

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
Licenciatura em Engenharia Electrotécnica e de Computadores



Projecto DEVE

Diferencial Electrónico para Veículo Eléctrico

Relatório de Estágio realizado na empresa PowerLab, Lda.
no âmbito do programa POCI2010 – Subacção IV.7.1.2
Fevereiro a Julho de 2006



Programa Operacional Ciência e Inovação 2010

MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E ENSINO SUPERIOR



Hugo Filipe dos Santos Oliveira

Orientador na FEUP: Prof. Doutor Rui Manuel Esteves Araújo
Orientador na PowerLab, Lda: Doutor João Pedro Esteves Araújo

Julho de 2006

53

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
Licenciatura em Engenharia Electrotécnica e de Computadores



Projecto DEVE

Diferencial Electrónico para Veículo Eléctrico

Relatório de Estágio realizado na empresa PowerLab, Lda.
no âmbito do programa POCI2010 – Subacção IV.7.1.2
Fevereiro a Julho de 2006



Programa Operacional Ciência e Inovação 2010

Programa Operacional Ciência e Inovação 2010



Hugo Filipe dos Santos Oliveira

Orientador na FEUP: Prof. Doutor Rui Manuel Esteves Araújo
Orientador na PowerLab, Lda: Doutor João Pedro Esteves Araújo

Julho de 2006

Page

No 105214

CDU

24 02 10

Resumo

As crescentes preocupações com as questões ambientais e os efeitos perniciosos das emissões gasosas dos veículos com motor de combustão interna têm incentivado o desenvolvimento de soluções alternativas, amigas do ambiente, para a mobilidade de pessoas e bens. Entre estas soluções estão os veículos eléctricos de proximidade que são a motivação deste trabalho.

No presente projecto é desenvolvido uma versão do conversor electrónico de potência (CEP) a ser inserido num veículo eléctrico de propulsão (VEP). Esta versão do CEP destina-se a ser duplicada e utilizada no diferencial electrónico constituinte do VEP.

O dimensionamento do CEP foi efectuado de raiz tendo presente os requisitos eléctricos e físicos do veículo eléctrico e do seu sistema de propulsão.

O trabalho desenvolvido sobre requisitos, especificações constitui parte de um artigo com título *Design and Development of New Controller Suitable to Neighbourhood Electric Vehicle Propulsion Control*. Este artigo foi aceite e será apresentado em Novembro de 2006 na *32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON-2006)*.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer à empresa PowerLab, Lda. que me proporcionou esta oportunidade de estágio e ao Doutor João Pedro Esteves Araújo que me orientou e guiou.

Ao Prof. Doutor Rui Esteves Araújo, orientador na Faculdade de Engenharia, tenho a agradecer pelo sábio aconselhamento que me conduziu ao longo de todo o percurso, por todo o tempo dispensado e a motivação sempre presente no acompanhamento deste projecto.

Aos colegas que sempre estiveram presentes nos momentos de glória e nos momentos menos bons, nomeadamente, Nuno Cerqueira, Ricardo Castro e Ricardo Soares.

À Karina pelo apoio e incentivo dados mesmo nos momentos em que o estágio tinha dias menos bons.

Finalmente, agradeço o financiamento prestado pelo Programa Operacional Ciência e Inovação 2010 (POCI 2010) do Ministério da Ciência, Tecnologia e Ensino Superior e pela União Europeia no âmbito do Fundo Social Europeu.

Financiamento FCT/POCI



União Europeia

FCT

Fundação para a Ciência e a Tecnologia



Governo da República Portuguesa

Ciência.Inovação
2010

Índice de Conteúdos

1	Introdução.....	1
1.1	O Projecto: motivações e objectivos	1
1.2	Planeamento e Organização.....	2
1.3	Organização do Relatório.....	2
2	Apresentação do Sistema de Propulsão	3
3	Revisão Tecnológica	5
3.1	Veículo Eléctrico.....	5
3.2	Potência	6
3.2.1	Inversor.....	6
3.2.2	Motor	8
3.2.3	Fontes de Energia	9
3.3	Controlador do Motor	10
3.3.1	Controlador de Corrente	11
3.3.2	Plataforma de Controlo.....	12
3.4	Identificação Paramétrica.....	14
3.5	Diferencial Electrónico	15
3.6	Estrutura mecânica do veículo	17
4	Inversor.....	19
4.1	Estrutura Geral do Conversor Electrónico de Potência.....	19
4.2	Circuito de Interface	21
4.2.1	Motivação	21
4.2.2	Características Eléctricas	22
4.2.3	Funcionalidades.....	22
4.3	Circuito de Detecção de Falhas	24
4.4	Requisitos do inversor.....	26
4.5	Estimação da potência de perdas	27
4.6	Circuito de controlo para teste de Inversor de tensão.....	31
4.7	Montagem do Inversor de tensão.....	32
4.7.1	Filtro de entrada.....	34
4.7.2	Busbar	34
4.7.3	Módulo	34
4.7.4	Sensorização	36
5	Resultados Experimentais.....	38
6	Conclusão e futuros desenvolvimentos.....	41
7	Referências e Bibliografia.....	42

1 Introdução

1.1 O Projecto: motivações e objectivos

O aumento dos níveis de poluição a nível global e a concentração destes poluentes em áreas urbanas de elevada densidade populacional provocou o aumento da consciência ecológica e a pesquisa e desenvolvimento de tecnologias alternativas que minimizem os impactos ambientais causados. Os impactos negativos são notórios ao nível da qualidade do ar, solo e água, assim como pela poluição sonora, luminosa e visual.

A poluição do ar é definida como a alteração das propriedades químicas, físicas ou biológicas às características naturais da atmosfera. As grandes fontes destas alterações são as actividades humanas relacionadas com a queima de combustíveis fósseis e, entre estas, destacam-se os efeitos causados pelos veículos automóveis com motor de combustão interna. Apesar de nas últimas décadas a evolução tecnológica ter sido grande, em áreas urbanas são responsáveis por 40% a 80% da poluição do ar [1], [2]. A necessidade de travar o aumento da poluição atmosférica conduziu à introdução de medidas reguladoras mais rigorosas a nível nacional e supra nacional (directivas europeias e protocolo de Kyoto).

Os veículos híbridos e eléctricos são uma solução para a redução dos níveis de emissões de gases. Estes veículos fazem uma gestão mais eficiente da energia com nível zero de emissões gasosas poluentes. Comparativamente ao motor de combustão interna o motor eléctrico pode produzir binário quando parado, não necessitando de trabalhar ao ralenti. A sua eficiência pode atingir os 90% enquanto que as técnicas de controlo existentes permitem uma utilização precisa e eficaz dispensando a utilização de caixas de velocidades. Contrariamente ao motor de combustão interna que nunca será capaz de produzir combustível a partir do movimento, o motor eléctrico tem a capacidade de converter a energia cinética em energia eléctrica quando é utilizado em frenagem regenerativa.

Entre os veículos eléctricos surge um segmento designado por veículos eléctricos de proximidade (VEP) ou *neighbourhood electric vehicle* (NEV), destinados satisfazer as necessidades de transporte e mobilidade em áreas urbanas. Esta é uma alternativa aos sistemas de transporte massificados que oferece uma solução de baixo custo, ambientalmente limpa, fácil de conduzir e eficiente do ponto de vista energético. O mercado dos VEPs já atingiu algum grau de maturidade em países do norte da Europa e na América do Norte e encontra-se em expansão. O crescimento de mercado para este tipo de veículo baseia-se em 4 vectores: a eficiência elevada e baixo custo de utilização, o crescimento populacional e necessidade de mobilidade individual, a consciência ambiental crescente dos consumidores e o aumento da rigorosidade da legislação para emissões poluentes de veículos [3].

O objectivo deste trabalho consiste em projectar um sistema de propulsão para um veículo eléctrico de proximidade. O projecto envolve a escolha do tipo de motores e fonte de energia, desenvolvimento da estrutura de controlo e o estudo de um diferencial do tipo electrónico que substitua os tradicionais diferenciais mecânicos.

A empresa POWERLAB – Material científico e pedagógico Lda., dedica-se basicamente à importação e comercialização de equipamentos científicos para as áreas da Física e da Engenharia. Mais recentemente, tem procurado desenvolver kits de experiências para a área da física e electrónica, os quais são utilizados nas aulas laboratoriais do ensino secundário. A

empresa pretende a curto prazo incluir na sua gama de produtos didácticos kits experimentais dedicados ao ensino da electrónica de potência. Para essa motivação concorrem dois aspectos essenciais: por um lado a escassez de soluções no mercado nacional e por outro o elevado preço dos kits disponíveis no mercado internacional. Neste contexto, a sua envolvimento neste projecto decorre da necessidade da empresa desenvolver competências próprias na área da electrónica de potência.

1.2 Planeamento e Organização

A comunicação do grupo de trabalho foi possível tendo presente um conjunto de procedimentos que se tornaram um apoio fundamental para uma boa gestão do tempo e dos recursos.

Foi criada uma área privada de e-mail (GoogleTM), onde apenas os seus elementos e orientadores (empresa e FEUP), após validação no sistema, têm acesso à informação aí disponibilizada. A plataforma de e-mail serviu nesse sentido como repositório de documentos gerados pelos vários elementos do grupo.

Durante o projecto existiu uma reunião semanal onde era realizado um ponto de situação do projecto, debatidas as questões de organização interna do grupo (actualização de página Web, aspectos logísticos, etc.) e aspectos transversais a todo o grupo de trabalho. Estas reuniões contribuíram para o funcionamento mais eficiente da equipa atribuindo as tarefas a desenvolver de forma a potenciar as competências de cada elemento. No campo individual, cada elemento apresenta os resultados obtidos e o progresso efectuado desde a reunião anterior. O plano de trabalhos é actualizado com maior relevo nas tarefas a realizar na semana seguinte. As decisões mais relevantes tomadas são registadas em acta.

Os documentos gerados pelo grupo de trabalho respeitaram um template predefinido para documentos internos. Vários relatórios intermédios foram produzidos reportando os trabalhos desenvolvidos.

1.3 Organização do Relatório

Este relatório encontra-se dividido em 4 capítulos, para além da introdução e conclusão gerais. A primeira parte, constituída pelos capítulos 2 e 3 é dedicada à apresentação da solução proposta para o sistema de propulsão e à revisão do estado da arte das diversas tecnologias estudadas.

No capítulo 4 é apresentada a análise de requisitos e especificações para o conversor electrónico de potência (CEP). Este capítulo define as tecnologias base a utilizar e dimensiona os vários componentes para o CEP.

No capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais do conversor electrónico de potência (CEP).

As conclusões e os desenvolvimentos perspectivados para o futuro estão expostos no sexto e último capítulo deste relatório

2 Apresentação do Sistema de Propulsão

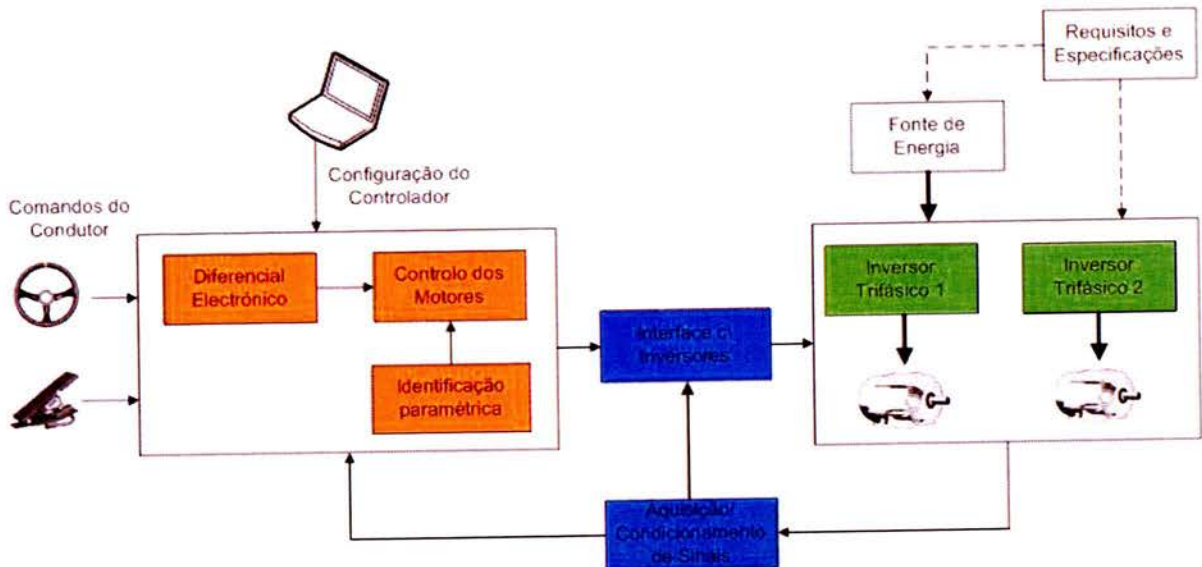


Figura 1 – Diagrama de blocos do sistema de propulsão para VEP.

O projecto de um sistema de propulsão para um veículo eléctrico de proximidade envolve vários blocos cuja interacção está estruturada na Figura 1. O sistema projectado deve responder aos requisitos pré-estabelecidos apresentando robustez, durabilidade, baixo custo, elevada eficiência, desempenhos de acordo com as características de um VEP e segurança para o utilizador.

Durante a fase inicial de projecto é essencial o estabelecimento dos requisitos para o VEP. É importante que estes requisitos sejam os mais abrangentes possíveis de forma a cumprirem as diferentes legislações nacionais e europeias e simultaneamente passíveis de serem adaptados a cada caso específico. Fundamentalmente os requisitos são definidos por 3 factores: ciclo típico de condução, estrutura mecânica do veículo e o tipo de fonte de energia.

A análise do conjunto de requisitos formulados será a base para as especificações técnicas do sistema de propulsão. As especificações englobam as definições para o tipo de motor, o tipo de baterias ou sistema de fornecimento de energia eléctrica e a relação de caixa a utilizar (caso necessário). Em cada um destes níveis definiu-se parâmetros mais específicos como no caso do motor: potência e binário nominal, número de par de pólos e tensão nominal de alimentação e no caso do sistema de armazenamento de energia: energia armazenada, disponibilidade de potência instantânea e em regime contínuo e tensão nominal. As ferramentas de simulação baseadas em modelos Matlab/Simulink permitiram realizar esta estimação com uma maior precisão.

O sistema de propulsão é constituído por dois grandes blocos, um de comando contendo diferentes anéis de controlo, e um segundo de conversão de potência. O sistema de controlo electrónico do veículo é constituído pelos blocos de diferencial electrónico, controlador dos motores e identificação paramétrica, que comandam o veículo em função da aceleração e ângulo de direcção imposto pelo condutor.

A identificação paramétrica aplicada ao motor de indução trifásico foi estudada e

demonstrada experimentalmente. A sua função é determinar as características eléctricas do motor. Os parâmetros obtidos por estimação são então utilizados para configurar o controlador. O trabalho em desenvolvimento pressupõe a integração da identificação na mesma plataforma de controlo.

O diferencial electrónico tem um papel importante neste tipo de veículo pois permite aumentar a eficiência da transmissão uma vez que elimina do sistema um elemento mecânico. A sua implementação foi realizada em FPGA de modo a ficar integrado na plataforma de controlo escolhida. A sua validação, no presente momento, foi feita através de simulação, utilizando o Matlab e o ModelSim em simultâneo. Para simular os motores, os controladores e o conversor de potência foi utilizado o Matlab. O simulador ModelSim foi utilizado para simular o código Verilog desenvolvido para a FPGA.

O controlador dos motores foi implementado em duas plataformas tendo no decorrer do trabalho que se optar por uma apenas. A solução escolhida tem por base uma FPGA na qual foram implementados os vários controladores dos motores bem como o diferencial electrónico. A outra plataforma de controlo implementada era baseada no integrado IRMCK201 da International Rectifier. Este controlador juntamente com a plataforma de interface para ele desenvolvida e o trabalho realizado no estabelecimento de requisitos e especificações foi submetido, no formato de artigo, à *32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON-2006)*. O artigo com título *Design and Development of New Controller Suitable to Neighbourhood Electric Vehicle Propulsion Control* será apresentado em Novembro de 2006 na referida conferência.

O segundo grande bloco é constituído por dois conversores electrónicos de potência, neste caso, dois inversores alimentados em tensão, tipicamente denominados VSI (voltage source inverters). O bloco de circuito de interface interage com o circuito de potência aplicando os sinais de comando. Por sua vez o circuito de potência proporciona a aquisição de sinal necessária para o diagnóstico de possíveis falhas, tais como, sobre-correntes, sobre-tensões e temperaturas elevadas. As falhas identificadas pelo circuito de protecção despoletam o processo de desactivação do circuito de interface promovendo a paragem do sistema. A aquisição de sinal agrupa as correntes de fase e barramento DC, velocidade, temperatura, entre outras variáveis.

3 Revisão Tecnológica

3.1 Veículo Eléctrico

O veículo eléctrico foi inventado no século XIX e durante várias décadas dominou o mercado automóvel. As limitações impostas pelas baterias e o rápido desenvolvimento do motor de combustão interna conduziram ao seu declínio e a partir 1930 o veículo eléctrico praticamente desapareceu do mercado.

Na década de 70, após a crise energética, houve um renascimento do interesse em veículos baseados em fontes de energia alternativas ao petróleo. Desde então vários construtores automóveis apresentam na gama veículos eléctricos de origem. No entanto, o sucesso comercial não tem sido o desejado. Os custos de produção e a autonomia continuam a ser os maiores inconvenientes dos veículos eléctricos. Com o objectivo de melhorar estes custos e a autonomia esforços têm sido realizados ao nível de vários subsistemas, tais como, motores, conversores de potência, controladores electrónicos, carregadores de baterias e baterias.

A nível comercial, já existem classes de veículos eléctricos que respondem a alguns nichos de mercado, nomeadamente em aplicações de pequeno alcance como são os casos de aeroportos, campos de golfe, pequenas comunidades ou locais onde a circulação de veículos poluentes é proibida. Como exemplo apresentam-se os casos do Ford Th!nk Neighbor (cuja produção foi descontinuada pela Ford), da gama apresentada pela GEM (Global Electric Motorcars), uma subsidiária da DaimlerChrysler e dos carros de golfe Yamaha comercializados no nosso país. O GEM e2, apresentado na próxima figura, é propulsionado por um motor DC de 3,7 kW, com baterias de chumbo-ácido tem uma autonomia de 48km.

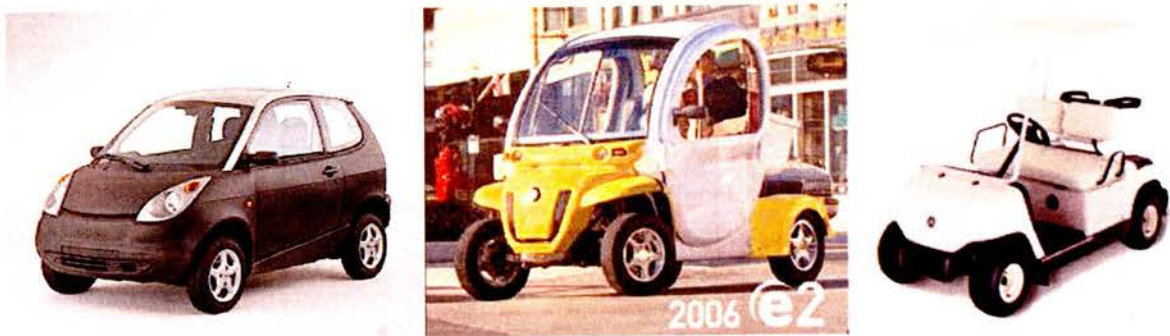


Figura 3 – Ford Th!nk Neighbor (esq.), GEM e2 (centro) e Yamaha G-max 48V (dir.) são três exemplos de veículos eléctricos de proximidade.

Os veículos eléctricos com maior sucesso, não de proximidade, são o GM EV1, Toyota RAV4 EV e Ford Ranger. O GM EV1 conquistou grande popularidade no mercado norte-americano, é um 2 lugares equipado com motor de indução trifásico de 102kW e baterias chumbo-ácido. As suas performances eram extremamente competitivas acelerando dos 0 aos 100 km/h em 9 s e atingindo os 128 km/h com limitação electrónica. A sua autonomia era limitada a 112 km, no entanto, a eficiência energética era elevada consumindo 0,1 kW/km.



Figura 4 – GM EV1 (esq.); Toyota RAV4 EV(dir.).

3.2 Potência

3.2.1 Inversor

A evolução dos semicondutores nos últimos anos proporcionou um aumento na área de aplicação da electrónica de potência, expandindo-a a novos mercados.

O desenvolvimento nesta área implicou a mudança nas topologias dos conversores. Enquanto que os MOSFETs e IGBTs são neste momento largamente utilizados, os BJT (Bipolar Junction Transistor) e os Tiristores perderam popularidade dentro da área dos semicondutores de potência.

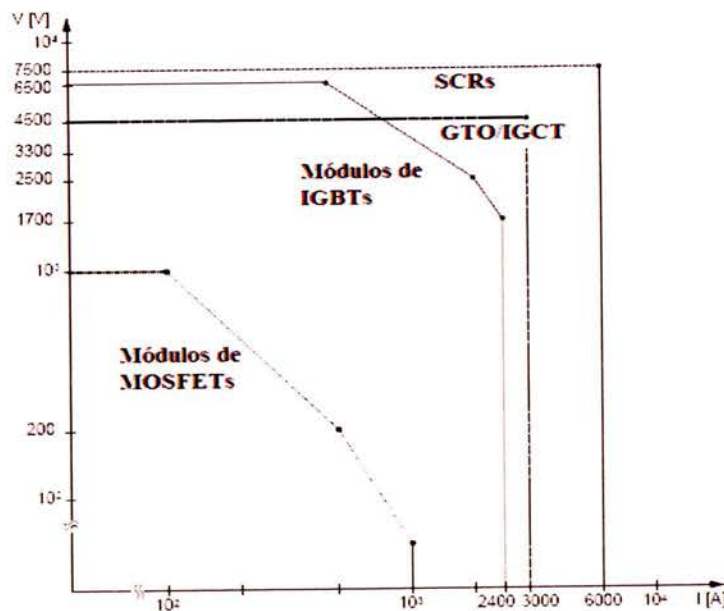


Figura 5 - Campos de aplicação dos semicondutores.

Tal como é representado na Figura 6 uma grande variedade de circuitos na área da electrónica de potência pode ser realizado recorrendo a MOSFETs ou a IGBTs.

Comparativamente a outros comutadores de potência, tal como GTOs, os MOSFETs e IGBTs têm algumas vantagens:

- poder de corte mesmo em situação de curto-circuito;
- possível o funcionamento sem utilização de circuitos snubber;

- unidade de controlo simples;
- tempos de comutação curtos;
- potência de perdas relativamente baixa.

O inversor permite a conversão da tensão de entrada DC para uma tensão AC de saída com frequência variável.

Na actualidade, os inversores são constituídos por semicondutores com capacidade de comutação de elevada potência. O usual é a utilização de módulos de IGBT's ou MOSFET's que no seu interior já integram os seis comutadores.

Existem diversas soluções disponíveis no mercado para implementação de inversores trifásicos. Relativamente a aplicações de baixa tensão e elevada potência destacam-se algumas das soluções:

- associação de semicondutores em braços duplos seguindo a topologia de um inversor tradicional;
- um único módulo onde estão agregados os três braços duplos.

A integração de semicondutores numa peça única como é o caso de um módulo de potência permite reduzir o espaço e tornar o processo de montagem mais simples e eficaz.

Algumas das soluções integradas podem ser visualizadas na figura que se segue.

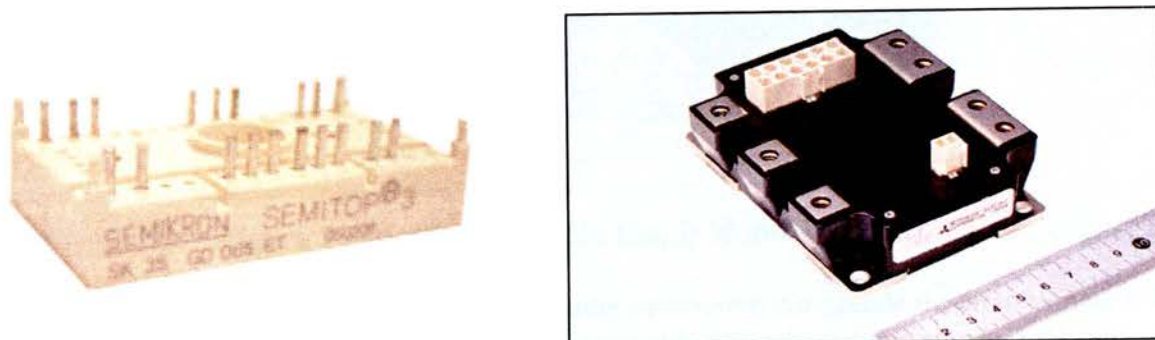


Figura 6 - Módulos de potência.

Ambas as soluções dizem respeito a aplicações de baixa tensão, e correntes de comutação elevadas. Cada módulo é constituído por seis comutadores MOSFET de baixa resistência e tempos de recuperação baixos para que as perdas sejam reduzidas.

Os módulos foram desenvolvidos para veículos de tracção eléctrica para os quais é necessário tirar partido da tecnologia associada ao MOSFET e do elevado calibre de corrente quer em regime permanente quer em comutação que este tipo de equipamento possibilita.

Sem entrar em consideração com as aplicações de baixa potência, para as quais soluções “chip-on-chip” (soluções com elevado nível de integração) ganham cada vez mais importância, os módulos IGBT/MOSFET são os componentes básicos para a integração de sistemas electrónicos e até mesmo mecatrónicos num futuro próximo.

3.2.2 Motor

Os requisitos base para um motor eléctrico destinado à tracção são: estrutura simples e compacta, elevada eficiência e boa fiabilidade a baixo custo [3]. As estas características acrescentam-se ainda: potência instantânea elevada, binário elevado a baixa velocidade para o arranque e movimentação em subidas, assim como potência elevada para ciclos de condução a velocidade elevada, operação numa extensa gama de velocidades, robustez para suportar diversos tipos de condições de utilização incluindo grandes amplitudes de temperatura, humidade, poeiras e todas as perturbações do funcionamento em estrada [4].

Tradicionalmente o motor de corrente contínua ou DC é o mais utilizado em tracção eléctrica devido à sua característica velocidade-binário permitir binários de arranque elevados. O controlo do motor DC revela-se extremamente simples e presentemente é uma tecnologia madura. No entanto, a necessidade de manutenção das escovas constitui uma séria desvantagem.

O motor de indução é uma solução já muito estudada e neste momento é uma tecnologia madura. A tecnologia de controlo deste tipo de motores evoluiu e encontra-se dominada oferecendo soluções com boa precisão e fiabilidade. Não necessita de manutenção.

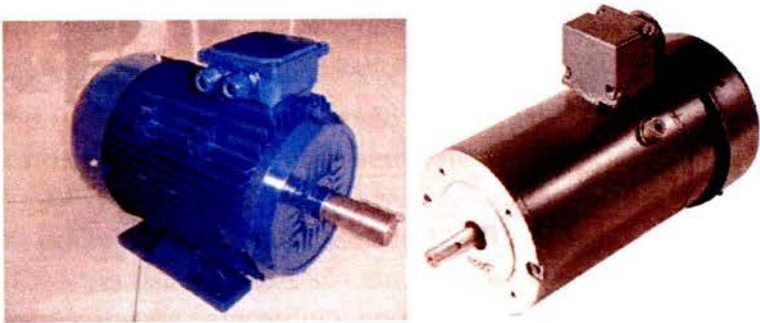


Figura 7 – Motor de indução (esq.); Motor DC (dir.).

O motor síncrono com ímanes permanentes é uma alternativa em grande desenvolvimento. Já possui diversas características que o tornam numa solução interessante ao nível da elevada densidade de potência e eficiência. Em termos de controlo a tecnologia está dominada, no entanto, é uma alternativa dispendiosa. É previsível que a evolução no desenvolvimento de ímanes permanentes torne o seu preço mais acessível no futuro.

O motor de relutância tem uma construção simples todavia o seu controlo é relativamente complexo. É de extrema robustez, opera até velocidades muito elevadas (na ordem das 10000 rpm) e é uma tecnologia que está ainda em desenvolvimento. A avaliação relativa das características dos motores eléctricos aplicados à tracção é apresentada na Tabela 1.

	Motor DC	Motor de indução	Motor síncrono c/ íman perm.	Motor de relutância
Densidade de Potência	2.5	3.5	5	3.5
Eficiência	2.5	3.5	5	3.5
Controlabilidade	5	4	4	3
Fiabilidade	3	5	4	5
Maturação tecnológica	5	5	4	4
Custo	4	5	3	4
Total	22	26	25	23

Tabela 1 – Avaliação de motores eléctricos para aplicação em veículos [4].

O motor de indução revela-se como a solução que no presente obtém melhores resultados nos aspectos analisados. Crê-se que motor de indução atingiu um patamar de evolução que apenas está limitado pelas suas características “inatas”. Existe uma tendência para a alteração desta classificação devido ao potencial de desenvolvimento atribuído ao motor síncrono de ímanes permanentes e ao motor de relutância, soluções que devem ser encaradas com perspectivas de futuro.

3.2.3 Fontes de Energia



A fonte de energia de um veículo eléctrico é, no presente, o seu ponto fraco e o maior obstáculo para a sua comercialização em massa, limitando acentuadamente a sua autonomia comparativamente ao automóvel tradicional. Os parâmetros mais relevantes para a avaliação de uma fonte de energia são: energia específica (Wh/kg) e densidade de energia (Wh/l); potência específica (W/kg) e densidade de potência (W/l); capacidade de recargas rápidas e descargas profundas; duração do ciclo de vida; nível de auto descarga e

eficiência de carga; segurança; necessidades de manutenção e reciclabilidade.

A curto e médio prazo as baterias manter-se-ão a principal fonte de energia para os veículos eléctricos. Os tipos de baterias mais comuns em veículos eléctricos são as baterias Chumbo-ácido (PbA) e Níquel-Hidreto Metálico (Ni-MH). Geralmente, as segundas são fornecidas como up-grade das primeiras, como nos casos do EV1 da General Motors, Ford Ranger EV e dos veículos da GEM. As baterias PbA são ainda bastante populares neste tipo de aplicação devido ao preço extremamente competitivo, no entanto, a tendência é para serem substituídas por baterias Ni-MH ou baterias de iões de lítio (Li-ion). Estas últimas surgiram em vários protótipos, apesar de permitem melhores performances na grande maioria dos aspectos, o seu preço é ainda muito pouco competitivo.

As células de combustível são dispositivos electroquímicos de conversão de energia semelhantes a baterias que, no entanto, permitem o reabastecimento. Isto é, consomem o combustível ou oxigénio de uma fonte externa enquanto que as baterias estão limitadas pela sua energia interna. Esta tecnologia tem sido alvo de progressos assinaláveis e já existem algumas aplicações de sucesso no campo dos veículos eléctricos, tome-se o exemplo dos 3 autocarros do projecto CUTE (Clean Urban Transport for Europe) que em 2004 circularam nas ruas do Porto [6]. Porém a nível comercial ainda não existem soluções para as gamas de potências requeridas para veículos eléctricos.

Nos veículos eléctricos a existência de potências elevadas em curtos intervalos de tempos, durante o arranque ou em subidas, induz a necessidade de fontes de energia auxiliares com características de elevada potência específica. Esta fonte auxiliar, normalmente um super-condensador, é carregada a partir da fonte principal e utilizada para minimizar os picos de corrente exigidos à bateria.

	Energia Específica (Wh/kg)	Potência específica (W/kg)	Preço (€/kWh)
Baterias Chumbo-ácido	30-45	200-300	190
Baterias Ni-MH	60-70	150-300	250-440
Baterias Iões de lítio	90-130	250-400	>250
Células de combustível	300-450	1-100	2000-10000
Super-condensadores	5-10	2000-4000	-

Tabela 2 - Parâmetros chave para fontes de energia aplicadas a veículos eléctricos [5][6].

A solução para o problema da fonte energia em veículos eléctricos passa pelo desenvolvimento de soluções híbridas. A existência de múltiplas fontes de energia complementares permite estabelecer um compromisso entre energia específica e potência específica. Os veículos híbridos presentes no mercado combinam a gasolina ou gasóleo, fontes de energia específica elevada com baterias (potência específica elevada). O combustível fóssil garante uma autonomia elevada enquanto que as baterias asseguram o fornecimento de potência para acelerações mais exigentes. As células de combustível apresentam-se como uma alternativa com grandes potencialidades assim que a tecnologia se torne mais madura e os preços baixem.

3.3 Controlador do Motor

Os métodos de controlo do motor de indução podem ser divididos em duas categorias: escalar e controlo vectorial. O controlo escalar (por exemplo V/f) baseia-se em modelos válidos em regime permanente, onde apenas a amplitude e frequência das variáveis (corrente, tensão, fluxo, etc.) são controladas, não actuando na posição espacial dos vectores durante os transitórios. Estes controladores normalmente funcionam em malha aberta e a sua dinâmica é geralmente limitada.

Os controladores vectoriais baseiam-se em modelos válidos durante os transitórios [12], possibilitando a actuação na posição espacial dos vectores assegurando orientação adequada durante os transitórios e em regime permanente. O controlo vectorial pode ser classificado como indirecto (o fluxo é controlado em malha aberta) ou directo (fluxo controlado em malha fechada). Também existe uma classificação quanto à orientação: fluxo de entre-ferro, fluxo estatórico e fluxo rotórico.

Na Figura 8 pode ver-se o diagrama de blocos do controlo implementado no VEP – controlo com orientação de campo indirecto segundo o fluxo rotórico (controlo indirecto). O controlador recebe uma referência de binário e outra de fluxo. O ângulo utilizado na mudança de coordenadas, que permite transformar as variáveis do referencial síncrono para o estacionário, é calculado com base na informação da posição do veio do motor e do estimador de deslizamento, que depende dos parâmetros do motor. Devido à variação paramétrica do motor, é necessário implementar métodos que permitam identificar o valor dos parâmetros.

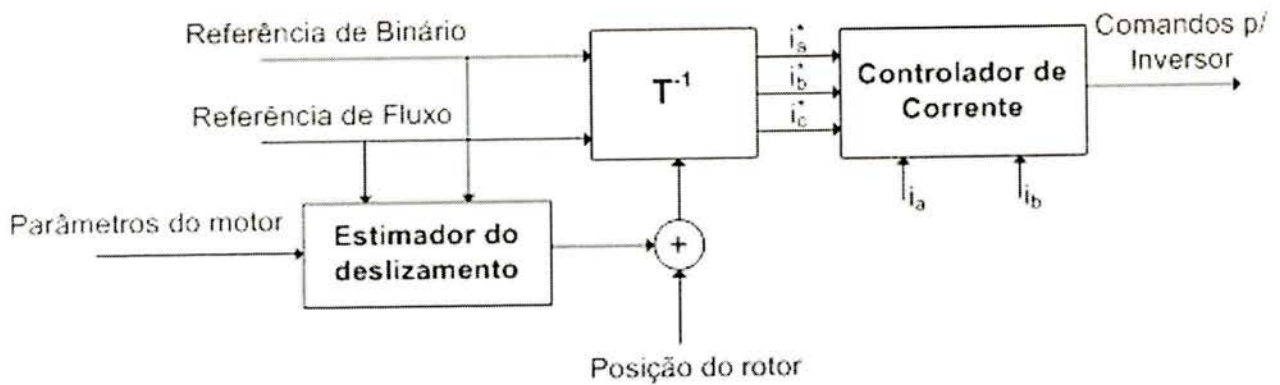


Figura 8 - Controle Vectorial Indirecto [12].

3.3.1 Controlador de Corrente

Em geral os motores comandados em corrente apresentam melhor desempenho e resposta rápida. Este tipo de controlo também permite:

- acção quase imediata no binário produzido pela máquina;
- diminuir a dependência dos parâmetros do estator;
- rejeição contra sobrecargas;
- compensação das variações da alimentação DC do conversor de potência, da queda de tensão nos semicondutores e dos tempos mortos.

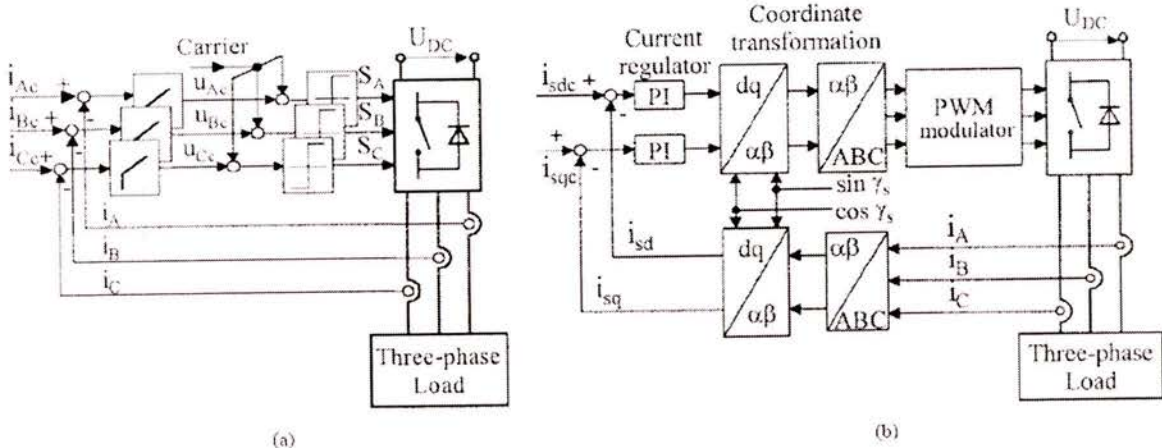


Figura 9 - Controlador de corrente: a) estacionário b) síncrono.

Na fase inicial do projecto consideraram-se três técnicas de controlo de corrente:

1. Controlador Estacionário (Figura 9-a) – utiliza três controladores PI, um para cada fase, que produzem três sinais de tensão. Estes sinais são comparados com uma onda triangular gerando os sinais de disparo para o inversor. Este controlo tem como vantagens o facto da frequência de comutação ser fixa e um espectro bem definido. Por outro lado, este método produz erros de fase e amplitude que limitam a dinâmica de resposta face às outras técnicas de controlo.
2. Controlador Síncrono (Figura 9-b) – O conceito deste método é semelhante ao anterior, mas é realizada uma mudança de coordenadas para o referencial girante síncrono. Neste referencial as referências de corrente não precisam de ser alternadas,

proporcionando uma interface de controlo mais simples. Este controlo diminui os erros de fase, mas não conseguem apresentar a mesma dinâmica que o controlador histeréticos.

3. Controlador Histerético (Figura 10) – Neste controlo o sinal de erro passa por um comparador histerético de dois níveis, gerando à saída os sinais de comando para o inversor. Este controlo é robusto, insensível aos parâmetros da carga, não apresenta erros de amplitude e fase e é relativamente fácil de implementar. A grande desvantagem é a frequência de comutação ser variável.

Devido à sua simplicidade e robustez o controlador histerético constitui uma solução muito atractiva face aos outros controladores, e por estes motivos elegeu-se como o método de controlo de corrente do VEP.

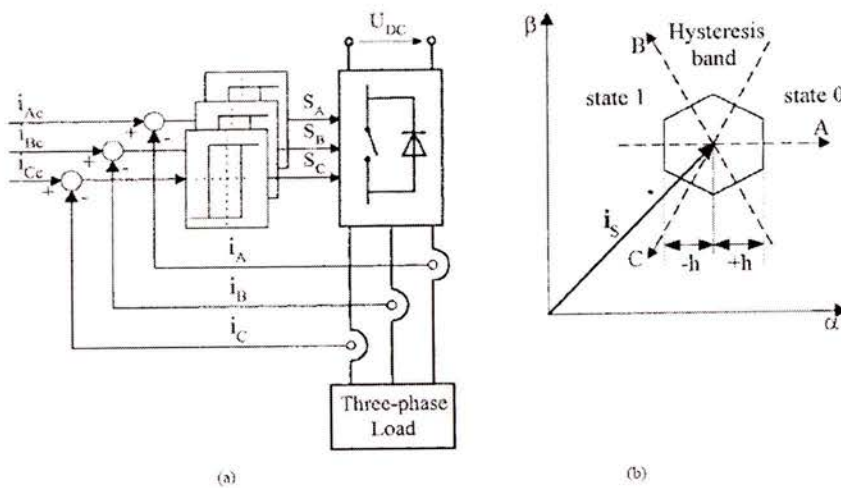


Figura 10- a)Controlador histerético. b)Banda histerética no referencial estacionário.

3.3.2 Plataforma de Controlo

Os algoritmos de controlo do motor de indução trifásico exigem hardware e software que permitam rapidez de cálculo e processamento de sinal eficiente. Nestas aplicações o controlador executa tarefas “computing-intensive” e “time-critical tasks”: PWM, algoritmos de controlo, estimação e transformação de variáveis de estado, protecções e autodiagnóstico, protocolos de comunicação com o exterior, etc. Os microcontroladores de uso genérico (8051, AVR, PICs) não cumprem com estes requisitos e dificilmente são incorporados nestas aplicações. Alguns microcontroladores dedicados (SAB80C166/167 ou o i960) apenas permitem resultados médios, não satisfatórios para controladores de desempenho muito elevado. Algumas estratégias ultrapassam estas dificuldades utilizando multiprocessadores ou processadores digitais de sinal (DSP) dedicados. Nestas soluções os vários níveis de controlo são particionados em funções que são multiplexadas temporalmente e executadas a diferentes taxas dependendo da largura de banda pretendida. Esta comutação entre funções leva à inclusão de atrasos em tarefas importantes para o controlo do motor.

Desenvolvimentos recentes na área de sistemas digitais permitiram a aplicação de sistemas

reconfiguráveis ao projecto de controladores de motores. Uma das grandes vantagens deste tipo de abordagem é que o resultado do projecto pode dar origem a um circuito dedicado, normalmente designados SoC (*System On Chip*).

Neste trabalho foram exploradas estas duas abordagens, nas FPGA's através da Spartan 3 e do SoC por intermédio do IRMCK201, que são apresentadas nos pontos seguintes.

3.3.2.1 Controlo baseado no IRMCK201

O IRMCK201 da International Rectifier (IR) é um controlador de velocidade ou binário concebido para o controlo de motores de indução trifásicos ou para motores síncronos. Este integrado enquadra-se na classe de *system in a chip* pois implementa num único integrado os controladores de velocidade e de binário e produz ainda os sinais de *PWM* garantindo os *deadtimes*. O IRMCK201 implementa a estrutura de controlo baseada em lógica dedicada, não sendo necessário realizar programação para implementar a estrutura de controlo. Ao utilizador apenas é requerido que configure os ganhos dos controladores PI bem como diversos parâmetros relacionados com o tipo de motor a ser controlado. A técnica de controlo utilizada é a técnica Field Oriented Control (FOC) que permite um controlo de elevado desempenho. Todas estas características tornam este integrado numa excelente ferramenta para utilização industrial pois é robusto, fácil de configurar e tem uma boa performance.

Para configurar o integrado foi pensada uma plataforma de comunicação dotada de uma interface de alto nível baseado em PC e numa interface de mais baixo nível baseado num microcontrolador, num teclado e num display. Através do software do PC o utilizador pode calcular os parâmetros do controlador em função dos parâmetros do motor e da plataforma de controlo. A interface de mais baixo nível permite ao sistema funcionar sem um PC e permite ao utilizador aceder ou ajustar os parâmetros de forma fácil e em tempo real. Dado que esta plataforma de controlo está a ser pensada para um veículo o facto do sistema ser portátil e autónomo é bastante importante.

3.3.2.2 Controlo baseado na FPGA

Os sistemas reconfiguráveis, e em particular as FPGA's (Field Programmable Gate Array), têm vindo gradualmente a ganhar espaço na área de controlo de motores. Até há pouco tempo as FPGAs eram usadas como co-processor de DSPs, para otimizar o desempenho de algumas tarefas e para libertar alguma carga do DSP. No entanto, desenvolvimentos recentes no processo de fabrico permitiram um "boost" desta tecnologia, diminuindo o custo por *gate* e aumentando a densidade.

As FPGAs apresentam ciclos de desenvolvimento curtos, bastante flexíveis (reconfiguráveis), permitem a execução paralela dos vários anéis de controlo e admitem a inclusão na própria FPGA de microcontroladores (por exemplo o picoBlaze) para executar tarefas mais lentas.

Neste quadro, a FPGA perfila-se como a plataforma tecnológica muito atractiva para implementar o controlador electrónico do VEP.

A linguagem escolhida para implementar o controlador foi o Verilog. O Verilog é uma linguagem de descrição de hardware utilizada para modelar sistemas electrónicos, cobrindo as áreas de projecto, teste e implementação de sistemas analógicos, digitais e mistos com diferentes níveis de abstracção. A sintaxe é semelhante com a linguagem C: macros de pré-

processamento, operadores (e as suas precedências), estruturas de controlo como o “if”, “while”, “case”, etc. A grande diferença para as linguagens tradicionais reside no paralelismo de execução dos vários módulos, contrariando o modelo convencional de execução sequencial.

Um projecto em Verilog consiste numa hierarquia de módulos, cada um constituído por um conjunto de entradas e saídas. Na Listagem 1 pode ver-se um exemplo dum módulo. Começa-se por declarar a interface do módulo, isto é as saídas e entradas, e posteriormente implementa-se a sua funcionalidade, no exemplo um flip-flop com reset assíncrono.

```
module toplevel(clock, reset, d, q);
    input clock;
    input reset;
    input d;
    output reg q;

    always @ (posedge reset or posedge clock)
        if (reset)
            q <= 0;
        else
            q <= d;
endmodule
```

Listagem 1 - Exemplo dum Flip-Flop implementado em Verilog.

3.3.2.3 A solução

Numa análise comparativa pode dizer-se que a plataforma baseada em FPGA possibilita uma maior flexibilidade, permitindo:

- explorar diferentes técnicas de controlo enquanto o SoC IRMCK201 está condicionado à estrutura de controlo implementada,
- um nível de integração maior, associada à inclusão de outros módulos (diferencial, módulos de aquisição, comunicações, etc.);
- complementar a formação dos elementos envolvidos no projecto na área de sistemas reconfiguráveis.

Dado o carácter inovador e o elevado risco na utilização da plataforma baseada em FPGAs aplicadas ao controlo de motores, optou-se inicialmente por desenvolver em paralelo dois controladores, um baseado em FPGA's e outro no SoC IRMCK201.

Na fase final do trabalho, após terminada uma versão preliminar do sistema de controlo baseado no IRMCK201, optou-se por concentrar esforços na plataforma baseada em FPGA de modo a integrar na mesma tecnologia os vários controladores desenvolvidos (diferencial electrónico e controlo vectorial).

3.4 Identificação Paramétrica

As técnicas de modelação e identificação ajudam a desenvolver o conhecimento sobre um determinado sistema. O problema da identificação de sistemas pode ser caracterizado em três entidades: classe de modelos, classe de sinais de entrada e critérios. No âmbito das classes de modelos definimos os modelos paramétricos como modelos que possuem um número finito de parâmetros e não paramétricos quando possuem um número ilimitado de parâmetros.

Os modelos paramétricos permitem maior flexibilidade na utilização e a informação do sistema encontra-se concentrada num conjunto de parâmetros localizados numa estrutura que se mantém fixa. A classe dos sinais de entrada decretará se o processo de identificação poderá ser no domínio dos tempos ou no domínio das frequências. As técnicas no domínio das frequências são mais indicados para sinais periódicos enquanto o domínio temporal é mais utilizado em situações em que os sinais de excitação são arbitrários, o que se aproxima mais do caso em estudo.

Genericamente um modelo pode ser descrito por equações diferenciais (tempo contínuo) ou por equações às diferenças (tempo discreto). Os modelos em tempo contínuo permitem manter uma relação próxima com a nossa percepção da realidade. O projecto dos controladores também é facilitado com modelos em tempo contínuo porque é preferível projectar em tempo contínuo e, se necessário, discretizar para uma implementação digital. Um modelo estrutural da identificação com modelos em tempo contínuo é apresentado na figura seguinte.

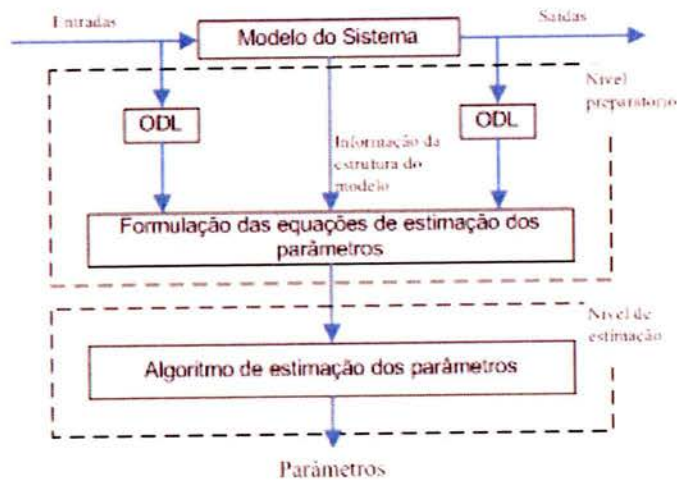


Figura 11 – Estrutura geral da identificação em tempo contínuo. ODL representa operador diferencial linear [14].

Assumindo uma formulação de modelo paramétrico com identificação no domínio do tempo existem duas aproximações ao problema: métodos directos e métodos indirecto. Os métodos indirectos envolvem a identificação de um modelo em tempo discreto e a posterior conversão dos parâmetros para o modelo em tempo contínuo. Uma das vantagens é a decomposição do problema inicial em dois problema aparentemente mais simples. Nos métodos directos o modelo em tempo contínuo é identificado directamente. Uma análise mais detalhada destes métodos pode ser encontrada em [10] e [14].

3.5 Diferencial Electrónico

Enquanto conduz um veículo, sem pensar nisso, o condutor transforma-se num controlador de velocidade. Ele actua no acelerador (referência de binário) de modo a obter para o veículo uma velocidade pretendida. Essa velocidade do veículo resulta da transferência de binário do motor para as rodas motrizes, que se encarregam de criar o movimento em relação ao solo. Em linha recta, todas as rodas motrizes podem ter a mesma velocidade de rotação, no entanto, em curva, vai ser necessário que exista diferença de velocidades entre as rodas de modo a que as rodas do exterior da curva possam rodar mais do que as rodas do interior (tal ocorre porque as rodas do exterior estão a cobrir uma distância maior do que as rodas do interior da curva).

O condutor não pode ser o responsável pela distribuição do binário por todas as rodas motrizes, logo tem que existir um dispositivo que seja responsável por essa operação sem que o condutor se aperceba. Esse dispositivo encontra-se englobado na transmissão e é denominado por diferencial.

A localização e a quantidade de diferenciais necessários num veículo depende do tipo de tracção do veículo. Para veículos com tracção nas rodas dianteiras, o diferencial encontra-se no eixo da frente e é denominado por diferencial dianteiro. Para veículos com tracção traseira, o diferencial encontra-se no eixo das rodas traseiras e é denominado de diferencial traseiro. Para veículos *four wheel drive* (4WD) são necessários três diferenciais, um diferencial dianteiro, um diferencial traseiro e um diferencial central. O diferencial central é necessário para permitir que os eixos dianteiros e traseiros tenham velocidades diferentes.

Independentemente da localização do diferencial, existem vários tipos de diferencial. Existe o diferencial aberto, o diferencial autoblocante e o diferencial activo.

O diferencial mecânico tradicional, denominado de diferencial aberto, é um dispositivo que permite que as rodas motoras possam rodar a velocidades diferentes enquanto produzem igual binário. Este efeito é conseguido através do uso de engrenagens que realizam um aumento de velocidade na roda onde existe menor binário de tracção. A Figura 12 mostra o esquema mecânico deste tipo de diferenciais. A caixa do diferencial (azul) recebe o binário do motor através da roda de coroa (azul) com a qual está solidária. A roda satélite (verde) tem o seu eixo acoplado à caixa do diferencial e realiza um movimento de translação em torno das duas rodas planetárias (vermelho e amarelo). Quando a força exterior aplicada em ambos os semieixos e consequentemente em ambas as rodas planetárias for igual, a roda satélite possui apenas movimento de translação e como tal a velocidade das duas rodas planetárias é igual entre si e igual à velocidade de rotação da caixa do diferencial. Se um dos semieixos encontrar resistência a roda verde vai obter um movimento de rotação de tal modo que vai aumentar a velocidade de rotação do outro semieixo. Quando o veículo curva, a roda interior vai sofrer uma maior resistência (pois a roda está a tentar rodar mais depressa do que o imposto pelo raio de curva do veículo) enquanto a roda exterior vai sofrer uma menor resistência, originando assim que exista um aumento de velocidade na roda exterior, sendo esse aumento igual à diminuição de velocidade na roda interior. Este diferencial apresenta assim um problema. Se uma das rodas ficar em vazio, todo o binário será transferido para essa roda ficando a outra roda sem binário, resultando que o veículo não se movimenta e que a roda sem carga aumente ainda mais a sua velocidade.

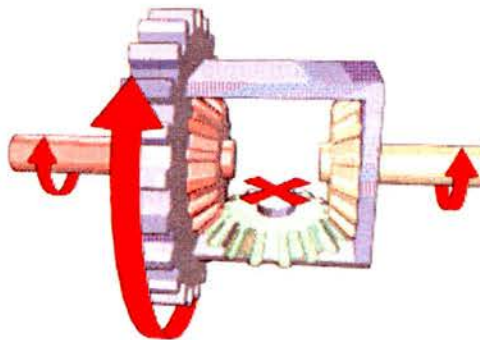


Figura 12 – Esquema representativo do funcionamento do diferencial aberto.

O diferencial autoblocante permite superar a principal limitação do diferencial aberto, que é a perda de tracção no caso de uma das rodas entrar em derrapagem. O autoblocante tranca o diferencial, anulando o seu princípio de funcionamento, mas apenas em situações anormais. No caso de derrapagem de uma das rodas, a velocidade dessa roda vai aumentar. Quando a diferença de velocidades entre as rodas passa acima de um determinado valor o diferencial autoblocante tranca transferindo assim o binário para a roda com menos velocidade. São exemplos deste tipo de diferencial o diferencial viscoso e o diferencial de Torsen. O diferencial viscoso realiza o acoplamento entre os semieixos através de um líquido viscoso que impede a existência de elevadas diferenças de velocidades entre os eixos. O diferencial de Torsen realiza o bloqueio do diferencial de forma mecânica, através de elos mecânicos e de molas.

O diferencial activo é o mais recente, o mais evoluído e utiliza processamento electrónico para implementar o diferencial. Um processador utiliza informação de múltiplos sensores, incluindo ângulo de direcção e aceleração lateral para calcular a melhor distribuição de binário pelas rodas, permitindo aumentar a precisão do diferencial e melhorar o comportamento do carro em curva.

Todos estes tipos de diferenciais utilizados foram pensados para veículos propulsionados a motor de combustão interna, em que o veículo apenas possui uma fonte de potência. Para veículos eléctricos, em que a propulsão pode ser feita através de vários motores, o diferencial pode ser englobado no controlador, transportando-o do domínio da mecânica para o domínio do software. Os princípios de funcionamento serão os mesmos, no entanto, a forma de implementação será radicalmente diferente. Com esta nova arquitectura, em que o binário é proveniente de vários motores cada um com o seu respectivo controlador, a distribuição do binário pode ser facilmente feita passando aos respectivos controladores as referências de binário pretendidas para cada um. Essas referências são geradas pelo controlador do diferencial que pode processar informação de inúmeros sensores para realizar a distribuição óptima do binário pelas rodas.

3.6 Estrutura mecânica do veículo

O chassis utilizado foi um veículo da marca SOCA, modelo *Flea.05*. As características do veículo estão resumidas na Tabela 3 e na Figura 13 é apresentada uma imagem do veículo com algumas características mecânicas importantes. Este tipo de veículo de tamanho reduzido e na configuração de três rodas apresenta uma grande facilidade de manobra sendo ideal para se deslocar em percursos de espaço limitado como são percursos pedonais e interiores de edifícios/propriedades.

O modelo *Flea.05* na sua versão original é constituído por um motor a gasolina colocado à retaguarda e por um diferencial mecânico. A nova versão do veículo é constituída por dois motores eléctricos e por um diferencial electrónico sendo a energia para o sistema obtida através de um grupo de baterias. Nos capítulos posteriores serão apresentados os diversos passos seguidos até a obtenção do veículo na sua versão final e será explicado o funcionamento de cada bloco em pormenor.

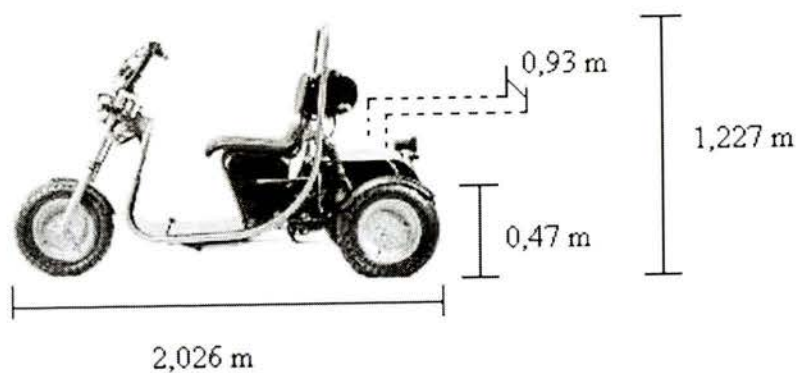


Figura 13: Imagem do *Flea.05* com algumas dimensões importantes.

Característica	Especificação
Lotação	1 lugar
Numero de eixos	3 1 eixo direccional; 2 eixos motores;
Distancia entre eixos	1,536 m
Comprimento	2,026 m
Largura	0,93 m
Distancia entre os centros das rodas traseiras	0,81 m
Altura	1,227
Peso bruto	250 Kg
Diâmetro da roda	0,486 m
Pneumáticos	120/90-10

Tabela 3 - Tabela de características mecânicas do veículo *Flea.05*.

4 Inversor

4.1 Estrutura Geral do Conversor Electrónico de Potência

O inversor constitui a camada de hardware de mais baixo nível de todo o sistema. É o elemento processador de energia para o motor. Este subsistema tem como entradas, os sinais de controlo recebidos da camada superior e como saídas os sinais que alimentam o motor.

A solução proposta para o inversor baseia-se em um módulo de seis semicondutores MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) por intermédio de um circuito de interface permitindo desta forma a transposição dos sinais de comando para os respectivos elementos semicondutores.

A escolha de um módulo de MOSFETs resultou da análise dos requisitos necessários para o CEP. O facto do barramento DC ser de baixa tensão foi um dos aspectos para a escolha deste tipo de semiconductor. Adicionalmente, estes semicondutores dispõem de diodo de roda livre (free-wheeling), comutam em algumas centenas de nanosegundo e, para os níveis de tensão em jogo, apresentam resistências, quando em condução, na ordem das unidades de m Ω .

A Figura 14 apresenta um diagrama de blocos do conversor electrónico de potência (CEP).

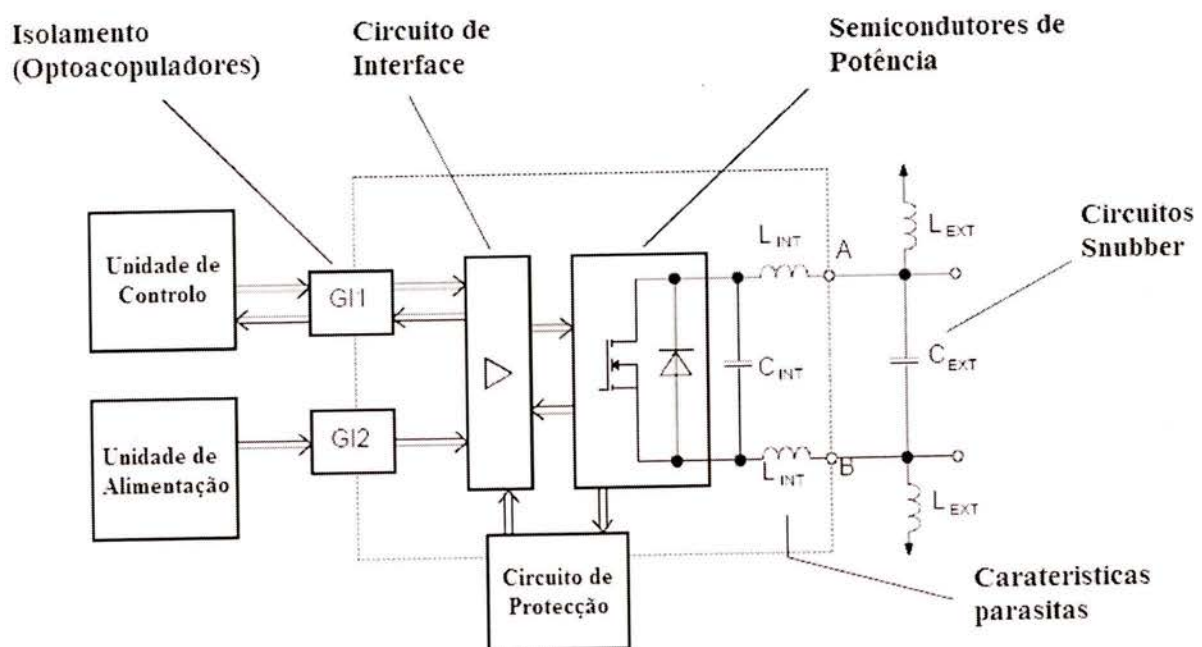


Figura 14 - Diagrama de Blocos relativo ao CEP.

O bloco referente à unidade de alimentação diz respeito ao banco de baterias associadas ao veículo.

Tratando-se de uma versão protótipo optou-se por utilizar um circuito de interface com isolamento galvânico para que o circuito de comando seja independente do circuito de

potência assegurando nesse sentido que o surgimento de uma anomalia no circuito de potência não se estende para o circuito de comando.

A unidade de controlo constitui a camada superior de onde são provenientes os sinais de comando. O fluxo de informação entre os blocos de controlo e bloco de potência é bidireccional atendendo à necessidade do bloco de controlo necessitar da aquisição de sinal, nomeadamente, no que diz respeito aos valores de intensidade de corrente do circuito de potência (fases U, V, W e barramento DC) monitorizados constantemente.

É sabido que o circuito de interface é um elemento fundamental do CEP, uma vez que é responsável pelo comando dos semicondutores e permite implementar a protecção do conversor electrónico de potência.

O bloco relativo aos semicondutores de potência agrega não só os próprios comutadores como também a cadeia de medida das intensidades de corrente e o filtro de tensão à entrada do módulo de potência.

O circuito de protecção permite o controlo do valor da corrente presente na carga como também da corrente debitada pela fonte (baterias). No caso dos valores de corrente em qualquer uma das partes referidas ultrapassar os limites prefixados, a protecção dispara enviando sinal de falha (Fault) para montante, isto é, para o circuito de interface para que a mesma seja sinalizada.

Tendo presente a topologia adoptada, isto é, a utilização de um módulo de potência e não um conjunto de componentes discretos, a problemática em torno da existência de indutâncias parasitas no circuito de potência deixa de fazer sentido uma vez que o poder de integração do próprio módulo resulta numa redução significativa dos contactos existentes entre semicondutores e entre estes e as linhas de alimentação. Assim, a utilização de circuitos de Snubber deixa de ser necessário simplificando a estrutura física do inversor.

Na generalidade das aplicações as comutações associadas aos semicondutores são realizadas do tipo *hard switching*. Os semicondutores são alvo de comutações sem que o valor da corrente na carga se anule, isto é, a constante de tempo L/R é bastante superior ao ciclo $1/f$ característico da frequência de comutação.

A título ilustrativo a Figura 15 representa as ondas relativas a este tipo de funcionamento:

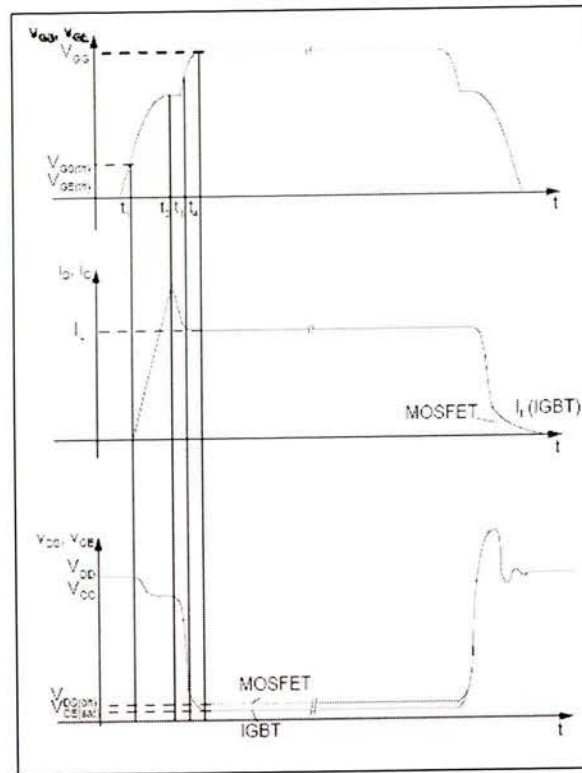


Figura 15 – Características do semiconductor.

O facto da comutação ser *hard switching* resulta num pico de corrente e de tensão de pequena duração no transistor, tal fenómeno é visível na onda intermédia e inferior, respectivamente.

Estes sinais foram verificados experimentalmente e podem ser verificados na secção Resultados Experimentais presente neste capítulo.

4.2 Circuito de Interface

Um circuito de interface caracteriza-se por ser o circuito que realiza a interface entre o circuito de controlo e o circuito de potência. Nesse sentido, o bloco tem como entradas, sinais de comando provenientes do circuito de controlo e como saídas, os sinais que alimentam as gates dos semicondutores. Estes sistemas que atacam os terminais de comando dos semicondutores têm requisitos específicos relativos a níveis de tensão, intensidade de corrente e tempo.

4.2.1 Motivação

Tendo como objectivo numa primeira fase, a construção de um inversor trifásico, com baixa tensão de barramento, controlado por semicondutores MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect), existe de imediato a necessidade de dimensionar um circuito de interface capaz de gerar a corrente necessária para que a comutação dos semicondutores seja possível.

O circuito de potência é constituído por seis elementos MOSFET formando três braços de dois elementos cada, um elemento superior e um outro inferior.

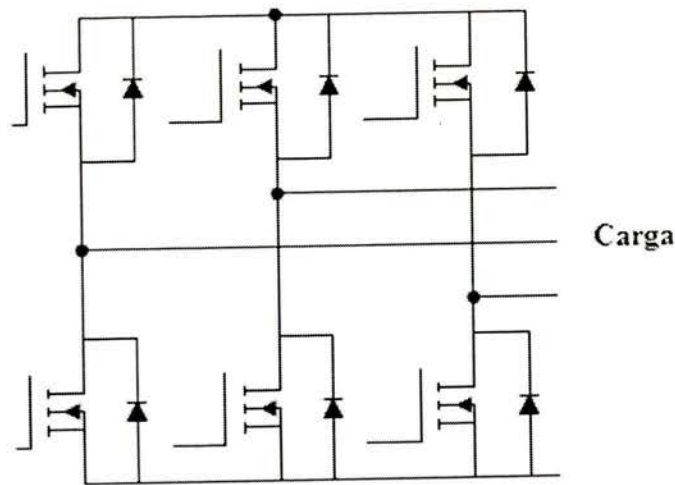


Figura 16 – Diagrama do inversor trifásico.

O circuito de interface tem assim de permitir que estes elementos comutem de acordo com os sinais de controlo, não inserindo tempos de atraso significativos (entre o sinal de entrada e o sinal de saída respectivo) para que a actuação seja fiel aos sinais de controlo.

A cada um dos braços do conversor electrónico de potência, é ligada uma das três fases do motor (carga). Ter em atenção que é necessário que a ordem pela qual as fases são ligadas é mantida e respeitada, uma vez que para o controlo FOC (*Field Oriented Control*), o conhecimento da ordem das fases por parte da camada superior é fundamental.

4.2.2 Características Eléctricas

Ao escolher um circuito de interface para fazer comutar um MOSFET é necessário ter em atenção a performance que se deseja para o mesmo, ou seja, os tempos de comutação desejados o que influencia directamente a intensidade de corrente a debitar pelo circuito de interface. Assim, à medida que a frequência de comutação do semiconductor aumenta, a corrente fornecida pelo circuito de interface também aumenta.

O valor máximo da intensidade de corrente debitada pelo circuito de interface pode ser controlado e até diminuído se forem tomados cuidados no sentido de responder aos efeitos parasitas tanto do circuito de potência como do próprio semiconductor.

A escolha da resistência de gate é um factor muito importante na optimização da corrente de gate. O valor da resistência deve de ser o menor possível, sem que a comutação seja perturbada (o *slew rate* não deve ser afectado pela resistência).

4.2.3 Funcionalidades

O circuito de interface tem capacidade para controlar seis MOSFET, uma vez que permite três entradas provenientes do controlo, e a partir das mesmas gera os restantes sinais complementando e inserindo um desfaseamento temporal (*dead-time*) ajustável para garantir que apenas um dos dois semicondutores, presentes em cada braço, está ligado num determinado instante de tempo.

Os atrasos de propagação associados ao circuito de interface não ultrapassam 50 nanossegundos pelo que não interfere com a ordem de grandeza dos tempos mortos entre sinais de um mesmo braço.

Relativamente à alimentação do circuito de interface este utiliza a técnica de *bootstrap* para tensões flutuantes. A alimentação relativa ao MOSFET inferior é conseguida recorrendo à tensão de alimentação do próprio circuito de interface. Basicamente a técnica de *bootstrap* consiste em gerar a tensão VDD por intermédio de um diodo. Nos instantes de tempo em que os comutadores inferiores estão ligados, o circuito de interface da parte superior fecha-se pela massa do circuito permitindo que os condensadores de *bootstrap* sejam carregados. O condensador descarrega apenas quando o semiconductor superior passa a ligado, sendo a carga do mesmo utilizada para alimentar a capacidade de entrada do próprio elemento comutador.

O valor a considerar para a capacidade de *bootstrap* é dependente da capacidade de entrada do MOSFET ao qual o circuito de interface está ligado. Como referência, o valor da capacidade de *bootstrap* é normalmente cerca de 10-20 vezes superior à capacidade do MOSFET. Caso existam circuitos R-C referenciados a GND, nesse caso têm de ser tomados em consideração para o cálculo da capacidade. Um exemplo de cálculo da capacidade de *bootstrap* para um MOSFET característico, a partir de informações retiradas do documento técnico do IRFP2907-MOSFET, utilizado para os testes:

$$C_{\text{BOOTSTRAP}} = \frac{Q_{\text{Gate}}}{U_{\text{Teste}}} * U_{\text{GS}}$$

Assim:

$$C_{\text{BOOTSTRAP}} = \frac{410\text{n}}{10} * 12 = 492\text{nF}$$

O circuito de interface está preparado para realizar a protecção de subtensões, não permitindo a comutação do MOSFET caso este valor desça abaixo do referido. O valor da tensão limite inferior é configurável por hardware.

É possível configurar por hardware o *dead-time* existente entre sinais de comando de um mesmo braço. A funcionalidade permite assegurar um determinado grau de segurança. O *dead-time* deve ser escolhido dentro de determinados limites de acordo com o nível de potência do conversor, isto é, o *dead-time* não pode tomar valores muito baixos correndo o perigo de um dos comutadores de potência entrar em condução sem que antes o seu complementar tenha saído; e não deve tomar valores muito elevados para que as perdas na comutação fiquem controladas.

A utilização de lógica negativa para o comando dos semicondutores superiores, promove um controlo mais simples sem que para isso seja necessário qualquer tipo de lógica adicional.

O circuito de interface apresenta a vantagem de flexibilidade no que diz respeito aos níveis de sinal de entrada, este aceita TTL ou CMOS.

O circuito de interface disponibiliza uma entrada para que seja possível inibir as saídas. Caso o circuito de protecção detecte a presença de uma anomalia, o circuito de interface é desligado colocando todas as suas saídas ao nível lógico baixo. A situação é restabelecida colocando ao nível lógico baixo este pino. A partir desse momento é despoletado um atraso (*delay*) no qual os semicondutores inferiores são ligados para que os condensadores de *bootstrap* possam ser refrescados. Findo este período, as entradas do comando são novamente activadas.

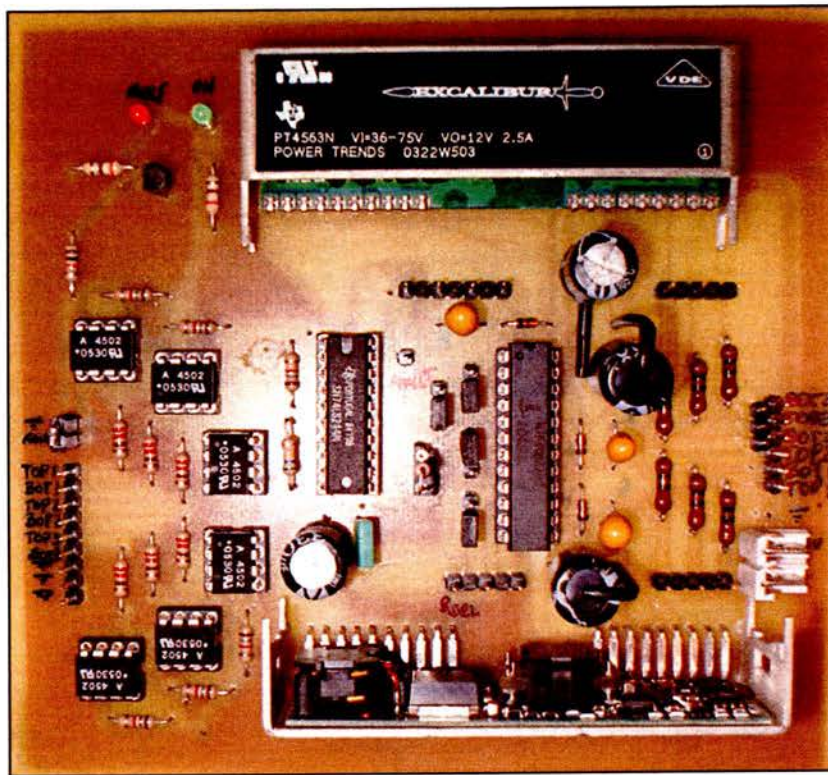


Figura 17 - Placa de Interface.

4.3 Circuito de Detecção de Falhas

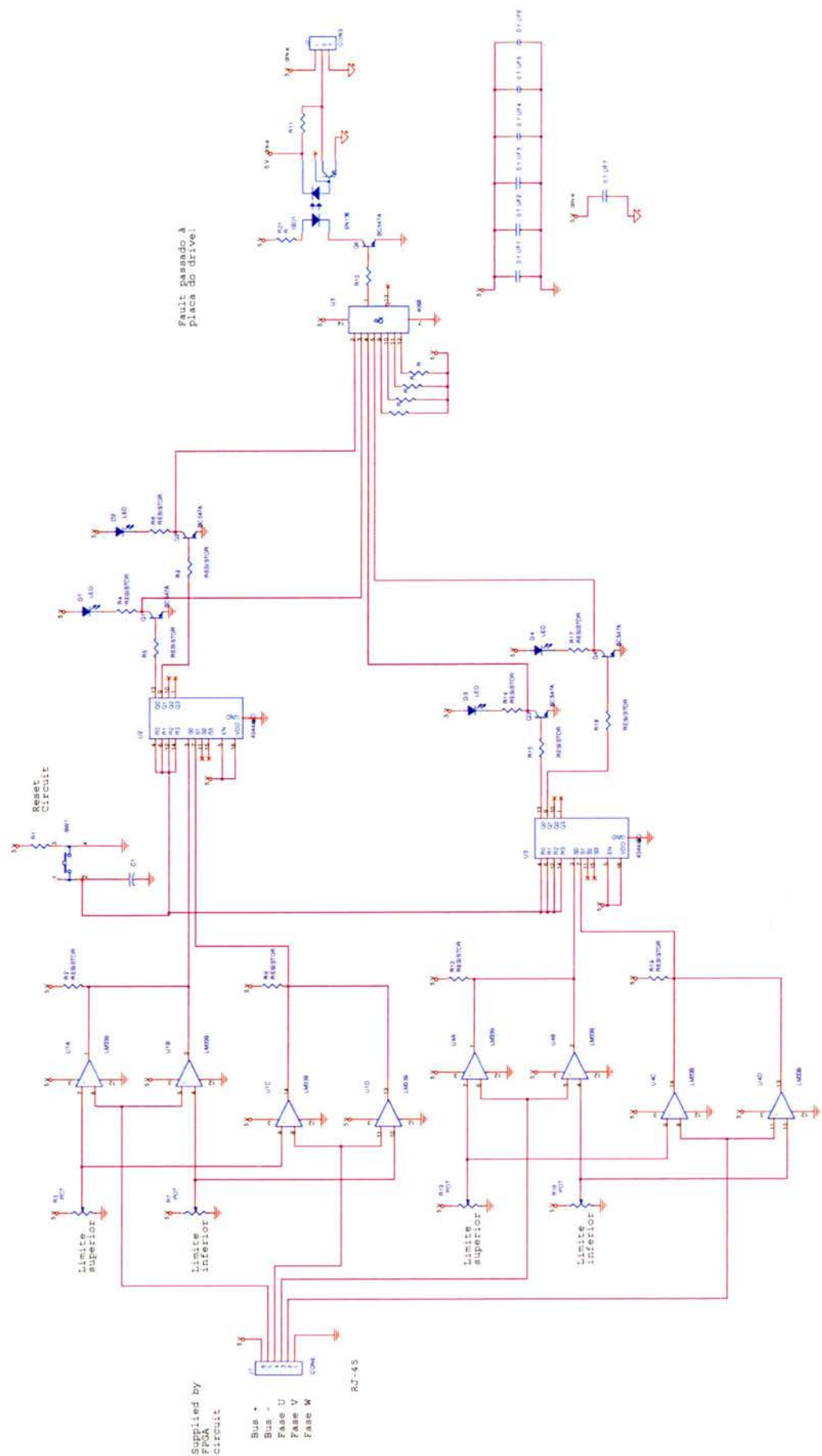
O subsistema de detecção de falhas tem como entradas os sinais dos sensores de corrente de forma a ser possível a monitorização constante do valor das correntes presentes nos diversos pontos do CEP (Barramento DC e Fases).

O valor da corrente é comparado com uma referência (valor máximo admissível) e, caso se verifique um valor superior a esse máximo, é sinalizada falha através de um LED. Paralelamente é activado um sinal de */Fault* (lógica negativa) que é aplicado à placa de interface para que os sinais de controlo sejam inibidos de imediato. Nesta situação, os semicondutores que constituem o CEP ficam sem tensão às suas Gates encontrando-se portanto em aberto.

A memória presente sob a forma de uma *latch* permite memorizar o sinal que promoveu a falha para que este fique registado e possa ser analisada a sua causa. Caso, não fossem memorizados os sinais, a partir do momento em que os sinais de comando fossem inibidos, o sinal de */Fault* deixaria de se verificar e perder-se-ia informação sobre a causa da falha.

As medidas de corrente são realizadas recorrendo a sensores de Efeito de Hall. O seu funcionamento é simples. A corrente ao passar pelo interior do sensor, gera um campo magnético, sendo este convertido, para um valor de tensão proporcional ao mesmo.

O circuito de detecção de falhas pode ser consultado no esquema seguinte:



4.4 Requisitos do inversor

Os requisitos para o inversor decorrem da análise de requisitos realizada previamente para um veículo eléctrico de proximidade. A tensão de alimentação para este tipo de aplicação é na ordem dos 48V sendo a potência de cada motor de 2,2kW, na solução de diferencial electrónico.

Para garantir estes requisitos, a máxima corrente que o inversor tem de fornecer ao motor trifásico, segundo [18], é dado por:

$$3.V_m.I_m.\cos\varphi = 2.2k$$

onde:

V_m : Tensão valor eficaz de alimentação;

I_m : Intensidade de corrente valor eficaz fornecida ao motor;

$\cos\varphi$: Factor de potência do motor

Num inversor que utilize controlo baseado em PWM, o valor da tensão do motor depende do índice de modulação, m. Este índice indica a razão existente entre a amplitude do harmónico fundamental da tensão alternada e 50% da tensão DC.

No caso da referência ser uma sinusóide pura, o índice de modulação pode ser ajustado entre 0 e 1, assim o harmónico fundamental tem como amplitude 24V.

Para um motor de indução de 48V, potência 2,2kW, factor de potência 0,8, a corrente eficaz necessária é:

$$I_m = \frac{2.2k}{3.V_m.\cos\varphi}$$

Para V_m Max de 24V e $\cos\varphi=0.8$, o valor eficaz da corrente é:

$$I_m = 2.2 \times 10^3 \cdot \frac{1}{3 \cdot 24 \cdot 0.8} = 38A$$

Em condições normais de funcionamento, a corrente apresenta uma forma sinusoidal e a corrente comutada é igual à corrente de pico instantânea.

Neste caso, o máximo valor da corrente comutada para cada comutador é a corrente de pico de saída.

A corrente de pico I_p é:

$$I_p = \sqrt{2}.I_m = 53,7A$$

Assim, as especificações eléctricas para o inversor são:

- Tensão DC de entrada: 48V;
- Corrente de saída: 53,7A;
- Potência máxima: 2.2kW;
- Frequência de comutação: 5 kHz.

Foi tomada uma margem de segurança em relação à estimativa efectuada anteriormente para aumentar a robustez do sistema.

4.5 Estimação da potência de perdas

A utilização de dispositivos de potência permite a realização de uma análise quer ao nível de perdas em regime permanente como em regime transitório.

A energia sob a forma de calor resultante destas duas componentes de potência de perdas necessita de ser conduzida para o exterior dos dispositivos semicondutores, sendo para o efeito utilizado um dissipador, por exemplo.

Caso não seja utilizado um sistema térmico apropriado que proporcione a dissipação do calor dos dispositivos semicondutores, o excesso de temperatura pode levar os dispositivos a um estado de falha, isto é, o seu bom funcionamento deixa de ser assegurado.

Assim, a potência de saída que se espera obter com um módulo de potência está directamente dependente do sistema de dissipação térmico dimensionado para a aplicação em questão.

O dimensionamento de um sistema de dissipação térmico inicia-se pela estimação da potência de perdas associada. As duas principais fontes de dissipação a serem consideradas são:

- Perdas quando o dispositivo se encontra em condução (*steady-state*);
- Perdas quando o dispositivo se encontra em comutação

Potência de perdas quando em condução

Esta componente refere-se ao momento em que o dispositivo semiconductor se encontra no estado ligado, em que existe circulação de corrente através do mesmo.

Em situações em que a carga seja de natureza indutiva, como é o caso de alimentação de motores, por exemplo, as perdas associadas ao diodo de roda livre (*free-wheel*) necessitam de ser consideradas.

Potência de perdas quando em comutação

As perdas relativas ao regime de comutação são decompostas em duas componentes de acordo com o momento em que ocorrem. Perdas associadas ao período do fecho do semiconductor (*turn-on*) e perdas associadas à abertura do semiconductor (*turn-off*).

À medida que o valor da frequência de comutação aumenta, os níveis de perdas associadas às transições aumenta sendo uma parcela fundamental no desenho do sistema de dissipação térmica.

O método mais eficiente para determinar as perdas em comutação é a análise das ondas relativas à tensão dreno-source (V_{DS}) e corrente de dreno (I_D) no momento em que se dão as comutações. Do produto ponto a ponto das duas formas de onda resulta a potência instantânea. A área delimitada pela onda resultante é definida como sendo a energia associada à comutação do semiconductor e é expressa em J/PULSE. As energias associadas tanto ao fecho do dispositivo como à abertura do mesmo podem ser visualizadas na figura seguinte:

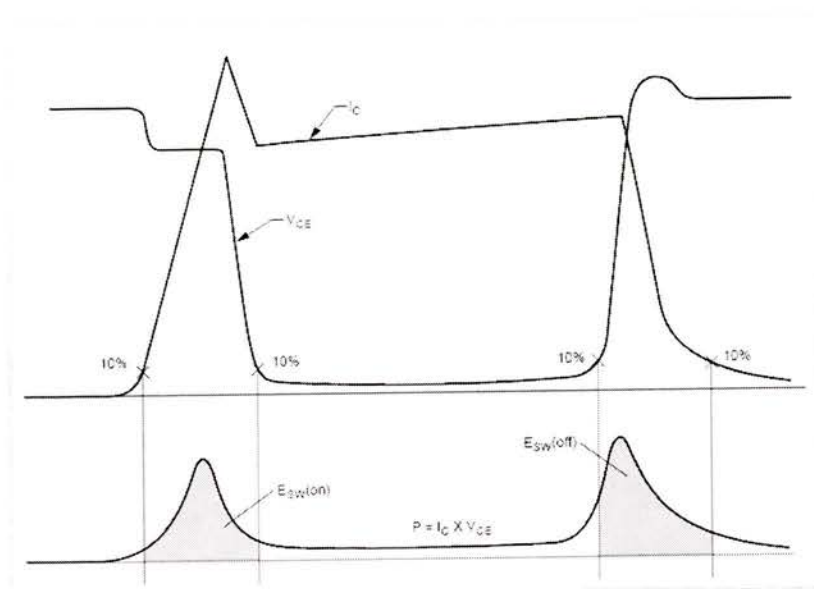


Figura 18 - Formas de onda relativas ao fecho e abertura do dispositivo semiconductor.

Na prática estes cálculos são realizados recorrendo a osciloscópios com capacidade de processamento, simplificando desta forma o cálculo das perdas nos transitórios.

Os valores de $E_{SW(OFF)}$ e de $E_{SW(ON)}$ que se observam na Figura 18 resultam em aumentos instantâneos no valor da temperatura da junção do semiconductor. Estes valores pulsados não representam no geral uma preocupação, uma vez que a sua duração é muito pequena.

No entanto a soma destas suas parcelas, tendo presente que o dispositivo se encontra a comutar entre estes dois estados a uma determinada frequência, pode ser significativa.

Nos casos em que a tensão do barramento e a corrente de operação são considerados constantes em todo o funcionamento, e consequentemente, $E_{SW(OFF)}$ e $E_{SW(ON)}$ têm valores idênticos nos momentos de fecho e abertura do semiconductor. Assim, torna-se possível, o cálculo da potência de perdas média associada aos transitórios. Para isso $E_{SW(OFF)}$ e $E_{SW(ON)}$ são somadas e divididas pelo período T de comutação.

Os valores de $E_{SW(OFF)}$ e $E_{SW(ON)}$ são retirados de gráficos que o fornecedor do dispositivo semiconductor disponibiliza no seu documento técnico.

Em situações em que a corrente não se apresenta constante (inversor, por exemplo), o cálculo da potência de perdas torna-se mais complexo.

Nestas situações é necessário entrar em consideração com a variação da energia associada às comutações durante um ciclo fundamental.

A estimativa da potência de perdas apenas possibilita um ponto de partida para a selecção de equipamento. A selecção final deve ser baseada em cálculos rigorosos apoiados nos gradientes de temperatura e potência.

Em aplicações onde tanto a tensão de saída como a frequência são variáveis (inversores, por exemplo), é utilizado a modulação por largura de impulso PWM, para obtenção de correntes de saída sinusoidais. Neste tipo de aplicação, a corrente e *duty-cycle* do elemento semiconductor, estão constantemente a variar, proporcionando uma dificuldade acrescida na

estimação das perdas.

Numa primeira fase é possível uma análise das perdas associadas ao sistema recorrendo a equações teóricas de funcionamento. No entanto, as perdas dependem de aspectos que não são tidos em conta como sejam: a temperatura, frequência da onda de saída, *ripple* associado à onda de corrente de saída, entre outros.

Estimação da potência de perdas total

Considerando 1/6 módulo FM600TU-07A [22], [23].

(1) Potência perdas em regime permanente MOSFET (*steady-state*)

$$P_{SS} = I_{DP} \times V_{DS(SAT)} \times \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 \theta \times \frac{1 + \sin(\theta + \sigma)}{2} \times D \, d\theta$$

Com:

I_{DP} – Corrente dreno valor de pico;

$V_{DS(SAT)}$ – Tensão de saturação com corrente I_{DP} e temperatura $T=125^\circ\text{C}$;

D – Valor de *duty-cycle*;

$\cos \sigma$ – Factor de potência, PF.

Mediante o documento técnico do módulo FM600TU-07:

$$P_{SS} = I_{DP} \times V_{DS(SAT)} \times \left[\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \times \cos \sigma \right]$$

$$P_{SS} = \sqrt{2} \times 300 \times 0.26 \times \left[\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \times 0.8 \right]$$

$$P_{SS} = 14.72 \text{ W} \quad \text{para } D = 0.1$$

$$P_{SS} = 22.22 \text{ W} \quad \text{para } D = 0.9$$

(2) Potência perdas em regime transitório MOSFET

$$P_{SW} = (E_{SW(ON)} + E_{SW(OFF)}) \times f_{SW} \times \frac{1}{2\pi} \times \int_0^\pi \sin \sigma \, d\sigma$$

$$P_{SW} = (E_{SW(ON)} + E_{SW(OFF)}) \times f_{SW} \times \frac{1}{\pi}$$

Com:

$E_{SW(ON)}$ – Energia relativa ao fecho do dispositivo;

$E_{SW(OFF)}$ – Energia relativa à abertura do dispositivo;

f_{SW} – Frequência de comutação.

Mediante características disponíveis do documento técnico do módulo:

$$P_{SW} = (1.5m + 4.5m) \times 5000 \times \frac{1}{\pi} = 9.55W$$

(3) Potência perdas totais do MOSFET

$$P_Q = P_{SS} + P_{SW}$$

$$P_Q = 22.22 + 9.55 = 31.77W$$

(4) Potência perdas em regime permanente do díodo de roda livre

$$P_{DC} = I_{EP} \times V_{EC} \times \left[\frac{1}{8} - \frac{D}{3.\pi} \cos \sigma \right]$$

Com:

I_{EP} – Corrente díodo de roda livre (valor de pico coincidente com I_{DP});

V_{EC} – Queda de tensão do díodo de roda livre.

Mediante valores presentes no documento técnico:

$$P_{DC} = \sqrt{2} \times 300 \times 1.3 \times \left[\frac{1}{8} - \frac{D}{3.\pi} \times 0.8 \right]$$

$$P_{DC} = 26.81W \quad \text{para } D = 0.9$$

$$P_{DC} = 64.26W \quad \text{para } D = 0.1$$

(5) Potência perdas na zona de recuperação do díodo de roda livre

$$P_{RR} = 0.125 \times I_{rr} \times t_{rr} \times V_{CE(PK)} \times f_{SW}$$

Com:

$V_{CE(PK)}$ – Tensão de recuperação (valor de pico);

t_{rr} – Tempo de recuperação;

I_{rr} – Corrente de recuperação do díodo.

Mediante valores presentes no documento técnico:

$$P_{RR} = 0.125 \times \sqrt{2} \times 65 \times 200n \times 100 \times 5000 = 1.15W$$

(6) Potência total de perdas MOSFET+díodo de roda livre

$$P_A = P_Q + P_D = P_{SS} + P_{SW} + P_{DC} + P_{RR}$$

$$P_A = 14.72 + 9.55 + 64.26 + 1.15 = 89.68W \quad \text{para } D = 0.1$$

$$P_A = 22.22 + 9.55 + 26.81 + 1.15 = 59.73W \quad \text{para } D = 0.9$$

Tendo em consideração a totalidade do módulo de potência, o valor anterior vem afectado do

número total de elementos semicondutores. Assim:

$$P_{A_{Total}} = P_A * n_{semicondutores}$$

com $n=6$, resulta numa potência de perdas:

$$P_{A_{Total}} = 89.68 * 6 = 538.08 \text{ W} \quad \text{para } D = 0.1$$

$$P_{A_{Total}} = 59.73 * 6 = 358.38 \text{ W} \quad \text{para } D = 0.9$$

4.6 Circuito de controlo para teste de Inversor de tensão

Para promover testes de potência do inversor de tensão em carga foi montado um controlador digital que permite implementar um controlo do tipo V/f com motor de indução [20].

As características em malha aberta são:

- Controlo de Velocidade. A referência para a velocidade do motor (de 1Hz a 128Hz) pode ser especificada em tempo real o que o torna indicado para configurações com diferencial electrónico.
- Método de controlo escalar com lei de controlo V/f;
- Filtragem por DSP. O sinal de referência de velocidade é processado por um filtro digital de 24bit para garantir a estabilidade em ambientes ruidosos.
- Precisão no controlo. Resolução de 32bit para um controlo preciso.
- Rápida actualização da velocidade. O valor da velocidade é actualizado a uma frequência de 5.3kHz.
- Compensação do “ripple” da tensão de alimentação. A tensão no barramento DC é medida a uma frequência de 5.3kHz e os PWMs são ajustados de forma a compensar o “ripple” dessa tensão
- Transições ON/OFF suaves. A tensão é uma rampa de pequena inclinação nas transições ON/OFF e vice-versa.
- Frequência de base seleccionável. 50 ou 60 Hz para aplicações globais.
- Frequência de PWM seleccionável. Quatro valores seleccionáveis: 5,3kHz; 10,6kHz; 15.9kHz; 21.1kHz
- Elevada gama de valores de aceleração: 0Hz/s a 127Hz/s.
- “Boost” de tensão configurável. Permite um bom funcionamento a baixas frequências compensando as perdas no estator de forma configurável conforme as especificações do motor.
- Parâmetros de PWM configuráveis. Polaridade e “dead time” do PWM configuráveis;
- Dois modos de operação. Operação em modo “Stand-alone” ou controlo externo com um PC via porta série (modo “PC-Master”).
- Protecção contra falhas externas. Dispõe de uma entrada de sinalização de falhas que desliga imediatamente as saídas de PWM.
- “Retry Time” configurável. Valor especificado entre 0,25s até 4,5horas.
- Controlo automático de desaceleração e “Resistive Brake”. Para reduzir a energia do motor

que é fornecida ao barramento DC, a desaceleração é limitada quando o valor da tensão deste barramento atinge valores elevados. Se a tensão for demasiado elevada é gerado o sinal de *R-Brake* para activar uma resistência de carga para a energia seja dissipada.

- Interface série RS232. Para comunicação com o microcontrolador que faz a leitura dos sensores e calcula as referências de velocidade para o motor.
- Compatibilidade com *drivers* com tecnologia de *bootstrapping*. Sempre que o motor é ligado, o MC3PHAC fornece 100ms de PWM com 50% *duty-cycle* para carregar os condensadores de *bootstrap*.

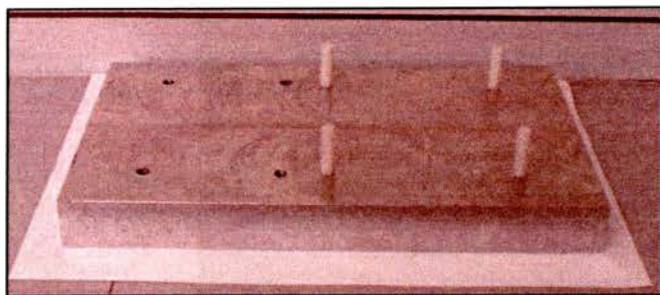
Apesar do controlador descrito estar preparado para fornecer seis sinais PWM, o circuito de interface foi também dimensionado para situações em que apenas sejam gerados três sinais, ficando à responsabilidade do último gerar os restantes sinais.

O controlador foi utilizado em modo “stand alone” uma vez que a configuração possibilita um grau de flexibilidade suficiente para os testes ao inversor [21].

4.7 Montagem do Inversor de tensão

O conversor de potência teve como ponto de partida a base para módulo de potência. Base esta necessária não só para proporcionar maior robustez ao conversor mas também para que a temperatura do conversor seja rapidamente transferida para o exterior. Nesse sentido o material escolhido foi o alumínio por se tratar de um material com elevada condutividade térmica.

Seguidamente é apresentado o desenvolvimento do conversor de potência.

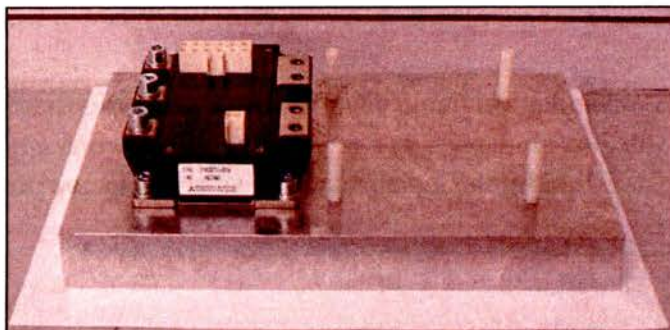


Posteriormente foi inserido o módulo de potência procurando distribuir os vários equipamentos uniformemente pela caixa.

A preocupação com a redução das indutâncias parasitas levou à redução do comprimento das ligações e quando

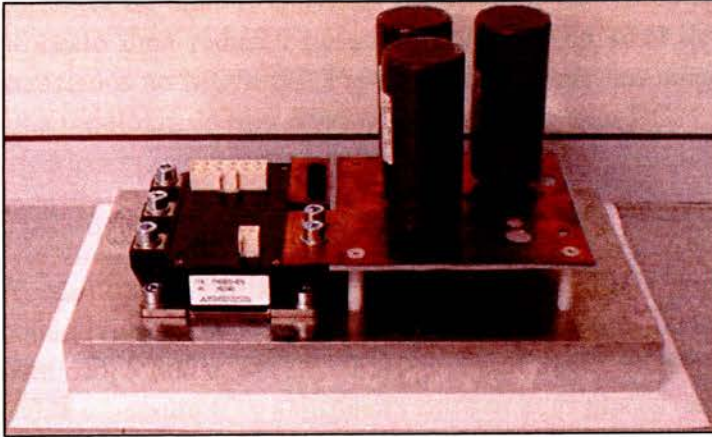
necessário a ligação foi realizada tendo por cuidado estabelecer um contacto com uma secção considerável. Para inserir o filtro à entrada do inversor trifásico foi necessário recorrer à topologia Busbar para uma distribuição de potência mais equilibrada [19]. Assim e tendo presente uma distribuição uniforme dos condensadores por toda a superfície das superfícies do Busbar a solução adoptada passou pela inserção das capacidades tal como a figura indica.

A adaptação do Busbar foi realizada tendo a preocupação de proporcionar um isolamento robusto entre os dois



tendo a preocupação de proporcionar um isolamento robusto entre os dois terminais e ao mesmo tempo, ao dar aperto, os condensadores proporcionam uma diminuição do dieléctrico existente entre as duas placas, situação favorável.

A ligação do banco de condensadores ao inversor faz uso de toda a superfície de contacto do módulo favorecendo a passagem da corrente.



Posteriormente é preparada a caixa do conversor tendo em atenção que os conectores, tanto os que ligam a bateria como os do motor, necessitam de ser contactos que favoreçam a passagem da corrente, portanto de elevada secção.

A estrutura final apresenta-se na figura seguinte:

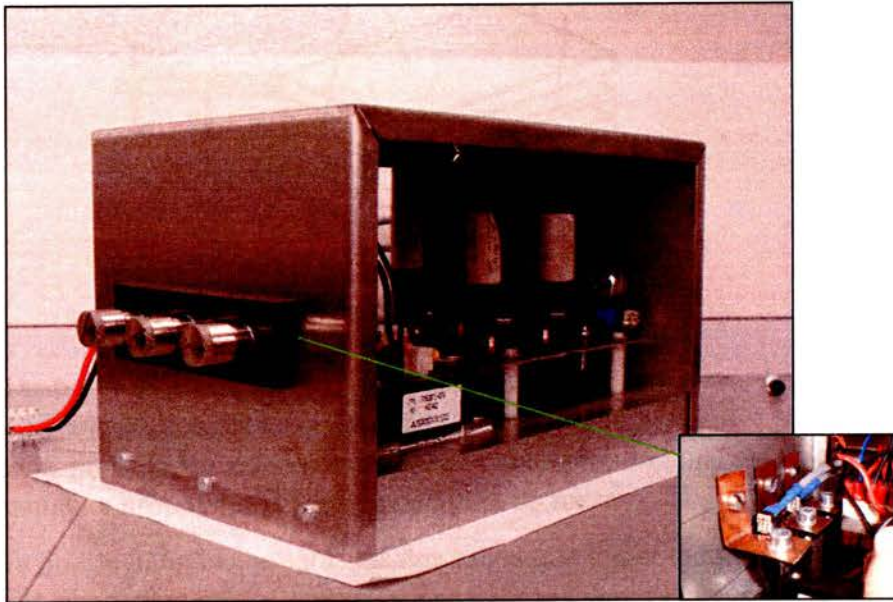


Figura 19 - Aspecto Final do conversor. Sensores de corrente totalmente integrados no sistema do CEP.

Os sensores de corrente estão inseridos nas extremidades da caixa, mais uma vez o contacto é feito com a maior secção possível de forma a não oferecer resistência à passagem de corrente minimizando assim as quedas de tensão dado que estamos na presença de baixa tensão.

4.7.1 Filtro de entrada

O filtro de entrada composto por um banco de condensadores foi inserido para reduzir o efeito da indutância dos cabos que ligam a unidade de alimentação ao circuito de potência.

Tal como é descrito em [19] ao ser inserido um banco de condensadores próximo dos terminais do semiconductor passa a existir um caminho com baixa impedância para as correntes de altas-frequências no decorrer das comutações do MOSFET. Resulta com este processo uma redução no overshoot tanto no sinal de corrente como no de tensão, ambos associados ao MOSFET. Para reduzir o *ripple* nos sinais de tensão e de corrente recorre-se a uma topologia do tipo **Busbar** para o barramento DC.

4.7.2 Busbar

A estrutura de um *busbar* (Figura 20) é definida por duas placas condutoras paralelas de condutividade σ ($1(\Omega\text{m})^{-1}$) separadas por um material isolante com permissividade ϵ_r , permeabilidade μ_r e resistividade ρ_r . As dimensões mecânicas são o comprimento (l), a largura (w), a espessura (t) e a distância entre as duas placas (m).

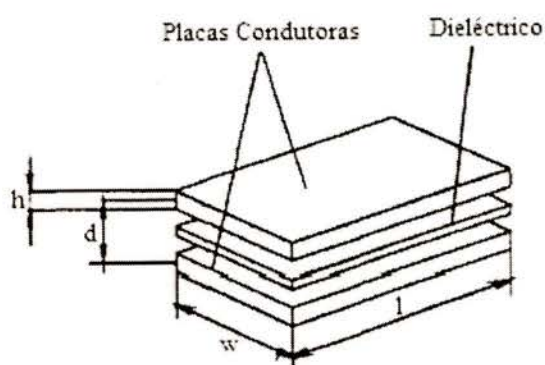


Figura 20 - Estrutura física do busbar.

A estrutura do Busbar permite relacionar as suas características físicas, nomeadamente, as suas dimensões e as suas características eléctricas. Assim e tendo presente a análise em [19], o valor da indutância parasita do condutor é directamente proporcional ao comprimento do condutor e inversamente proporcional à largura e altura do mesmo.

Sintetizando, para que as indutâncias parasitas dos cabos que ligam todo o sistema CEP sejam reduzidas, torna-se necessário que o tamanho das ligações seja reduzido ao máximo e que essas mesmas ligações sejam feitas com condutores com a maior secção possível.

4.7.3 Módulo

A selecção do módulo de potência mais apropriado para uma determinada aplicação está dependente de três considerações principais:

- Capacidade de tensão de bloqueio necessária;
- Calibre de corrente associado ao módulo sobre condições específicas de arrefecimento;
- SOA (Safe Operating Area).

Em nenhuma circunstância devem ser ultrapassados os valores relativos à tensão de bloqueio, corrente de pico, temperatura do canal e SOA indicados no documento técnico quer o funcionamento seja estático ou seja dinâmico. O mesmo se aplica ao encapsulamento do módulo, isto é, tensões de isolamento, nível de vibração admissível, resistência mecânica e instruções para montagem.

Para aplicações de baixa potência como é o caso, o valor da resistência r_{DS} é muito importante. O seu valor tem de ser o mais baixo possível para que a queda de tensão daí resultante não seja uma condicionante para a eficiência do inversor.

O módulo composto por MOSFETS apresenta algumas vantagens em comparação ao módulo de IGBTs. A mais relevante é a garantia de suportar o efeito avalanche sem a necessidade de inclusão de circuitos snubber.

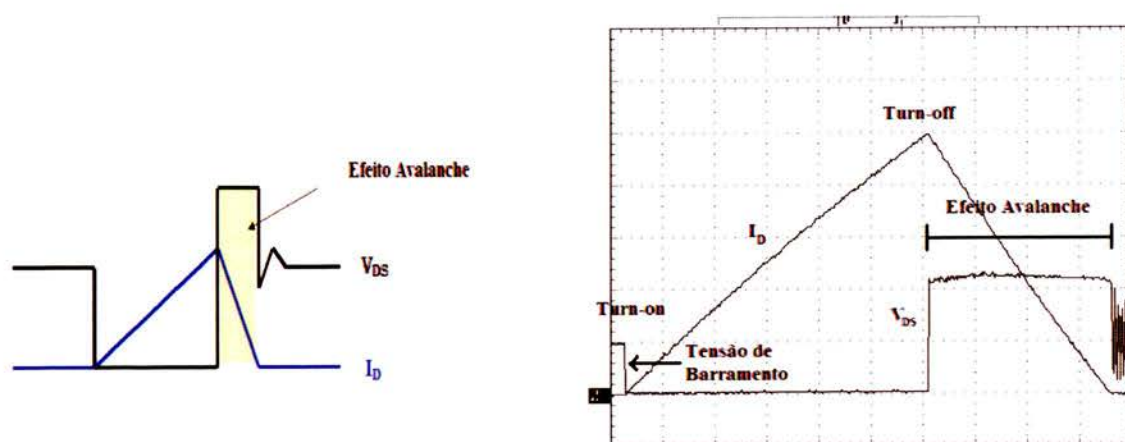


Figura 21 – Efeito Avalanche.

Outras vantagens:

- O facto de ser uma solução integrada possibilita uma redução no espaço. Aspecto muito importante quando a aplicação final são veículos de propulsão eléctrica;
- A existência de conectores no exterior do equipamento facilita a interligação do circuito de interface ao módulo de potência;
- O equipamento tem na sua parte inferior, uma base para dissipação de calor. Todas as partes internas do módulo (MOSFETs, ligações) estão isoladas da base inferior. É assim possível a fixação do módulo a uma qualquer base para gestão da sua temperatura interna sem que o equipamento seja colocado em risco.

O módulo é bastante flexível uma vez que possibilita uma variedade de ligações entre comutadores. Um exemplo é a ligação dos terminais de Gate dos MOSFETs superiores ou inferiores aos respectivos terminais de Source. Obtém-se com esta ligação um chopper com calibre na ordem dos 1800Amp.

4.7.4 Sensorização

A existência de um termistor NTC no interior do módulo de potência faz com que se torne uma mais valia no que respeita ao controlo da temperatura interna do módulo.

O valor máximo de temperatura admissível pelo módulo de potência pode assim ser monitorizado e caso seja atingido, a unidade de controlo desliga o sistema de potência retirando os sinais de controlo que alimentam os semicondutores.

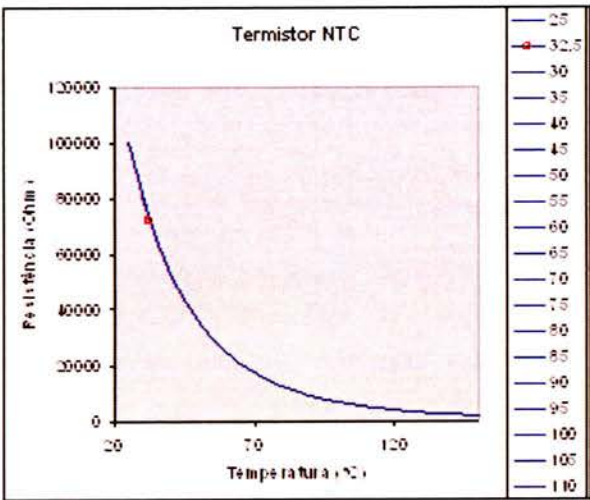


Figura 22 - Característica do termistor NTC.

A corrente do barramento DC e das fases U, V, é monitorizada recorrendo a sensores de efeito de Hall. As características principais deste sensor estão dispostas na Figura 23.

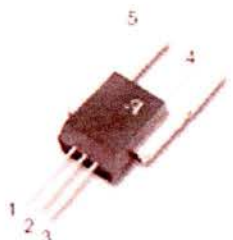
	Imax	Sensibilidade	V ₀ para I _{med} = 0A
	(A)	(mV/A)	(V)
	200	10	VCC/2

Figura 23 - Características do sensor de corrente ACS754.

Os sensores de corrente foram inseridos no circuito de potência de forma a não criarem problemas no que diz respeito a indutâncias parasitas. O estreitamento do caminho da corrente, provocado pela passagem da corrente pelo interior do sensor pode de alguma forma significar o aparecimento de indutâncias parasitas. Para ultrapassar este problema, o sensor foi adaptado. A adaptação passou pela junção de duas placas de cobre, com elevada secção para promover um contacto maior e consequentemente menor resistência à passagem da corrente.

Os sinais dos sensores de corrente (2 barramento DC, 2 Fases U e V) são passados ao circuito de protecção que em caso de uma falha isola a mesma por sinalização e é gerado um sinal

adaptado. A adaptação passou pela junção de duas placas de cobre, com elevada secção para promover um contacto maior e consequentemente menor resistência à passagem da corrente.

Os sinais dos sensores de corrente (2 barramento DC, 2 Fases U e V) são passados ao circuito de protecção que em caso de uma falha isola a mesma por sinalização e é gerado um sinal para inibição do circuito de interface.

A comunicação com a unidade de protecção é realizada recorrendo a cabo blindado, uma vez que o ambiente em que estão inseridos os sensores é rico em interferência electromagnética (EMI), fruto da natureza do conversor.

5 Resultados Experimentais

De seguida são apresentados alguns exemplos de formas de onda recolhidos do inversor de tensão quando este alimenta um motor.

Unidade de controlo: Digital (Controlo escalar V/f).

Unidade de alimentação: 2 baterias 12V.

Motor: 1.2 kW, 24V, 50Hz.

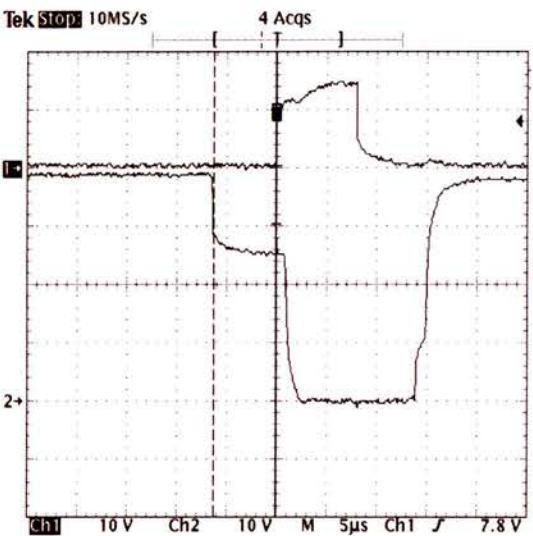
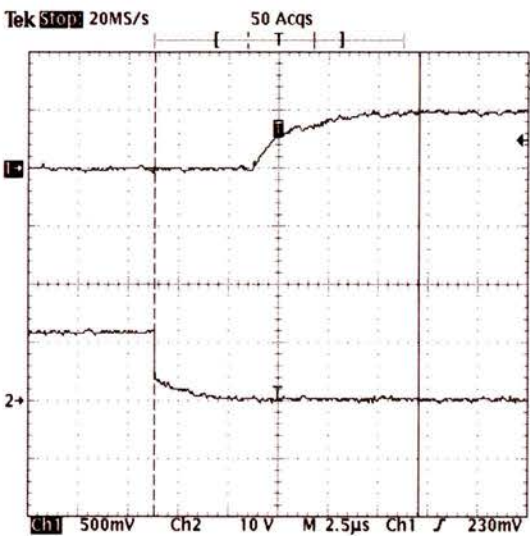
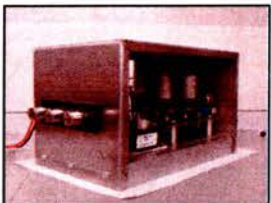


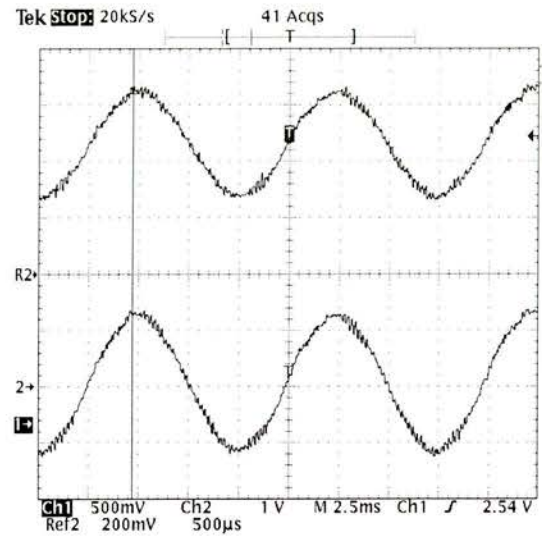
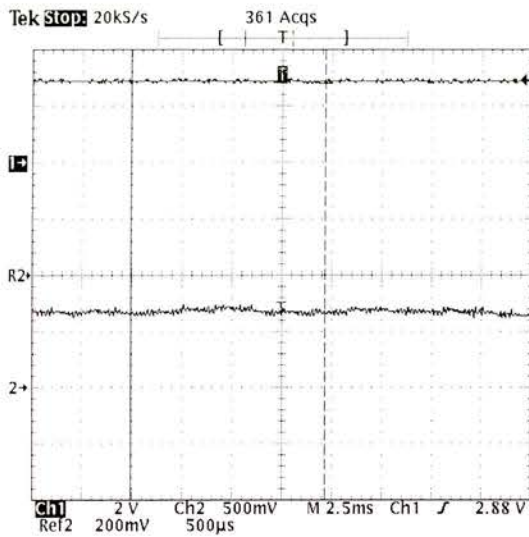
Figura 24 - Dead-time sinal de comando(esq); V_{GS} MOS Superior e Inferior (dir.).

A

Figura 24 (esq.) diz respeito à afectação dos sinais de controlo de um tempo morto (dead-time) para assegurar que condições anómalas não se façam sentir. Neste ensaio foi tomado um valor de 5 microsegundos.

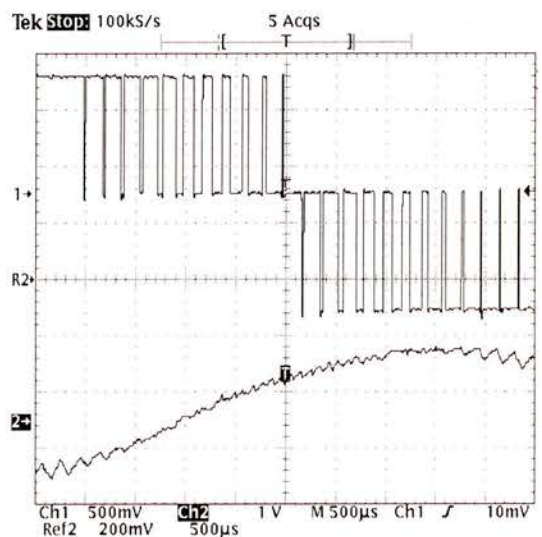
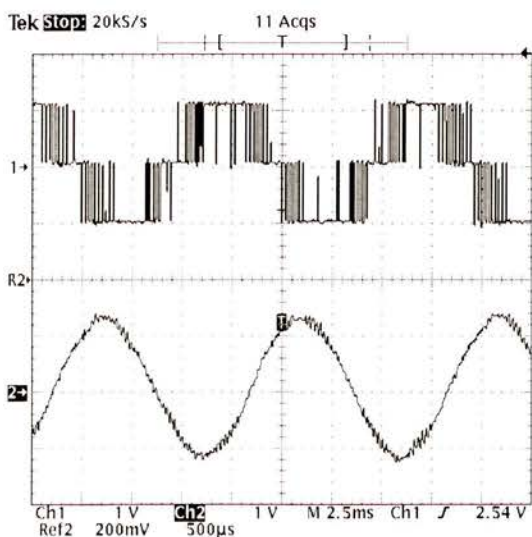
A

Figura 24 (dir.) apresenta os sinais relativos às tensões aplicados às Gates de dois MOSFET's de um mesmo braço. É notória a alternância entre o estado ON e o estado OFF dos semicondutores, assim como a existência do tempo morto entre eles.


 Figura 25- I_{DC} (esq.); I_U (dir.).

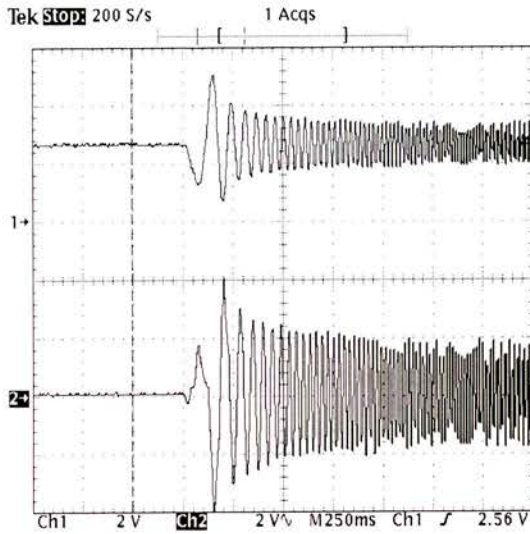
A figura 25 (esq.) representa a medida da corrente no barramento DC por dois métodos diferentes. O sinal superior diz respeito à medida do sensor de corrente. O ganho associado ao sensor é de 40 mV/A. O sinal inferior representa a mesma variável mas desta vez medida recorrendo a uma pinça amperimétrica com ganho 100mV/A.

A figura 25 (dir.) permite validar a medida recolhida pelo sensor de corrente uma vez que ambos os sinais dizem respeito à mesma variável, isto é, a intensidade de corrente de uma fase do motor.


 Figura 26 - V_{UV} e I_U (esq) ; Detalhe de V_{UV} e I_U (dir.).

Na figura 26 (esq.) são realizadas duas medidas distintas. O sinal superior diz respeito à tensão composta que surge aos terminais de duas fases da carga. A corrente de fase está representada no sinal inferior. Possível visualizar o efeito do sinal de PWM sobre a onda da corrente de saída do conversor.

Com um maior detalhe, a figura 26 (dir.) apresenta os dois sinais anteriores.



A Figura 27 demonstra o comportamento do sinal de corrente numa das fases do motor, numa situação de transição. O motor inicialmente encontra-se em repouso passando a rodar respeitando a lei de controlo em malha aberta V/f.

O valor da intensidade de corrente no arranque do motor ultrapassa o triplo da corrente em steady-state.

O circuito de protecção tem de estar preparado para este tipo de situações que apresentam como normais. Não pode ser encarado como uma situação de falha.

Figura 27 - I_U numa situação de arranque.

6 Conclusão e futuros desenvolvimentos

Os subsistemas: inversor de tensão, sensorização, interface e protecção interagiram tal como pretendido.

A interface existente entre a unidade de comando e o circuito de potência foi validada sobre condições de funcionamento variadas, tendo se comportado tal como o esperado.

O controlo em malha aberta recorrendo ao controlador digital V/f possibilitou validar o circuito de protecção. O sistema de protecção respondeu com rapidez e fiabilidade às situações de falha a que o inversor foi submetido.

O CEP está preparado para ser inserido em sistemas futuros dada a sua flexibilidade e robustez tanto ao nível físico como eléctrico.

A utilização de uma solução integrada permitiu redução de espaço e simplificação de ligações, características muito importantes em veículos de propulsão eléctrica.

A estrutura adoptada para o barramento DC (Busbar) resultou numa solução eficaz em termos de interferência electromagnética (EMI), uma vez que a tensão de barramento se apresentou estável.

A disposição física dos sinais de comando, no interior do CEP, é de extrema importância uma vez que um requisito é estarem distanciados de possíveis fontes de ruído, quer das linhas do barramento DC (elevado gradiente de corrente), quer das fases do motor trifásico (elevado gradiente de tensão) para que a EMI não interfira no comando.

Os sensores de efeito de Hall utilizados no projecto demonstraram fiabilidade nas leituras efectuadas, e apresentaram-se como uma solução prática dada a facilidade em adquirir a leitura.

O módulo de potência apresentou-se como a escolha acertada tendo presente a aplicação para a qual se insere. Demonstrou-se uma solução bastante integrada e simples de interligar com outros subsistemas dado a disponibilidade de conectores que oferece. A não necessidade de circuitos de snubber é uma mais valia na escolha desta topologia face à topologia discreta.

Como futuros desenvolvimentos destacam-se os seguintes pontos:

- Construção de uma segunda unidade CEP para teste de diferencial electrónico;
- Construção de uma solução discreta como segunda versão do CEP;
- Dotar o CEP de capacidade regenerativa;
- Expandir o número de variáveis a serem monitorizadas no interior do CEP.

7 Referências e Bibliografia

- [1] Environmental Protection Agency: <http://www.epa.gov>
- [2] European Environmental Agency: <http://www.eea.europa.eu>
- [3] M. Ehsani, Y. Gao and S. Gay, "Characterization of Electric Motor Drives for Traction Applications", *Industrial Electronics*, vol.1, pp. 891-896, Nov. 2003
- [4] C.C. Chan, Y.S. Wong, "The state of the art of electric vehicles technology", in *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 1, 2004 pp. 46-57
- [5] K. T. Chau, Y.S. Wong, and C.C. Chan, "An overview of energy sources for electric vehicles", *Energy Conv. Manage*, vol. 40, no. 10, pp. 1021-1039, Julho 1999
- [6] Joeri Van Mierlo, Peter Van den Bossche and Gaston Maggetto, "Models of energy sources for EV and HEV: fuel cells, batteries, ultracapacitors, flywheels and engine-generators", *Journal of Power Sources*, vol. 128, pp. 76-89, Março 2004
- [7] Projecto CUTE (Clean Urban Transport for Europe): <http://www.fuel-cell-bus-club.com>
- [8] M. Ehsani, K.M. Rahman, H.A. Toliyat, "Propulsion system design of electric and hybrid vehicles", *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, vol. 44, Issue 1, Feb. 1997, pp.19-27
- [9] Mehrdad. Ehsani, Yimin Gao, Sébastien Gay; "Characterization of Electric Motor Drives for Traction Applications", 2003
- [10] G. P. Rao, H. Unbehauen, "Identification of continuous time systems", *Control Theory and Applications, IEEE Proceedings*, vol.153, p. 185-220, Março 2006
- [11] R. M. Araújo, "Modelação, identificação e controlo do motor de indução trifásico", *Dissertação de Doutoramento, FEUP*, 2001
- [12] D. W. Novotny e T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, 1996
- [13] S. J. Stephen, "Electric Machinery Fundamentals", WCB Mc-Graw Hill, 1999
- [14] G. P. Rao, H. Unbehauen, "A review of identification in continuous-time systems", *Annual Reviews in Control*, vol.22, p. 145-171, 1998
- [15] M.P. Kazmierkowski and W. Sulkowski, "A Novel Vector Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive", *Industrial Electronics*, 1991
- [16] Ned Mohan, Tore M. Underland, William P. Robbins, "Power Electronics, Converters, Applications, and Design", John Wiley & Sons, INC., 1995

- [17] P.Salvati, F.Brucci, A. De Medici, "Sinusoidal Inverter Using SEMITOP® modules for EV applications"
- [18] P.Salvati, F.Brucci, A. De Medici, "Low Cost Driver for SEMITOP® Inverter" Semikron "Application Manual"
- [19] C. Cardoso, J. Ferreira, V. Alves, "ElectriKart: Projecto e Execução de um Kart Eléctrico", FEUP, 2005
- [20] C. Cardoso, J. Ferreira, R. Araújo, "Controlador de Baixo Custo para Motores de Indução Trifásicos", FEUP, 2006
- [21] Dave Wilson, Bill Lucas, "Ready-to-use AC Induction Motor Controller IC for Low-Cost variable Speed Application", Freescale Semiconductor, 2005
- [22] Mitsubishi Electric Corporation, "Performance Curves of FM600TU", Application Note, Janeiro 2005
- [23] Mitsubishi Electric Corporation, "Tentative: Electrical Characteristics", Application Note, Janeiro 2005
- [24] Allegro ACS754 Current Sensor Datasheet, "Current Sensor: ACS754xCB-130"



Programa Operacional Ciência e Inovação 2010

APRESENTAÇÃO DO PLANO DE AÇÃO DE INVESTIGACÃO E INOVAÇÃO





FACULDADE DE ENGENHARIA
UNIVERSIDADE DO PORTO

BIBLIOTECA



0000105214