testups.com/ece-r10/>. [Accessed: 07-Apr-2021].

- [38] E. Poli, “Voltage mode control operation and parameter optimization,” 2017.
- [39] “Electrical time constant for stepper motors.” [Online]. Available: <https://www.motioncontroltips.com/why-is-the-electrical-time-constant-important-for-stepper-motors/>. [Accessed: 12-Apr-2021].
- [40] “Stepper Motor Voltage Explained | Elinco International JPC.” [Online]. Available: <https://www.e-jpc.com/stepper-motor-voltage-explained/>. [Accessed: 13-Apr-2021].
- [41] “powerSTEP01 Controller - STMicro | Mouser.” [Online]. Available: <https://pt.mouser.com/new/stmicroelectronics/stm-powerstep01/>. [Accessed: 16-Apr-2021].
- [42] STMicroelectronics, “powerSTEP01: System-in-package integrating microstepping controller and 10 A power MOSFETs,” no. January, pp. 1–92, 2015.
- [43] S. Thornton, “RISC vs. CISC Architectures: Which one is better?,” *Microcontroller Tips*, pp. 1–13, 2018.
- [44] NOVUS, “Conceitos Básicos de RS485 e RS422,” p. 6.
- [45] “RS-485 Serial Interface Explained | CUI Devices.” [Online]. Available: <https://www.cuidevices.com/blog/rs-485-serial-interface-explained>. [Accessed: 22-Apr-2021].
- [46] “X-CUBE-SPN3 - High power stepper motor driver software expansion for STM32Cube - STMicroelectronics.” [Online]. Available: https://www.st.com/content/st_com/en/products/embedded-software/mcu-mpu-embedded-software/stm32-embedded-software/stm32cube-expansion-packages/x-cube-spn3.html. [Accessed: 25-Apr-2021].
- [47] “CMSIS – Arm Developer.” [Online]. Available: <https://developer.arm.com/tools-and-software/embedded/cmsis>. [Accessed: 25-Apr-2021].
- [48] STMicroelectronics, “STM32 Dynamic Efficiency MCU, ARM Cortex-M4 core with DSP and FPU, up to 512 Kbytes Flash, 84 MHz CPU, Art Accelerator,” 2015. [Online]. Available: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f401re.html>. [Accessed: 16-May-2021].
- [49] “SWD – ARM’s alternative to JTAG – Kudelski Security Research.” [Online]. Available: <https://research.kudelskisecurity.com/2019/05/16/swd-arms-alternative-to-jtag/>. [Accessed: 16-May-2021].
- [50] “Considerations for Selecting an RS-485 Transceiver in Electronic Power Meters.” [Online]. Available: <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/app-notes/3/3776.html>. [Accessed: 18-May-2021].
- [51] V. Semiconductors, “Transistor Output Optocouplers,” 2016.

Anexos

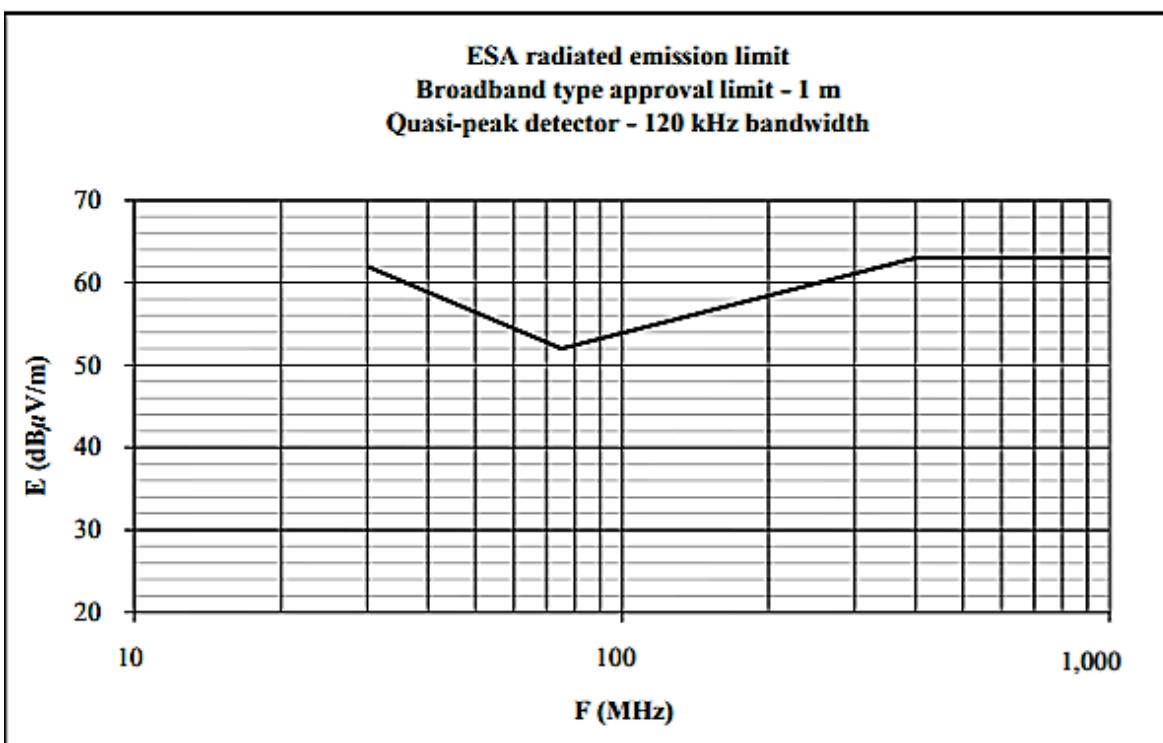
Esta página foi propositalmente deixada em branco

Anexo A.

Este anexo contém os limites de referência em banda larga da ECE R10 presente no apêndice 6 do referente regulamento [36].

Electrical/electronic sub-assembly - Broadband reference limits

<i>Limit E (dBμV/m) at frequency F (MHz)</i>		
30-75 MHz	75-400 MHz	400-1,000 MHz
$E = 62 - 25.13 \log(F/30)$	$E = 52 + 15.13 \log(F/75)$	$E = 63$



Frequency - megahertz - logarithmic
(See paragraphs 6.5.2.1. and 7.10.2.1. of this Regulation)

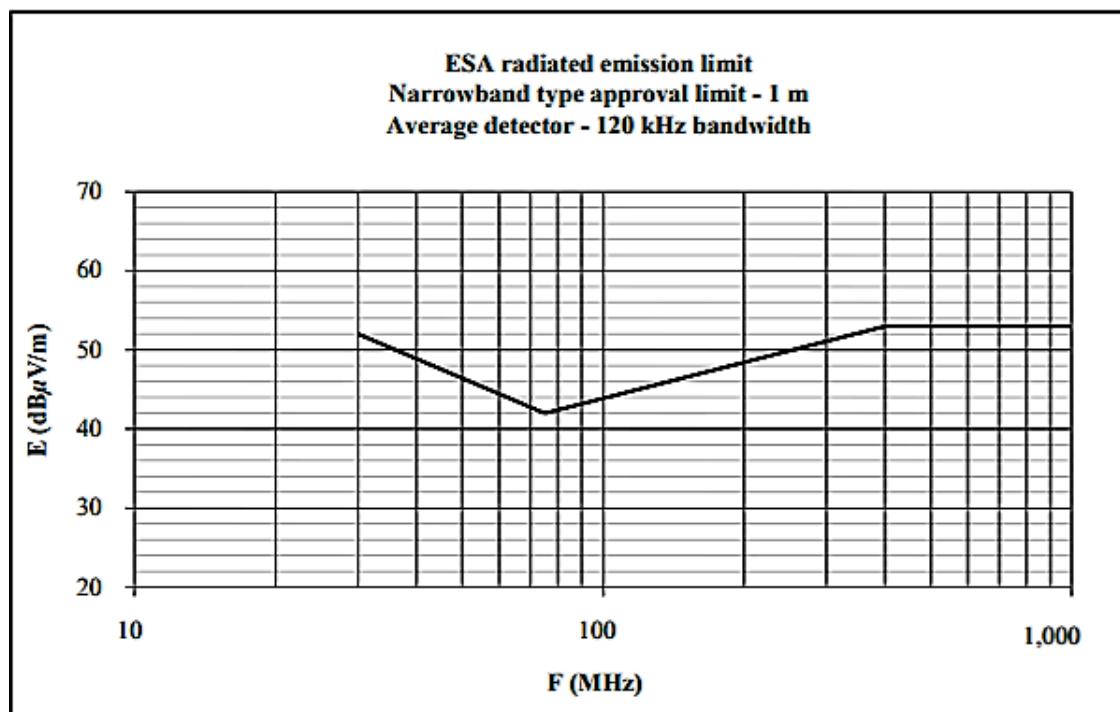
Anexo B.

Este anexo contém os limites de referência em banda estreita da ECE R10 presente no apêndice 7 do referente regulamento [36].

Electrical/electronic sub-assembly

Narrowband reference limits

Limit E ($dB\mu V/m$) at frequency F (MHz)		
30-75 MHz	75-400 MHz	400-1,000 MHz
$E = 52 - 25.13 \log(F/30)$	$E = 42 + 15.13 \log(F/75)$	$E = 53$



Frequency - megahertz - logarithmic
(See paragraph 6.6.2.1. of this Regulation)

Anexo C.

Neste anexo é apresentado alguns dos testes realizados para medir a tensão gerada num dos enrolamentos do motor de forma a calcular o valor da constante BEMF (K_E) do MPP.

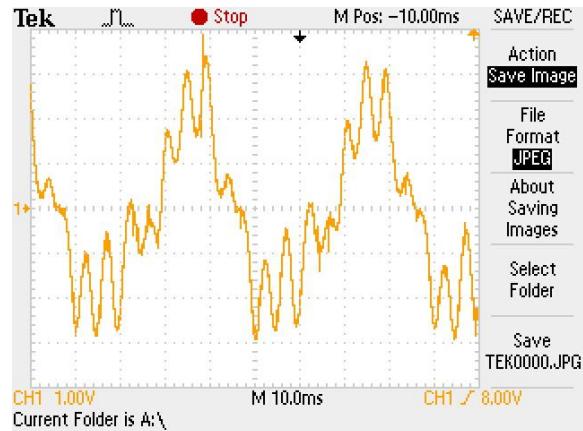


Figura 61 Tensão no enrolamento a 30 rpm

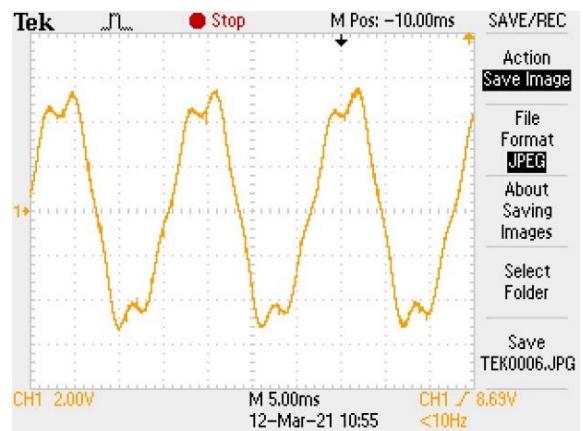


Figura 62 Tensão no enrolamento a 75 rpm

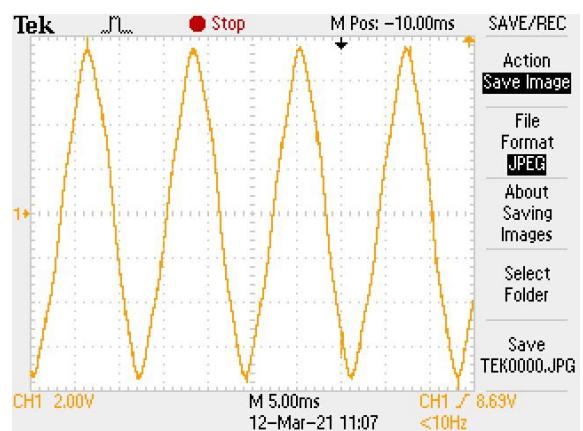


Figura 63 Tensão no enrolamento a 100 rpm

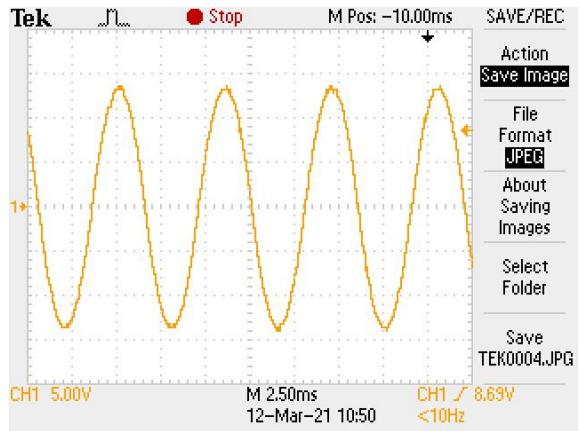


Figura 64 Tensão no enrolamento a 200 rpm

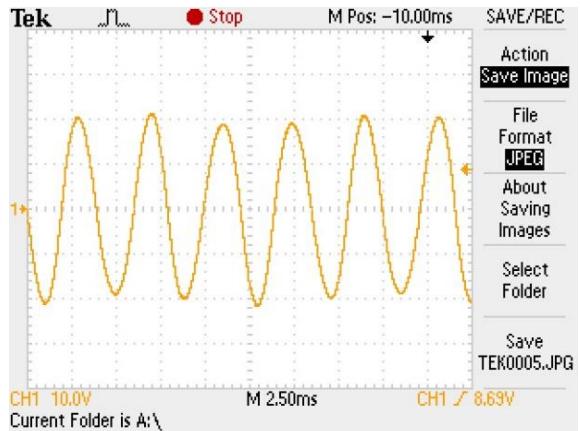


Figura 65 Tensão no enrolamento a 300 rpm

Anexo D.

Neste anexo é apresentado o diagrama de blocos do powerSTEP01.

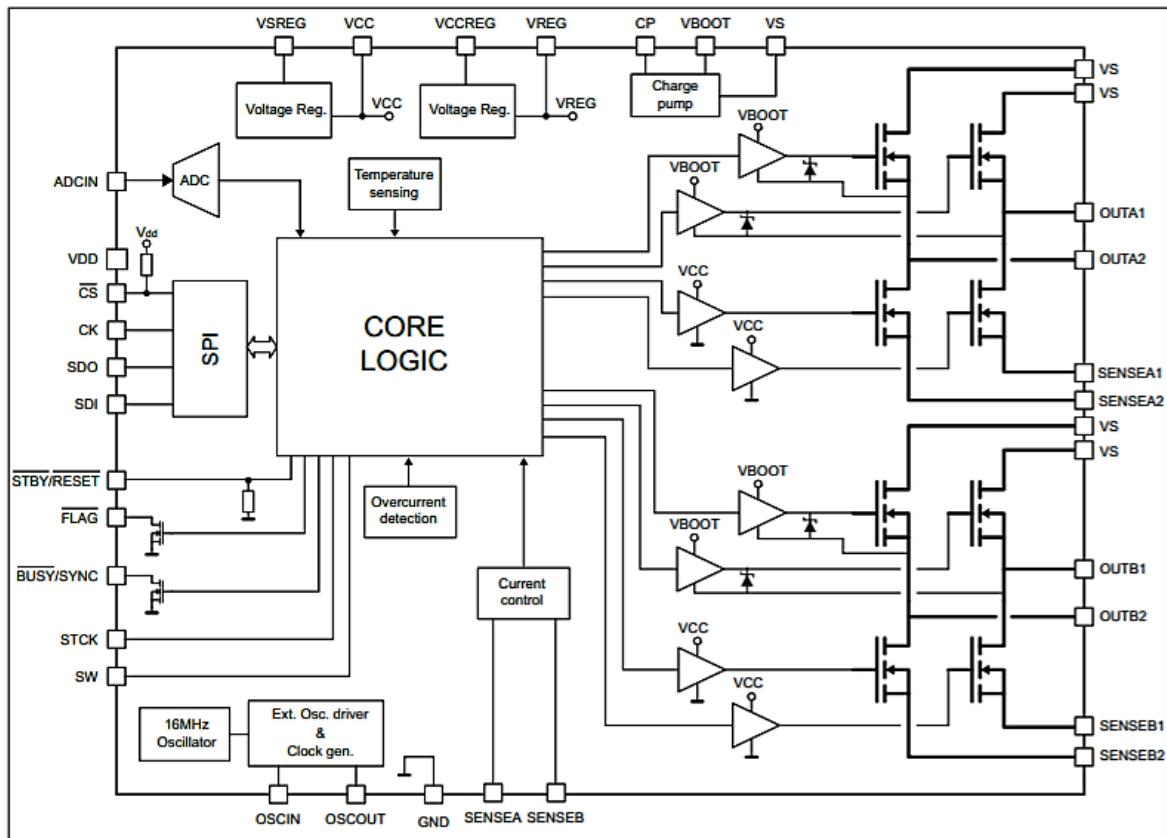


Figura 66 Diagrama de blocos do powerSTEP01

Anexo E.

Neste anexo é apresentado o sinal de *clock* da comunicação SPI com a medição dos tempos num estado alto e decorrido na transição deste para um estado baixo. Adicionalmente são apresentados outros sinais de *clock* com a mesma frequência, mas com valores de t_{rise} e t_{fall} diferentes.



Figura 67 Tempo no estado alto do sinal *clock* SPI



Figura 68 Tempo de uma transição do sinal *clock* SPI

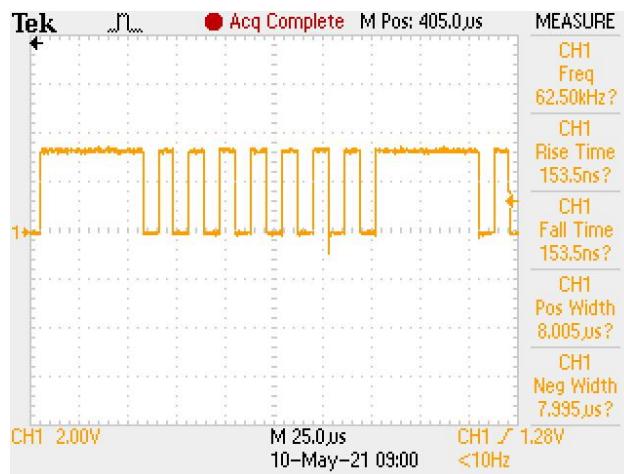


Figura 69 Sinal de *clock* com tempo de subida e descida inferior

Anexo F.

Neste anexo é apresentado alguns sinais pormenorizados provenientes da execução do comando MOVE e GetStatus numa comunicação SPI entre o MCU e os *drivers* de controlo dos MPPs. Em todas as Figuras a onda a amarelo corresponde ao sinal *clock* e a azul ao sinal proveniente do pino MOSI ou MISO para o caso em questão.

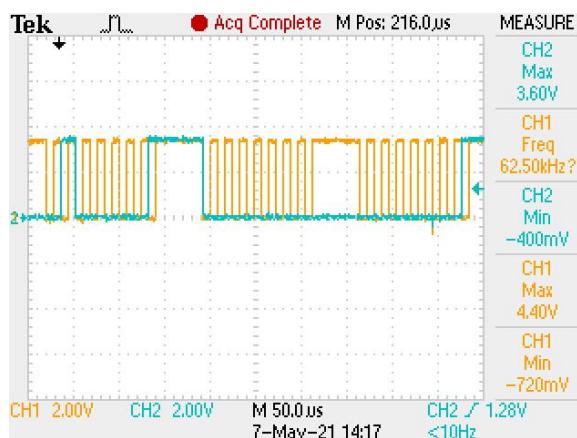


Figura 70 Comando MOVE proveniente do MOSI

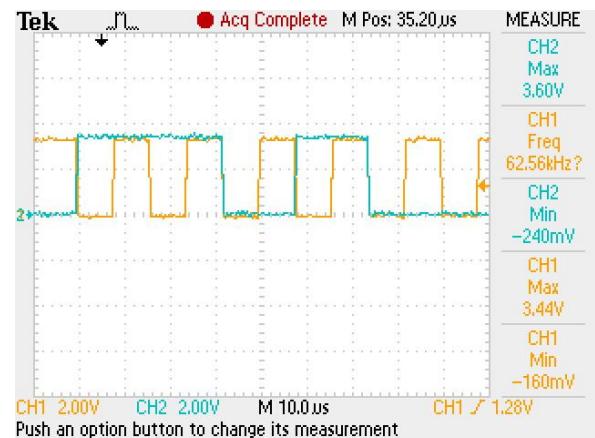


Figura 72 Comando GetStatus do MOSI

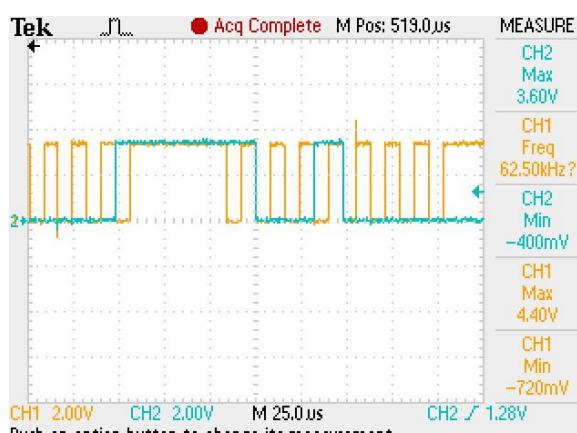


Figura 71 Comando MOVE proveniente do MOSI

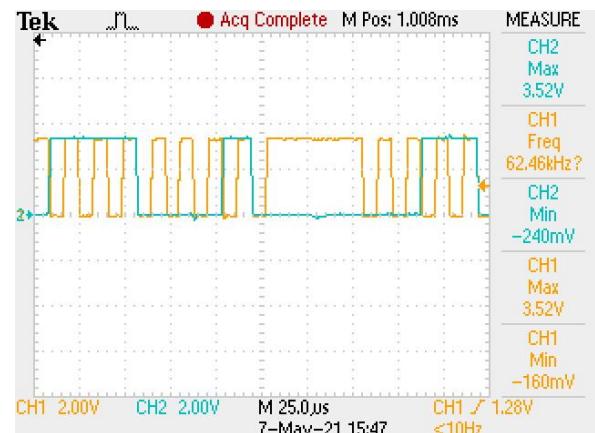


Figura 73 Comando GetStatus do MISO

Anexo G.

Neste anexo é apresentado a resposta à variação da tensão de entrada do circuito de proteção de polaridade inversa através de um MOSFET de canal P.

Podemos observar a verde, vermelho e azul a tensão no *drain*, na *source* e na *gate* respectivamente. Ainda a amarelo está presente a tensão V_{DS} .

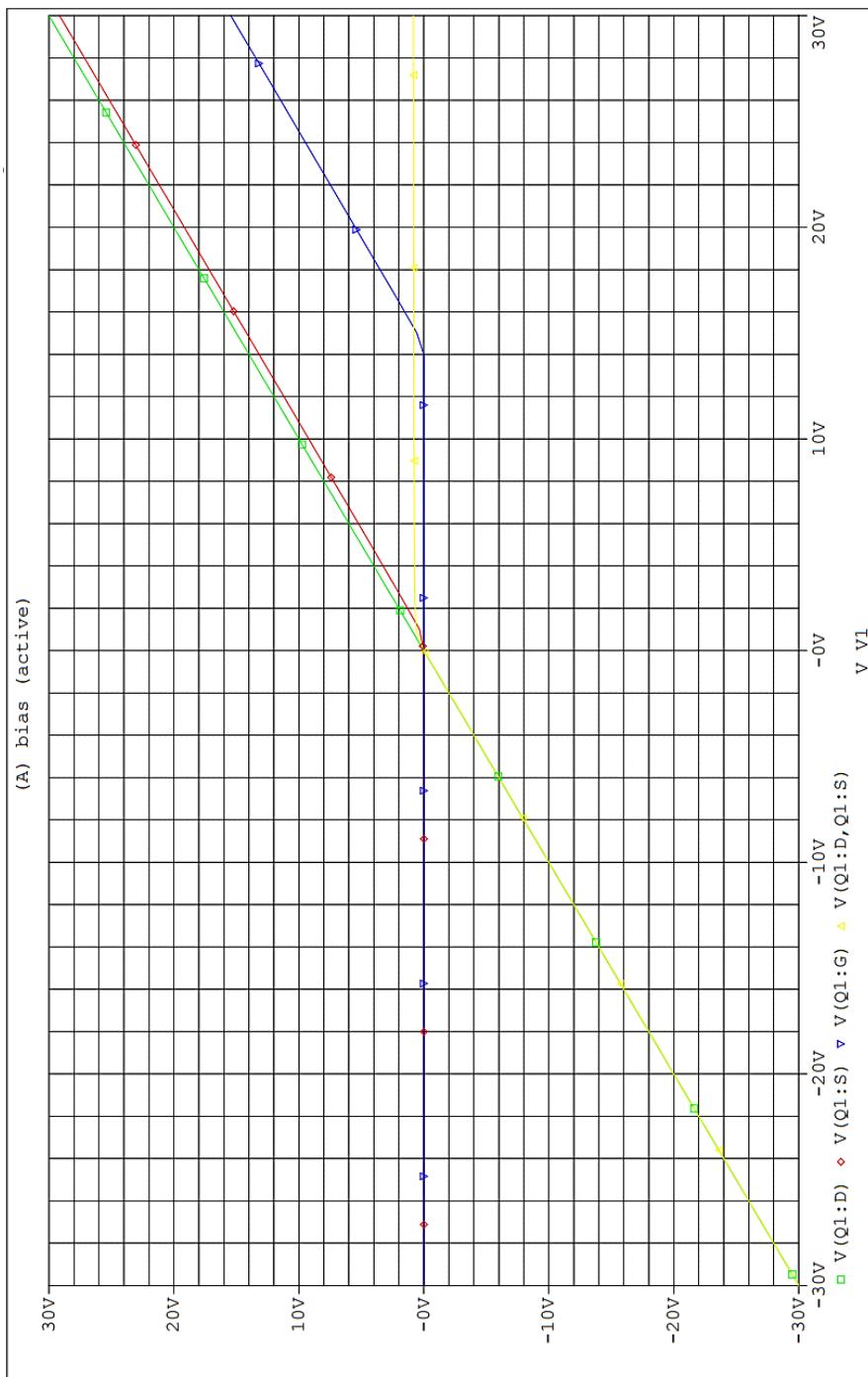


Figura 74 Resposta do circuito de proteção contra polaridade inversa de -30 a +30 V

Anexo H.

Neste anexo é apresentado o esquema final do condicionamento de sinal proveniente dos interruptores.

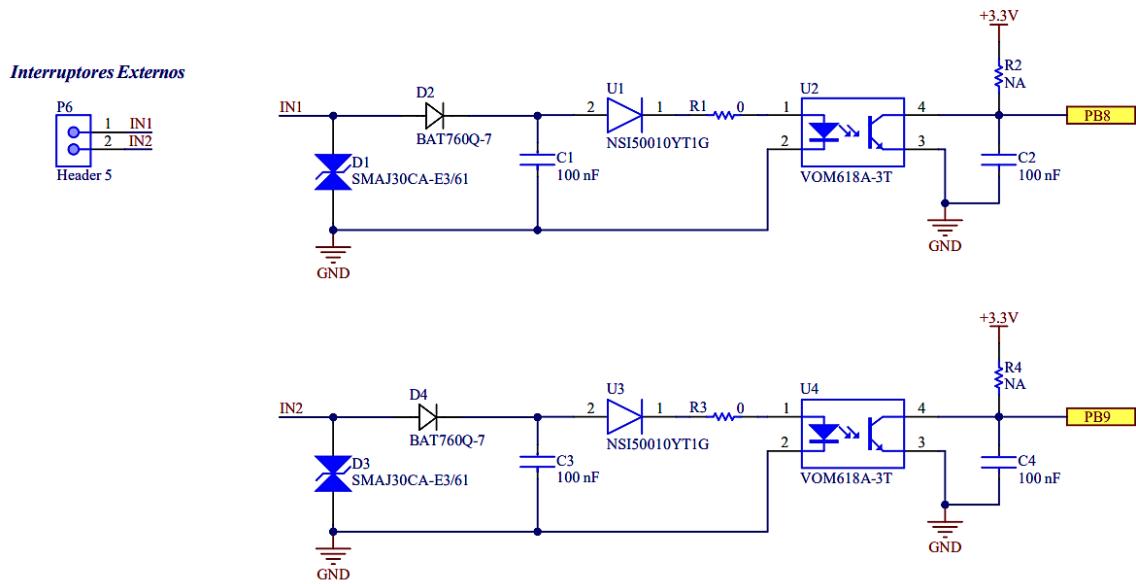


Figura 75 Circuito de condicionamento de sinal proveniente dos interruptores externos

Anexo I.

Neste anexo é apresentado o esquema final da filtragem e conversão de tensão que alimenta o circuito.

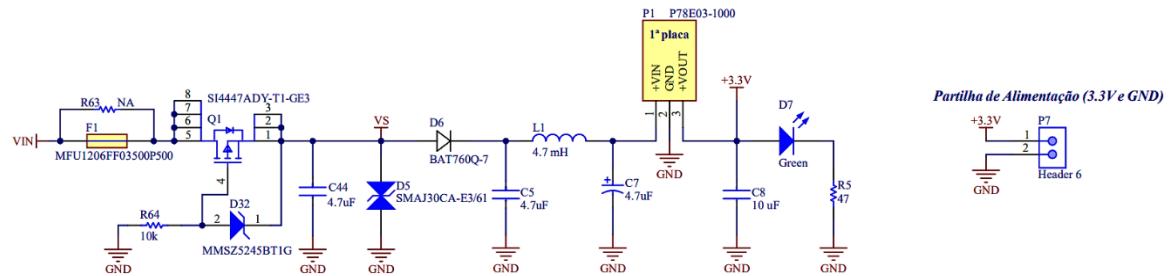


Figura 76 Esquema de filtragem e conversão da tensão de entrada para alimentação do circuito

Anexo J.

Neste anexo é apresentado o esquema final que permite conciliar a implementação dos módulos RS-485 juntamente com o protocolo de comunicação SPI.

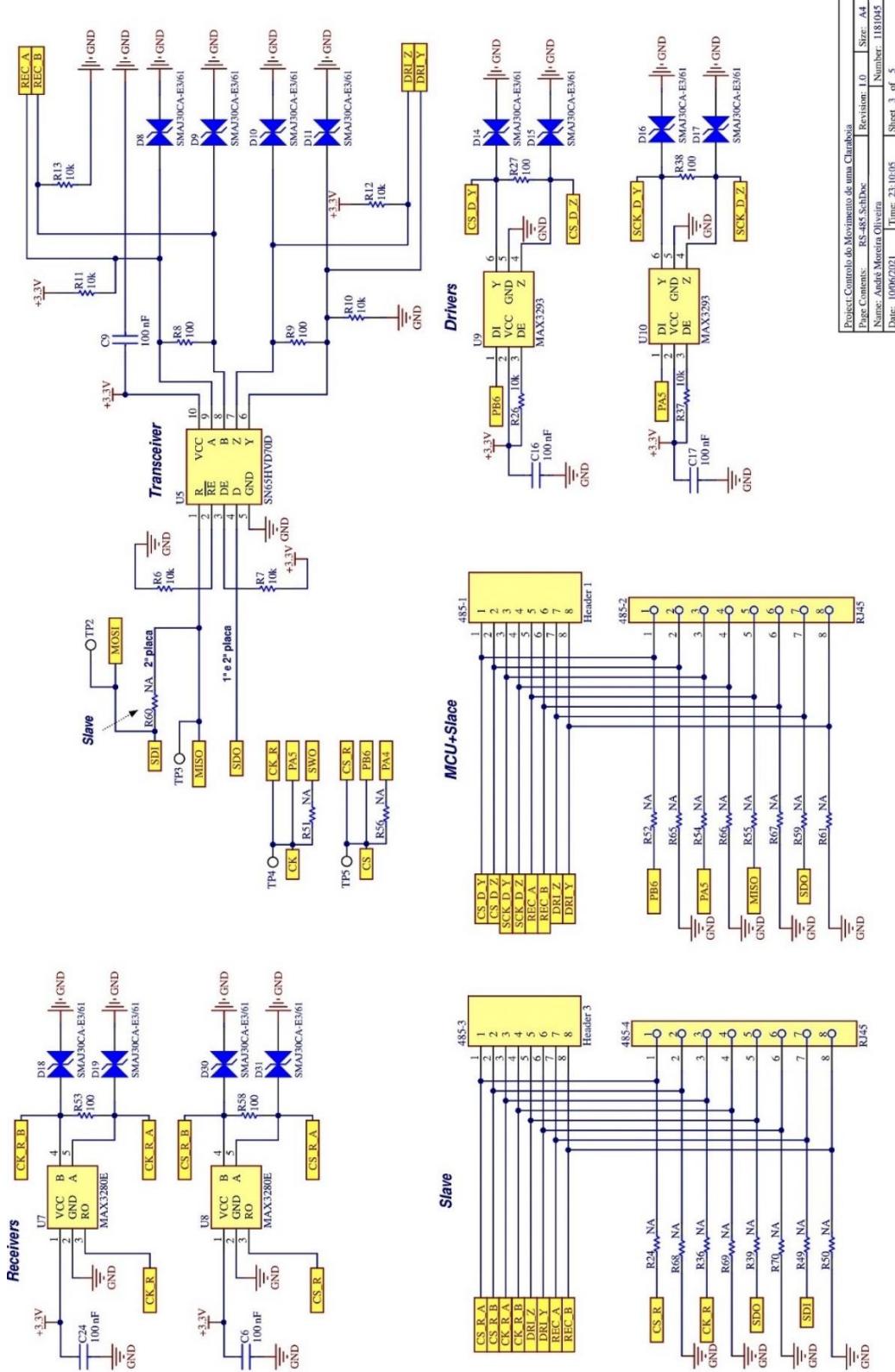


Figura 77 Esquema dos diversos circuitos que permitem a implementação do protocolo RS-485

Anexo K.

Neste anexo é apresentado o esquema final de todas as ligações ao MCU STM32F401RET6.

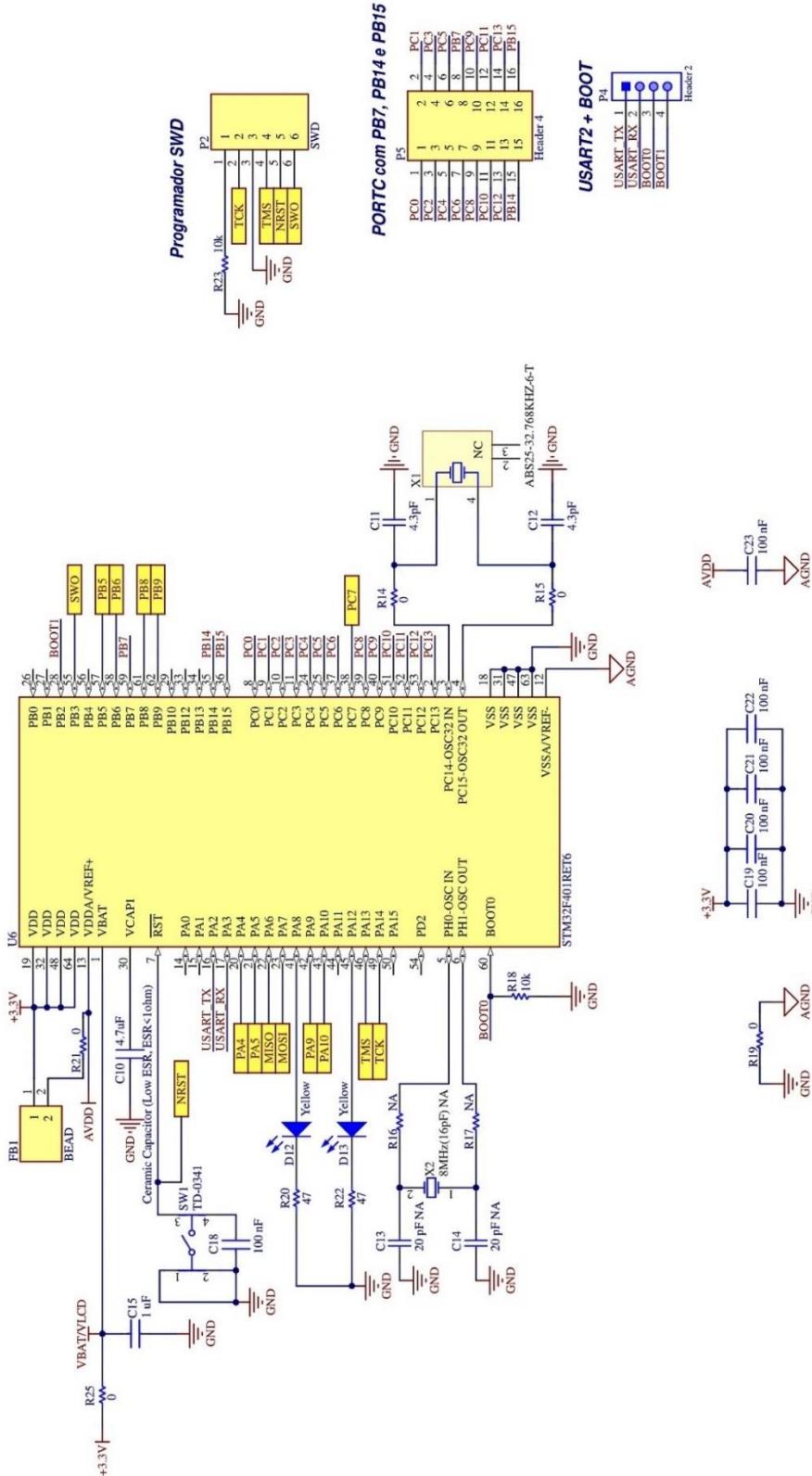


Figura 78 Esquema das ligações ao MCU STM32F401RET6

Anexo L.

Neste anexo é apresentado o esquema final de todas as ligações ao powerSTEP01.

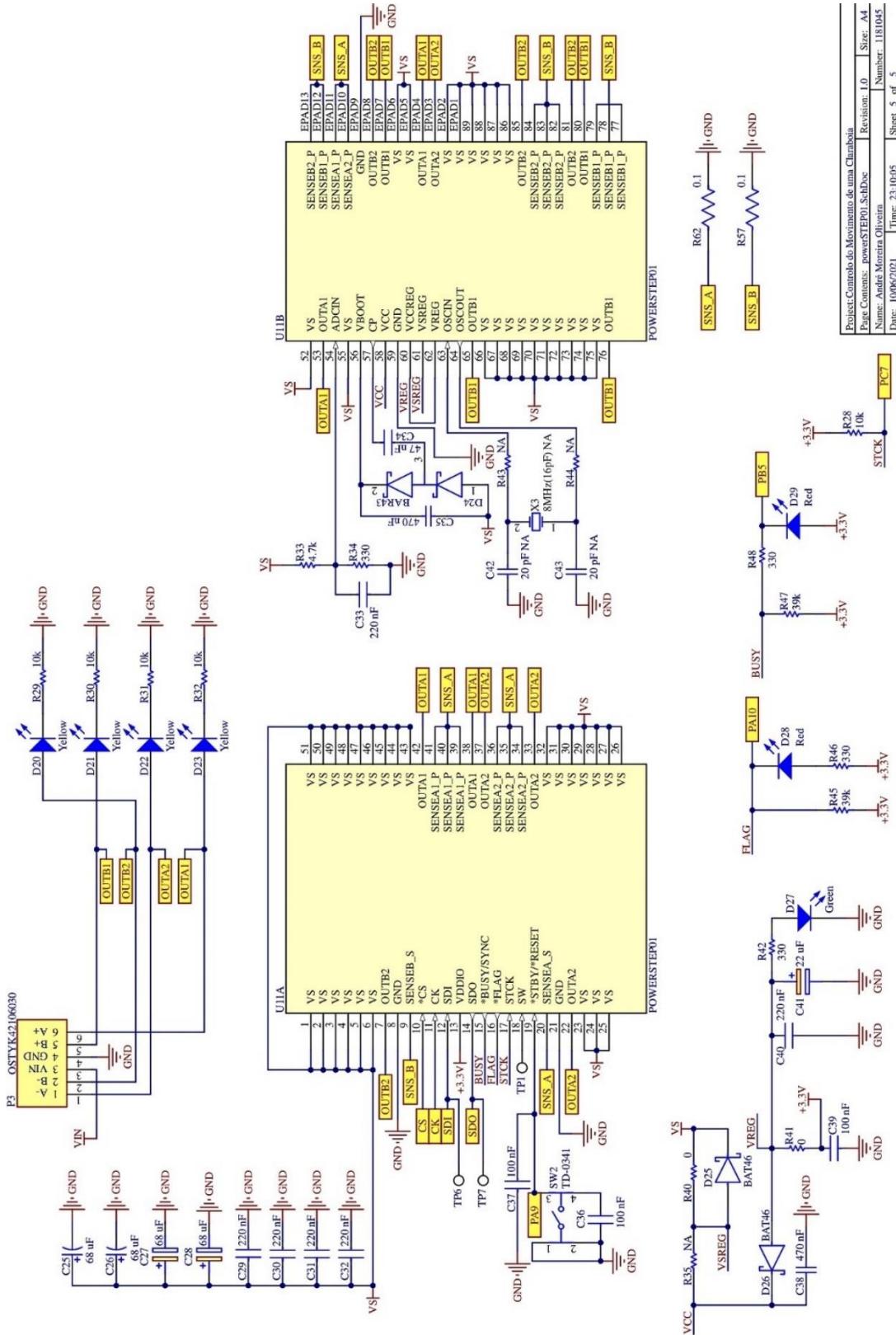


Figura 79 Esquema das ligações ao *driver powerSTEP01*

Anexo M.

Neste anexo é apresentado o valor dos componentes que constituem a placa principal.

Tabela 9 – Possível orçamento dos componentes que constituem a placa principal

DESCRIÇÃO	QUANTIDADE	PU (€)	TOTAL (€)
Bobine 4,7 mH	1	0,575	0,575
Condensador Cerâmica 4,3 pF / 50 V 0402	2	0,013	0,026
Condensador Cerâmica 47 nF / 50 V 0805	1	0,0975	0,0975
Condensador Cerâmica 100 nF 50 V 0603	16	0,037	0,592
Condensador Cerâmica 220 nF / 50 V 0805	6	0,058	0,348
Condensador Cerâmica 470 nF / 25 V 0603	2	0,057	0,114
Condensador Cerâmica 1 µF / 16 V 0603	1	0,018	0,018
Condensador Cerâmica 4,7 µF / 50 V 0805	3	0,11	0,33
Condensador Cerâmica 10 µF / 50 V 0805	1	0,091	0,091
Condensador Eletrolítico Tântalo 4,7 µF / 50 V 2917	1	0,3815	0,3815
Condensador Eletrolítico Tântalo 22 uF / 6V3	1	0,422	0,422
Condensador Eletrolítico 68 µF / 50 V 8*10	2	0,341	0,682
Conecotor Fêmea RJ45	1	0,561	0,561
Conecotor Macho 1*16	1	0,363	0,363
Conecotor Macho 1*4	1	0,0785	0,0785
Conecotor Macho 1*2 com bloqueio	2	0,12	0,24
Conecotor Macho 1*6	1	0,015	0,015
Cristal ABS25-32.768KHZ-6-T	1	0,7	0,7
Díodo Schottky BAR43	1	0,025	0,025
Díodo Schottky BAT46	2	0,105	0,21
Díodo Schottky BAT760Q-7	3	0,12	0,36
Díodo Zener 15 V	1	0,084	0,084
Driver de motores powerSTEP01	1	6,65	6,65
Driver MAX3293	2	0,97	1,94
Ferrite 350 mΩ /500 mA 0603	1	0,026	0,026
Fusível 3,5A	1	0,19	0,19
LED Amarelo SMD	6	0,084	0,504
LED Driver NSV50010YT1G	2	0,22	0,44
LED Verde SMD	2	0,084	0,168
LED Vermelho SMD	2	0,084	0,168
Microcontrolador STM32F401RET6	1	4,38	4,38
MOSFET canal P SI4447ADY-T1-GE3	1	0,27	0,27
Interruptor SMD 6x6 mm	2	0,1	0,2
Optocoupler VOM618A-3T	2	0,17	0,34

DESCRIÇÃO	QUANTIDADE	PU (€)	TOTAL (€)
Regulador P78E03-1000	1	2,15	2,15
Resistência 0 Ω 0,1 W 0603	8	0,003	0,024
Resistência 0,1 Ω / 2 W 2512	2	0,213	0,426
Resistência 47 Ω / 0,1 W 0603	3	0,0085	0,0255
Resistência 100 Ω / 0,1 W 0603	4	0,005	0,02
Resistência 330 Ω 0,1 W 0603	4	0,006	0,024
Resistência 4,7 kΩ / 0,1 W 0603	1	0,005	0,005
Resistência 10 kΩ / 0,1 W 0603	16	0,003	0,048
Resistência 39 kΩ 0,1 W 0603	2	0,013	0,026
Test Point	7	0,113	0,791
Transceiver SN65HVD70D	1	1,39	1,39
TVS SMAJ30CA-E3/61	11	0,12	1,32
Total (€)		27,84	

Anexo N.

Neste anexo é apresentado o valor dos componentes que constituem a placa secundária.

Tabela 10 – Possível orçamento dos componentes que constituem a placa secundária

DESCRIÇÃO	QUANTIDADE	PU (€)	TOTAL (€)
Bobine 4,7 mH	1	0,575	0,575
Condensador Cerâmica 47 nF / 50 V 0805	1	0,0975	0,0975
Condensador Cerâmica 100 nF 50 V 0603	6	0,037	0,222
Condensador Cerâmica 220 nF / 50 V 0805	6	0,058	0,348
Condensador Cerâmica 470 nF / 25 V 0603	2	0,057	0,114
Condensador Cerâmica 4,7 µF / 50 V 0805	2	0,11	0,22
Condensador Cerâmica 10 µF / 50 V 0805	1	0,091	0,091
Condensador Eletrolítico Tântalo 4,7 µF / 50 V 2917	1	0,3815	0,3815
Condensador Eletrolítico Tântalo 22 uF / 6V3	1	0,422	0,422
Condensador Eletrolítico 68 µF / 50 V 8*10	2	0,341	0,682
Conecotor Fêmea RJ45	1	0,561	0,561
Conecotor Macho 1*2 com bloqueio	1	0,12	0,12
Díodo Schottky BAR43	1	0,025	0,025
Díodo Schottky BAT46	2	0,105	0,21
Díodo Schottky BAT760Q-7	1	0,12	0,12
Díodo Zener 15 V	1	0,084	0,084
Driver de motores powerSTEP01	1	6,65	6,65
Ferrite 350 mΩ / 500 mA 0603	1	0,026	0,026
Díodo Zener 15 V	1	0,084	0,084
Interruptor SMD 6x6 mm	1	0,1	0,1
LED Amarelo SMD	4	0,084	0,336
LED Verde SMD	2	0,084	0,168
LED Vermelho SMD	2	0,084	0,168
MOSFET canal P SI4447ADY-T1-GE3	1	0,27	0,27
Receivers MAX3280E	2	0,71	1,42
Resistência 0 Ω 0,1 W 0603	2	0,003	0,006
Resistência 0,1 Ω / 2 W 2512	2	0,213	0,426
Resistência 47 Ω / 0,1 W 0603	1	0,0085	0,0085
Resistência 100 Ω / 0,1 W 0603	4	0,005	0,02
Resistência 330 Ω 0,1 W 0603	4	0,006	0,024
Resistência 4,7 kΩ / 0,1 W 0603	1	0,005	0,005
Resistência 10 kΩ / 0,1 W 0603	14	0,003	0,042
Resistência 39 kΩ 0,1 W 0603	2	0,013	0,026
Test Point	5	0,113	0,565
Transceiver SN65HVD70D	1	1,39	1,39

DESCRIÇÃO	QUANTIDADE	PU (€)	TOTAL (€)
TVS SMAJ30CA-E3/61	9	0,12	1,08
		Total (€)	17,09

Anexo O.

Neste anexo é apresentado um possível orçamento para a implementação da solução desenvolvida, excluindo processos de fabricação da PCB baseado na tecnologia SMT (Tabela 23).

Tabela 11 – Possível orçamento da solução desenvolvida

DESCRIÇÃO	QUANTIDADE	PU (€)	TOTAL (€)
Motor Passo a Passo Híbrido NEMA 23	2	11,48	22,96
Componentes para a placa principal	1	27,84	27,84
Componentes para a placa secundária	1	17,09	17,09
Engrenagem de aço módulo 1,5	2	4,52	9,04
Cremalheira de plástico injetado módulo 1,5	2	5,75	11,5
Cabo RJ-45 1m	1	0,97	0,97
Cabo 2 condutores alimentação 24/12 V e GND 1m/1mm	1	0,49	0,49
Cabo 2 condutores alimentação 3,3 V e GND 1m/0,5 mm	1	0,37	0,37
Cabo 2 condutores para interruptores 15m/0,5 mm	1	5,55	5,55
		Total (€)	95,81

Anexo P.

Neste anexo é apresentado a PCB desenvolvida segundo uma vista da camada superior.

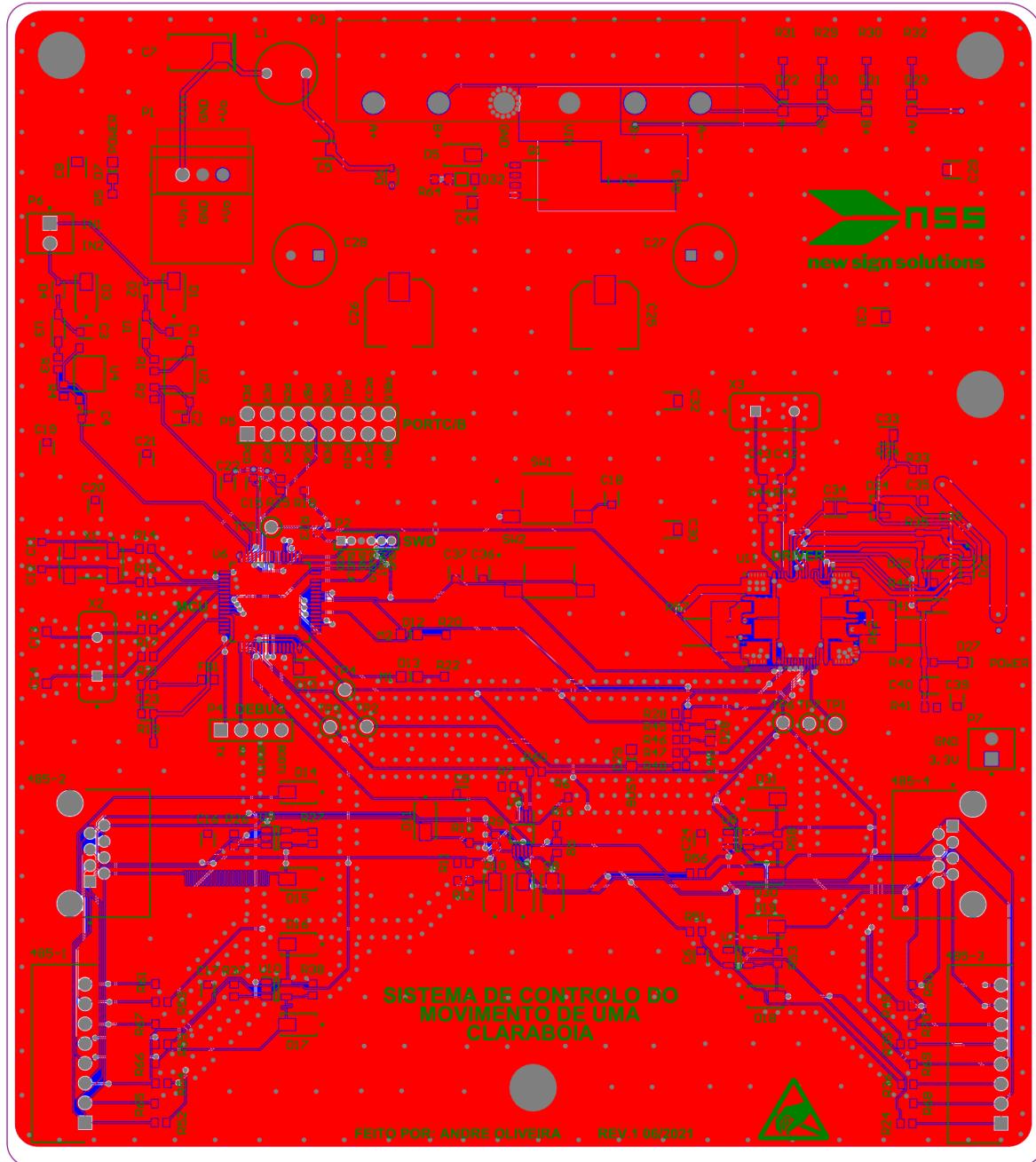


Figura 80 Camada superior da PCB para controlo do movimento da claraboia

Anexo Q.

Neste anexo é apresentado a PCB desenvolvida numa renderização 3D do Altium Designer.

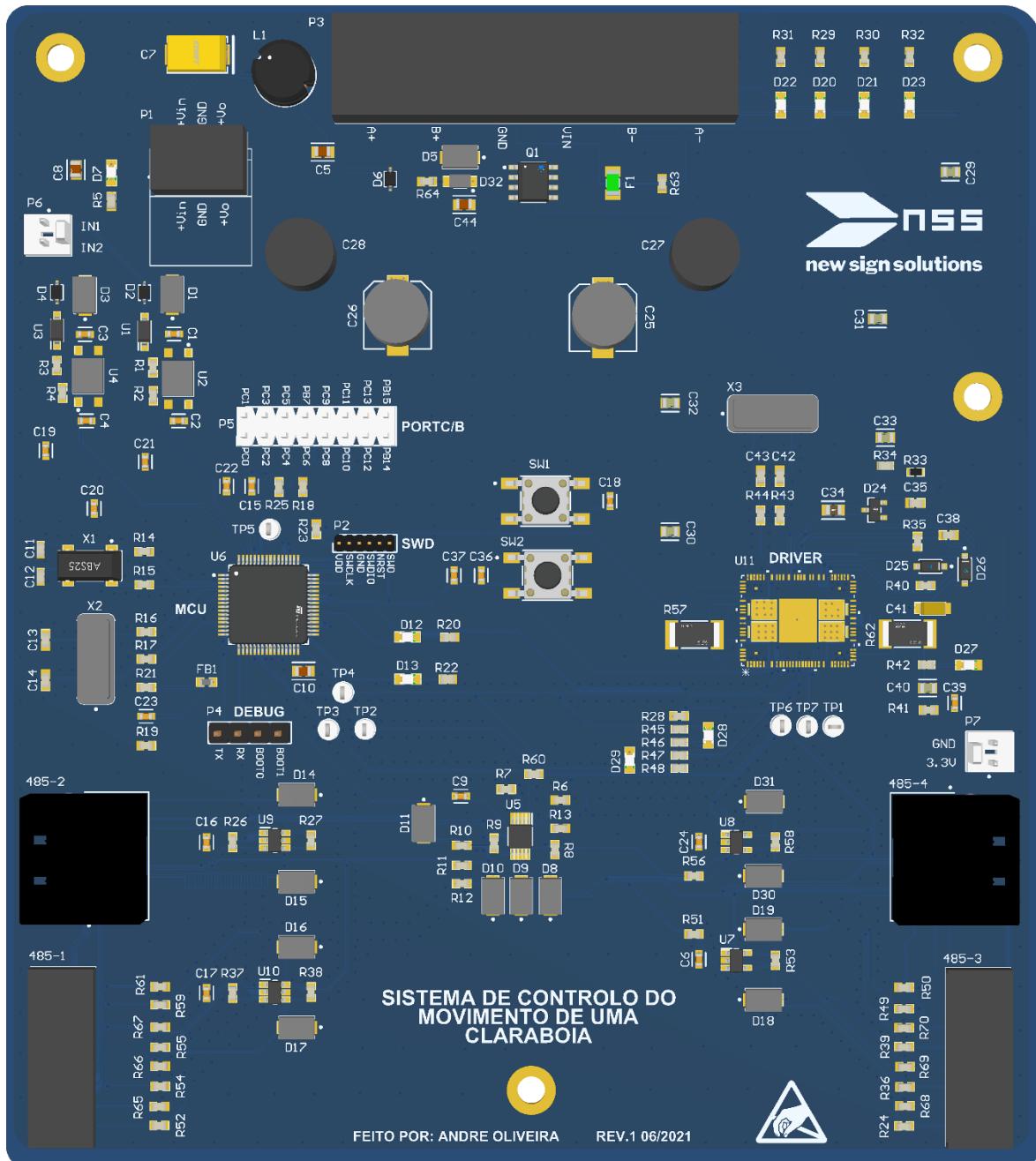


Figura 81 Renderização 3D da PCB para controlo do movimento da claraboia