

**Controlo de um conversor AC-DC-AC para turbinas eólicas  
baseadas no PMSG**

**João Paulo Rodrigues Bulhosa**

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em

**Engenharia Industrial**

**Ramo Engenharia Electrotécnica**

Dissertação realizada sob a orientação de

Professor Doutor A. Vicente T. Leite, do Departamento de Electrotecnicia

**Setembro de 2009**

## **Dedicatória**

Dedico este trabalho aos meus pais, irmã e cunhado.

Aos meus pais, pelo carinho, apoio e incentivo que me transmitiram. À minha irmã e cunhado, pela paciência que demonstraram ter no decorrer deste trabalho.

## **Agradecimentos**

Gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor Doutor A. Vicente T. Leite, pela ajuda e disponibilidade prestada no IPB e durante a minha estadia em Madrid.

Ao Mestre José Baptista, Mestre Susana Freitas, e o técnico Filipe pela disponibilidade prestada.

Ao Jose Igancio Cruz Cruz, Luis Arribas Paz, Marcos Lafoz Pastor, e todos que trabalharam comigo directamente e indirectamente no decorrer do estágio em Madrid.

Ao Nelson Louçano e Pedro Rodrigues que sempre me apoiaram no decorrer do trabalho quer em Bragança, quer em Madrid.

E, finalmente, aos meus pais, à minha irmã e ao meu cunhado, o meu obrigado pela compreensão e o apoio que prestaram no decorrer deste trabalho.

## Resumo

A dissertação teve como objectivo o estudo e implementação do controlo de um conversor AC-DC-AC, constituído por um conversor DC/DC elevador e um inversor de tensão monofásico, para efectuar a ligação à rede de turbinas eólicas baseadas no gerador síncrono de ímanes permanentes.

O controlo global do conversor AC-DC-AC seguiu uma estratégia na qual o controlo do conversor elevador e do inversor de tensão monofásico é implementado de modo independente. O primeiro visa maximizar a potência extraída da turbina através da implementação de um algoritmo de seguimento do ponto de potência máxima (MPPT), enquanto o segundo tem a função de extrair toda a energia proveniente do primeiro fornecendo-a à rede eléctrica com factor de potência unitário. Isto é conseguido com controlo em corrente através do qual se procura garantir que a corrente gerada pelo inversor está em fase com a tensão da rede.

O desenvolvimento do controlo foi realizado no programa *Simulink*. Os controladores foram dimensionados, implementados, testados e validados progressivamente, de modo a minimizar o número de parâmetros a ajustar ao mesmo tempo.

Foi desenvolvida uma interface gráfica, utilizando o programa ControlDesk, para permitir os ajustes necessários dos controladores e visualização de diversas variáveis do sistema. Esta fase do trabalho foi desenvolvida no Instituto Politécnico de Bragança, com vista à implementação prática.

Os trabalhos continuaram com a realização de um estágio, no âmbito do programa Erasmus, no CIEMAT – Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas e posteriormente no CEDEX - Centro de Estudios y Experimentación de Obras Públicas, em Madrid.

No CIEMAT foi apresentado o estado de desenvolvimento dos realizados no IPB, tendo em vista a implementação laboratorial. Os primeiros resultados experimentais foram obtidos no CEDEX com o controlo do conversor elevador.

**Palavras-chave:** Controlo de conversores electrónicos, PMSG, Energia eólica.

## **Abstract**

The goal of this dissertation was the analysis, implementation and control of an AC-DC-AC power converter built with a DC/DC step-up converter and a single phase inverter for grid-tied wind turbines based on permanent magnet synchronous generator.

The overall control of the converter AC-DC-AC followed a strategy in which the control of the step-up converter and the single phase inverter was implemented independently. The first is used to maximize the power available in the wind turbine through the implementation of an algorithm for the maximum power point tracking (MPPT), while the second is used to capture all the energy provided by the first and send it to the grid with unit power factor. This is achieved with current control of the inverter in order to ensure that the current generated by the inverter is in phase with the mains voltage.

The development of the monitoring program was carried out with the software Simulink. The PI controllers were designed, implemented, tested and validated step-by-step to minimize the number of parameters to adjust the same time.

A graphical interface was developed using the software ControlDesk to allow suitable adjustments of the control, and display several variables of the system. This stage of work was developed at the Instituto Politécnico de Bragança, in view of the practical implementation.

The work continued during an internship within the framework of Erasmus in CIEMAT - Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas and later in CEDEX - Centro de Estudios y Experimentación de Obras Públicas, in Madrid.

In CIEMAT, the state of development of the work developed in IPB was presented, and continued in view of the implementation in laboratory. The first experimental results were obtained in CEDEX with the control of the step-up converter.

**Word-key:** Control of power converters, PMSG, Wind energy.

## Índice

1.	Introdução .....	1
2.	Estado da Arte .....	3
2.1.	Evolução das diferentes estruturas de potência dos sistemas eólicos .....	3
2.2.	Descrição da estrutura de potência adoptada .....	5
2.3.	Descrição de algumas leis de controlo .....	7
3.	Modelação e controlo do conversor AC-DC-AC .....	10
3.1.	Controlador PI .....	10
3.2.	Inversor de tensão monofásico .....	11
3.2.1.	Controlador PI de corrente .....	11
3.2.1.1.	Modelação .....	12
3.2.1.2.	Dimensionamento dos parâmetros .....	14
3.2.1.3.	Métodos alternativos para a determinação dos parâmetros .....	15
3.2.1.4.	Afinação do controlador em MATLAB/Simulink .....	16
3.2.1.5.	Implementação em MATLAB/Simulink .....	17
3.2.2.	Controlador PI da tensão do barramento DC .....	18
3.2.2.1.	Modelação .....	19
3.2.2.2.	Dimensionamento dos parâmetros .....	21
3.2.2.3.	Afinação do controlador em MATLAB/Simulink .....	22
3.2.2.4.	Implementação em MATLAB/Simulink .....	23
3.3.	Conversor DC/DC elevador .....	23
3.3.1.	Obtenção do <i>duty-cycle</i> .....	24
3.3.2.	Controlador PI de corrente ( $i_{Lc}$ ) .....	25
3.3.2.1.	Modelação .....	26
3.3.2.2.	Dimensionamento dos parâmetros .....	27
3.3.2.3.	Afinação do controlador em MATLAB/Simulink .....	28
3.3.2.4.	Implementação em MATLAB/Simulink .....	29
3.3.3.	Controlador PI de velocidade .....	29
3.3.3.1.	Modelação .....	30
3.3.3.2.	Dimensionamento dos parâmetros .....	32
3.3.3.3.	Afinação do controlador em MATLAB/Simulink .....	33
3.3.3.4.	Implementação em MATLAB/Simulink .....	34
3.3.4.	Algoritmo de seguimento do ponto de potência máxima (MPPT) .....	34
3.3.4.1.	Implementação em MATLAB/Simulink .....	36
4.	Descrição da plataforma experimental .....	38
4.1.	<i>Hardware</i> .....	38
4.1.1.	Carta de controlo .....	38
4.1.2.	Interface painel da carta de controlo – inversor de tensão .....	39
4.1.3.	Interligação da dSPACE com Interface .....	40

4.1.4.	Medida de tensão e corrente .....	41
4.2.	<i>Software</i> da carta de controlo .....	42
4.2.1.	Real Time Interface (RTI) .....	42
4.2.2.	ControlDesk.....	43
4.3.	Funcionamento em tempo real.....	44
4.3.1.	Diagrama de controlo em <i>Simulink</i> .....	44
4.3.2.	Interface com o utilizador, no ControlDesk.....	48
5.	Trabalho desenvolvido no CIEMAT e CEDEX .....	50
5.1.	Componentes passivos.....	50
5.2.	Implementação em MATLAB/ <i>Simulink</i> no CIEMAT.....	50
5.2.1.	Controlo do inversor com energia proveniente de uma bateria.....	51
5.2.2.	Simulação de todo o sistema.....	53
5.2.2.1.	Inversor de tensão monofásico.....	53
5.2.2.2.	Conversor DC/DC elevador.....	54
5.3.	Trabalho desenvolvido no CEDEX .....	58
5.3.1.	Diagrama de blocos em MATLAB/ <i>Simulink</i> para o controlo em tempo real .....	60
5.3.2.	Aplicação Prática .....	63
6.	Conclusões e perspectivas de desenvolvimento .....	67
	Referencias Bibliográficas .....	68

## Índice de figuras

<b>Figura 1-1:</b> Fotografia de uma turbina eólica obtida durante a visita ao Parque eólico Marachón – Guadalajara.	1
<b>Figura 2-1:</b> Turbina eólica, com GI, sem electrónica de potência.	3
<b>Figura 2-2:</b> Tecnologia com alguma electrónica de potência.	4
<b>Figura 2-3:</b> Tecnologia com utilização generalizada de electrónica de potência.	4
<b>Figura 2-4:</b> Configuração da estrutura de potência adoptada.	5
<b>Figura 2-5:</b> Controlo em malha fechada da velocidade.	6
<b>Figura 2-6:</b> Diagrama de blocos de controlo do inversor.	7
<b>Figura 2-7:</b> Controlo do conversor DC/DC elevador.	9
<b>Figura 2-8:</b> Controlo do <i>duty-cycle</i> .	9
<b>Figura 3-1:</b> Diagrama de blocos do controlador em malha fechada.	10
<b>Figura 3-2:</b> Inversor de tensão.	11
<b>Figura 3-3:</b> Diagrama de blocos do controlo do inversor de tensão, com tensão no barramento DC constante.	11
<b>Figura 3-4:</b> Controlo em corrente do inversor de tensão.	11
<b>Figura 3-5:</b> Diagrama de blocos do sistema modelado.	12
<b>Figura 3-6:</b> Esquema de ligação do inversor de tensão à rede.	12
<b>Figura 3-7:</b> Diagrama de blocos do inversor de tensão modelado.	13
<b>Figura 3-8:</b> Ajustagem do PI de corrente em MATLAB/Simulink – inversor de tensão.	16
<b>Figura 3-9:</b> Implementação MATLAB/Simulink do controlo em corrente do inversor de tensão.	17
<b>Figura 3-10:</b> Controlador PI da tensão no barramento DC.	18
<b>Figura 3-11:</b> Diagrama de blocos do sistema modelado.	18
<b>Figura 3-12:</b> Representação do inversor de tensão monofásico.	19
<b>Figura 3-13:</b> Inversor modelado, como uma fonte de corrente.	19
<b>Figura 3-14:</b> Diagrama de blocos de controlo da tensão no barramento DC.	20
<b>Figura 3-15:</b> Ajustagem do PI de tensão em MATLAB/Simulink – inversor de tensão.	22
<b>Figura 3-16:</b> Implementação MATLAB/Simulink do PI de tensão – inversor de tensão.	23
<b>Figura 3-17:</b> Gerador PMSG com o conversor DC/DC elevador.	23
<b>Figura 3-18:</b> Controlo do conversor DC/DC elevador.	24
<b>Figura 3-19:</b> Controlo do <i>duty-cycle</i> .	25
<b>Figura 3-20:</b> Controlador PI da corrente $i_{Lc}$ .	25
<b>Figura 3-21:</b> Diagrama de blocos do sistema modelado.	25
<b>Figura 3-22:</b> Diagrama de blocos do controlo da corrente $i_{Lc}$ .	26
<b>Figura 3-23:</b> Ajustagem do PI da corrente em MATLAB/Simulink.	28
<b>Figura 3-24:</b> Implementação em MATLAB/Simulink do PI da corrente na bobina do conversor DC/DC.	29
<b>Figura 3-25:</b> Controlador PI da velocidade do gerador.	29
<b>Figura 3-26:</b> Diagrama de blocos do sistema modelado.	30
<b>Figura 3-27:</b> Diagrama de blocos do controlo de velocidade do gerador eólico.	32
<b>Figura 3-28:</b> Ajustagem do PI de velocidade em MATLAB/Simulink.	33
<b>Figura 3-29:</b> Implementação MATLAB/Simulink do PI de velocidade.	34

<b>Figura 3-30:</b> Algoritmo de MPPT ilustrado nas características $P-\omega$ .....	35
<b>Figura 3-31:</b> Diagrama de blocos do MPPT. ....	36
<b>Figura 3-32:</b> Bloco do MPPT implementado em MATLAB/ <i>Simulink</i> . ....	36
<b>Figura 3-33:</b> Diagrama de blocos de implementação do algoritmo de MPPT. ....	37
<b>Figura 4-1:</b> Diagrama de blocos da plataforma experimental. ....	38
<b>Figura 4-2:</b> Carta de controlo DS1103. ....	38
<b>Figura 4-3:</b> Placa de interface entre o painel da carta de controlo da <i>dSPACE</i> e o inversor .....	39
<b>Figura 4-4:</b> Inversor de tensão a MOSFETs. ....	40
<b>Figura 4-5:</b> Painel CP1103. ....	40
<b>Figura 4-6:</b> Circuito experimental de medida de tensão e corrente. ....	41
<b>Figura 4-7:</b> Circuito final de medida de tensão e corrente. ....	42
<b>Figura 4-8:</b> Blocos da livraria RTI integrada no <i>Simulink</i> . ....	43
<b>Figura 4-9:</b> ControlDesk. ....	44
<b>Figura 4-10:</b> Diagrama principal do esquema de controlo implementado. ....	45
<b>Figura 4-11:</b> Bloco DS1103SL_DSP_PWMINT. ....	45
<b>Figura 4-12:</b> Bloco MEASURE&CONTROL. ....	46
<b>Figura 4-13:</b> Bloco CONTROL. ....	46
<b>Figura 4-14:</b> Diagrama de blocos de controlo do inversor. ....	47
<b>Figura 4-15:</b> Protecção do sistema. ....	48
<b>Figura 4-16:</b> Interface gráfica no ControlDesk. ....	49
<b>Figura 5-1:</b> Implementação em MATLAB/ <i>Simulink</i> do PI de corrente com bateria (CIEMAT). ....	51
<b>Figura 5-2:</b> Implementação MATLAB/ <i>Simulink</i> do PI de tensão com bateria – inversor de tensão (CIEMAT). ....	52
<b>Figura 5-3:</b> Implementação MATLAB/ <i>Simulink</i> do PI de corrente – inversor de tensão (CIEMAT). ....	53
<b>Figura 5-4:</b> Implementação MATLAB/ <i>Simulink</i> do PI de tensão – inversor de tensão (CIEMAT). ....	54
<b>Figura 5-5:</b> Implementação em MATLAB/ <i>Simulink</i> do PI de corrente – conversor DC/DC (CIEMAT). ....	56
<b>Figura 5-6:</b> Implementação em MATLAB/ <i>Simulink</i> do PI de velocidade (CIEMAT). ....	57
<b>Figura 5-7:</b> Implementação em MATLAB/ <i>Simulink</i> do PI de corrente – conversor DC/DC (CEDEX). ....	58
<b>Figura 5-8:</b> Implementação em MATLAB/ <i>Simulink</i> do controlador por histerese – conversor DC/DC. ....	59
<b>Figura 5-9:</b> Diagrama de blocos do controlo em <i>Simulink</i> . ....	60
<b>Figura 5-10:</b> Bloco MEASURE. ....	61
<b>Figura 5-11:</b> Bloco CONTROL. ....	61
<b>Figura 5-12:</b> Interface gráfica no ControlDesk. ....	62
<b>Figura 5-13:</b> Plataforma experimental. ....	63
<b>Figura 5-14:</b> Fonte de alimentação. ....	64
<b>Figura 5-15:</b> IGBT e Barramento DC. ....	64
<b>Figura 5-16:</b> Carga e Indutância. ....	65
<b>Figura 5-17:</b> Drivers do IGBT. ....	65
<b>Figura 5-18:</b> Alimentação dos drivers e conector da <i>dSPACE</i> . ....	66
<b>Figura 5-19:</b> Painel CLP 1104. ....	66

## Índice de tabelas

<b>Tabela 3-1:</b> Parâmetros de acordo com as regras ( $T_s \rightarrow 0$ ).....	15
<b>Tabela 3-2:</b> Parâmetros do controlador PI de corrente – inversor de tensão.....	17
<b>Tabela 3-3:</b> Parâmetros do controlador PI de tensão – inversor de tensão.....	22
<b>Tabela 3-4:</b> Parâmetros do controlador PI da corrente ( $i_{Lc}$ ).....	28
<b>Tabela 3-5:</b> Parâmetros do controlador PI da velocidade ( $\omega_m$ ).....	33
<b>Tabela 4-1:</b> Conector digital I/O.....	40
<b>Tabela 4-2:</b> Conector slave I/O.....	41
<b>Tabela 5-1:</b> Valores dos componentes passivos.....	50
<b>Tabela 5-2:</b> Parâmetros do transformador.....	50
<b>Tabela 5-3:</b> Parâmetros do controlador PI de corrente – inversor de tensão (bateria).....	51
<b>Tabela 5-4:</b> Parâmetros do controlador PI de tensão – inversor de tensão (bateria).....	52
<b>Tabela 5-5:</b> Parâmetros do controlador PI de corrente – inversor de tensão.....	53
<b>Tabela 5-6:</b> Parâmetros do controlador PI de tensão – inversor de tensão.....	54
<b>Tabela 5-7:</b> Parâmetros do controlador PI da corrente $i_{Lc}$ .....	54
<b>Tabela 5-8:</b> Parâmetros do controlador PI da velocidade $\omega_m$ .....	55
<b>Tabela 5-9:</b> Parâmetros do controlador PI de corrente – conversor DC/DC elevador (CEDEX).....	58
<b>Tabela 5-10:</b> Conector CP18.....	63

## Lista de abreviaturas

<i>Abreviatura</i>	
CEDEX	Centro de Estudios y Experimentación de Obras Públicas
CIEMAT	Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas
CI	Circuito Integrado
$G_{OL}$	Ganho em malha aberta
$G_{CL}$	Ganho em malha fechada
GI	Gerador de Indução
IPB	Instituto Politécnico de Bragança
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PMSG	Gerador Síncrono de Ímanes Permanentes
RTI	<i>Real Time Interface</i>

## Lista de símbolos

<i>Símbolos</i>	
AC	Corrente Alternada ( <i>Alternating Current</i> )
$C_{in}$	Condensador de filtragem
DC	Corrente Contínua ( <i>Direct Current</i> )
D	<i>Duty-Cycle</i>
$I_c$	Corrente no barramento DC (diagrama de blocos)
$I_{dc}$	Corrente no barramento DC
$i_d$	Corrente à saída do conversor elevador
$i_L^*$	Corrente de referência à saída do inversor
$i_L$	Corrente da rede (medida)
$i_{Lc}^*$	Corrente de referência da bobina do conversor elevador
$I_L$	Valor máximo (amplitude) da corrente da rede (gerada pelo inversor)
$i_{Lc}$	Corrente da bobina do conversor elevador (medida)
$I_m^*$	Valor máximo (amplitude) da corrente
$I_{inv}$	Corrente do diagrama de controlo
$I_{peak}$	Corrente à entrada do inversor
$m_a$	Índice de modulação em amplitude, utilizado no PWM
$m_f$	Índice de modulação em frequência, utilizado no PWM
$P_{DC}$	Potência no barramento DC
PI	Controlador Proporcional Integral
$P_{in}$	Potência à entrada do inversor de tensão
$P_n$	Potência nominal do Gerador Síncrono de Ímanes Permanentes

---

$P_{out}$	Potência à saída do inversor de tensão
$P_I$	Potência à saída da ponte rectificadora
$V_{DC}^*$	Tensão de referência do barramento DC
$V_{DC}$	Tensão do barramento DC (medida)
$v_{comp}$	Tensão de compensação
$V_I$	Tensão à saída do inversor
$V_L$	Tensão da rede
$V_{LL}$	Tensão composta do gerado
$V_d$	Tensão à saída da ponte rectificadora a díodos
$v'$	Sinal de controlo
$\omega_m^*$	Velocidade mecânica de referência
$\omega_m$	Velocidade mecânica medida
$T_{em}^*$	Binário de referência
$T_L$	Binário de carga
$Z_{eq}$	Impedância equivalente

---

## 1. Introdução

A energia eólica é apresentada, hoje em dia, como uma das fontes energéticas mais baratas e com uma tecnologia bastante amadurecida. Os actuais aerogeradores são capazes de produzir electricidade a preços competitivos, comparativamente com as fontes tradicionais. Esta fonte renovável apresenta uma influência ambiental moderada, comparativamente com as outras fontes de produção de electricidade [1]. Em Portugal, a implantação significativa de energia eólica já dá o seu contributo para a redução da dependência energética do país [2], contribuindo com cerca de 8% do consumo total de energia eléctrica.

No final do ano de 2007 a capacidade eólica instalada no mundo era superior a 94.000MW, com uma produção estimada de energia eléctrica superior a 190 TWh, o que representou um crescimento de cerca de 27% face a 2006. A manter este ritmo de crescimento, no ano 2030 a energia eólica poderia satisfazer 29% das necessidades de energia eléctrica a nível mundial [3]. Nesse mesmo ano, em todo o mundo, foi instalada uma potência superior a 20.000 MW. Os maiores mercados foram os Estados Unidos com 5.244MW, a China com 3.449MW, a Espanha com 3.522MW, a Índia com 1.730MW e a Alemanha com 1.667MW [1].

Em Espanha, a energia eólica cobriu mais de 10% da procura de electricidade no ano 2007, e prevê-se que até 2010 suba para 15%.



**Figura 1-1:** Fotografia de uma turbina eólica obtida durante a visita ao Parque eólico Marachón – Guadalajara.

A importância estratégica da energia eólica na actualidade e o papel que a electrónica de potência desempenha na conversão eficiente da energia estão na base do estudo realizado. Ao longo deste trabalho é desenvolvido o controlo de um conversor AC-DC-AC e analisado o seu funcionamento. A estrutura de potência é constituída por um conversor DC/DC elevador e um inversor de tensão monofásico. O estudo realizado visa desenvolver o controlo do conversor para ligação à rede de turbinas eólicas baseadas em geradores síncronos de ímanes permanentes, através de simulação e implementação laboratorial da estrutura de potência adoptada. Inicialmente, o trabalho consistiu no estudo e implementação do controlo do conversor AC-DC-AC em MATLAB/Simulink. A

seguir, foi iniciada a sua implementação no laboratório de Electrónica e Instrumentação do IPB e, posteriormente, no CIEMAT e CEDEX, durante o estágio realizado no âmbito do programa Erasmus.

O trabalho é constituído por seis capítulos. Depois da presente introdução, segue-se o estado da arte. No terceiro capítulo é realizada modulação e o dimensionamento dos controladores utilizados e validados através da sua implementação em MATLAB/*Simulink*.

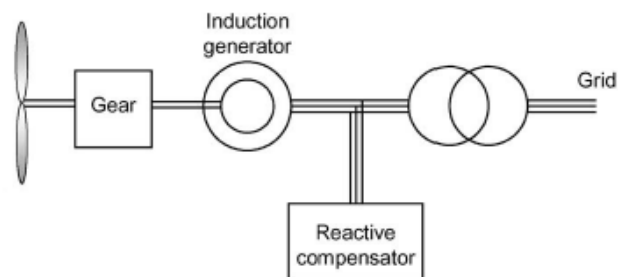
No quarto capítulo é descrito o sistema de desenvolvimento da dSPACE e a plataforma desenvolvida no IPB.

No quinto capítulo é descrito o trabalho efectuado no CIEMAT e no CEDEX. Por fim, no último capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho e as perspectivas de novos desenvolvimentos.

## 2. Estado da Arte

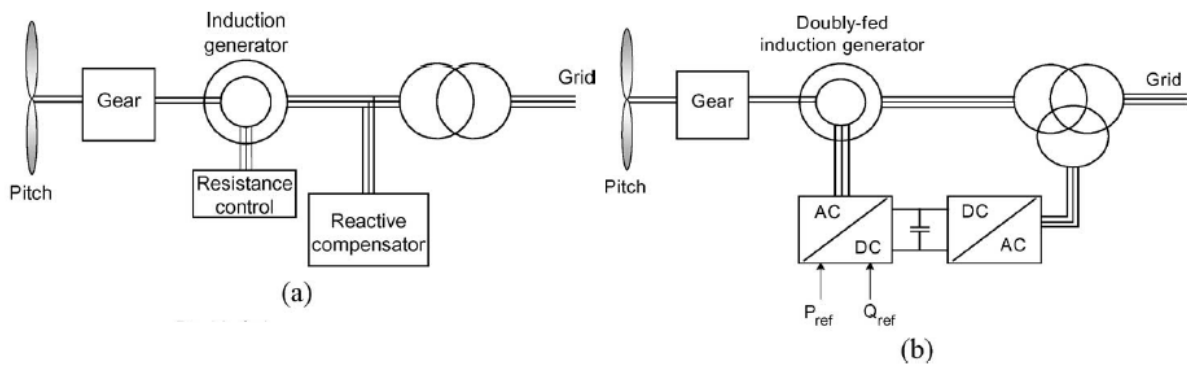
### 2.1. Evolução das diferentes estruturas de potência dos sistemas eólicos

A maioria das turbinas eólicas instaladas actualmente operam a velocidades constantes ou quase constantes. A velocidade angular do rotor é fixa e determinada pela frequência da rede. São caracterizadas por serem fiáveis ao nível construtivo, eléctrico e mecânico [4]. Como a velocidade do vento é muito imprevisível, em algumas situações estas turbinas estavam fora de operação pelo que introduziam muitos problemas na rede. Isto levou a que as turbinas que operam a velocidade variável tivessem um forte crescimento na sua utilização, porque vieram resolver os problemas introduzidos na rede pelas turbinas eólicas de velocidade fixa. A tecnologia pode ser dividida em três categorias [5]: sistemas sem electrónica de potência, sistemas com alguma electrónica de potência e sistemas totalmente controlados por electrónica de potência. Na primeira categoria, a turbina é baseada no gerador de indução (GI) de rotor em gaiola de esquilo. Neste caso, independentemente da variação do binário, a velocidade é mantida quase fixa, com uma variação na ordem de 1 a 2% [5]. A introdução da caixa de velocidades (*gear box*) introduz perturbações e uma elevada taxa de avarias com elevados custos. O controlo da potência, para valores acima da velocidade nominal do vento, é obtido pelas características das pás, designadamente, através da variação do *pitch*. Quando é atingida a velocidade nominal do vento, entram em perda aerodinâmica, implicando uma limitação da potência mecânica fornecida, sendo esta acção de controlo designada de *stall*. Com o aparecimento de um elevado número de turbinas eólicas acima de 1MW desenvolveu-se um novo mecanismo de controlo, designado de *active stall*, de modo a controlar a potência com mais precisão. Para se compensar o consumo de potência reactiva é introduzido um banco de condensadores, em paralelo com o gerador para se obter um factor de potência unitário. Na figura 2-1 está representado o gerador de indução, com controlo aerodinâmico.



**Figura 2-1:** Turbina eólica, com GI, sem electrónica de potência.

A segunda categoria, ainda utiliza o GI, figura 2-2a), mas com rotor bobinado ligado a uma resistência variável, de modo a permitir uma maior variação da velocidade, cerca de 2 a 4%, aproximadamente. O controlo da resistência é realizado com electrónica de potência em baixa tensão, mas com correntes elevadas. Com esta estratégia de controlo consegue-se, também, manter constante a potência à saída, para grandes velocidades de vento. Neste caso, ainda é necessário realizar a compensação da potência reactiva. No entanto, esta estratégia ainda não era satisfatória e a solução encontrada foi a utilização do gerador de indução com rotor bobinado duplamente alimentado, figura 2-2b). O rotor passou a ser alimentado por electrónica de potência, em vez de se controlar a resistência ligada ao mesmo. Contudo, neste caso, só é controlado o rotor e não o fluxo de energia produzida no gerador e enviada para a rede.

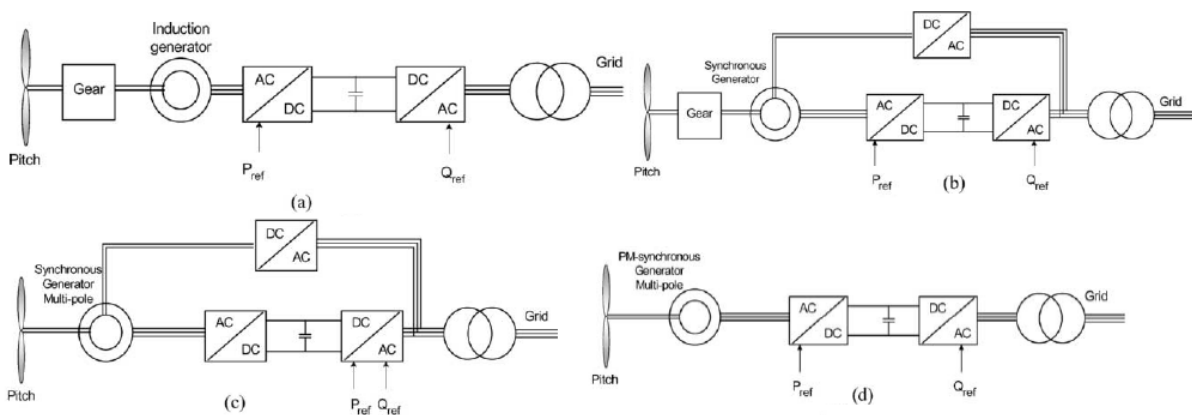


**Figura 2-2:** Tecnologia com alguma electrónica de potência.

a) GI com resistência variável ligada ao rotor bobinado; b) GI com rotor bobinado duplamente alimentado.

Na terceira categoria, ainda é utilizado o GI com rotor bobinado mas o fluxo de energia fornecida à rede é controlado através da utilização em larga escala da electrónica de potência, designadamente, um conversor AC-DC-AC, como ilustrada a figura 2-3a). O próximo passo, foi a utilização do gerador síncrono, em que o rotor é controlado por um conversor AC-DC. O controlo, do fluxo de energia fornecida à rede é igualmente realizado por um conversor AC-DC-AC, figura 2-3b). Em ambos os casos, ainda são utilizadas caixas de velocidades. Estas duas evoluções ainda não eram satisfatórias e o passo seguinte foi a utilização do gerador síncrono de múltiplos pólos que permitiu, dessa forma, eliminar a caixa de velocidades, figura 2-3c), uma vez que a velocidade de sincronismo depende do número de pólos. Para baixas velocidades, este tipo de geradores são os mais recomendados. Contudo, a melhor solução era a utilização do gerador síncrono de ímanes permanentes (PMSG - *Permanent Magnet Synchronous Generator*), figura 2-3 d). Efectivamente, a colocação de ímanes permanentes no rotor evita a alimentação desta parte rotativa levando a um aumento significativo da fiabilidade do sistema.

Em suma, é de realçar que as duas últimas evoluções contribuíram extraordinariamente para a conversão eficiente e robusta, da energia mecânica da turbina em energia eléctrica fornecida à rede. Tal deveu-se à utilização de conversores electrónicos de potência e do PMSG, que permitiu eliminar a caixa de velocidades e a necessidade de alimentar uma parte rotativa do gerador. Deste modo, são evitados muitos problemas inerentes aos sistemas eólicos mais convencionais que utilizam caixa de velocidades. Actualmente, a maior desvantagem do PMSG ainda é o seu preço ser muito elevado devido à utilização dos ímanes permanentes.



**Figura 2-3:** Tecnologia com utilização generalizada de electrónica de potência.

a) GI com caixa de velocidades; b) Gerador síncrono com caixa de velocidades; c) Gerador síncrono de múltiplos pólos; d) Gerador síncrono de ímanes permanentes.

## 2.2. Descrição da estrutura de potência adoptada

Neste trabalho, a estrutura de potência adoptada segue a concepção da terceira categoria, referida anteriormente. Assim, é utilizado o PMSG com múltiplos pólos, sem caixa de velocidades e com o controlo do fluxo e da energia fornecida à rede realizado através de um conversor electrónico AC-DC-AC, como esquematizada na figura 2-4.

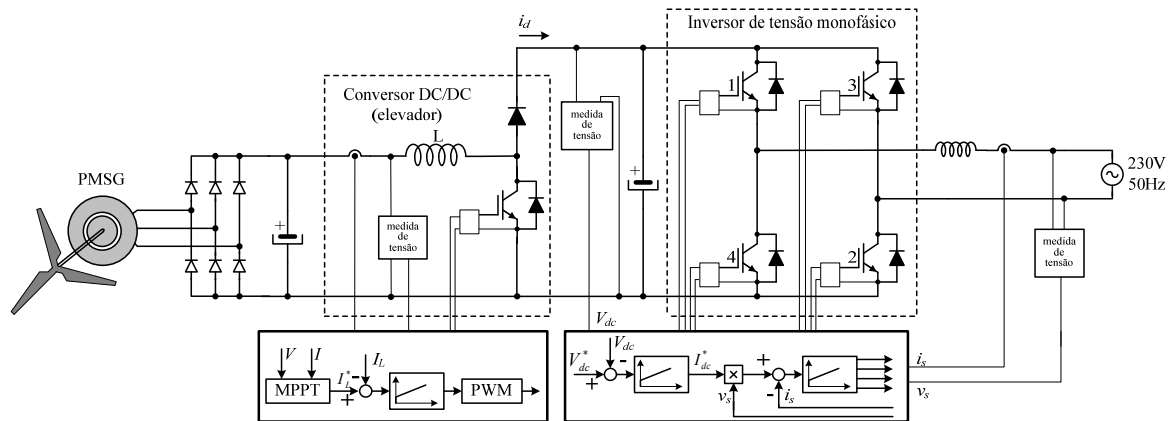


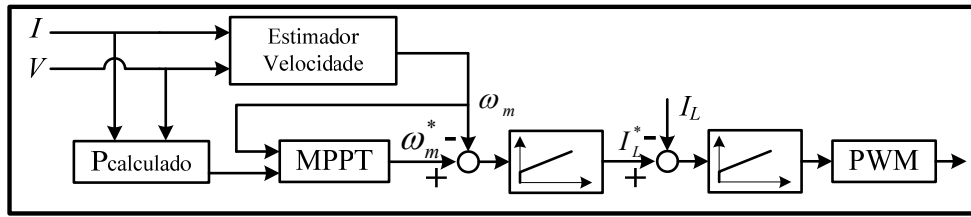
Figura 2-4: Configuração da estrutura de potência adoptada.

O conversor é baseado numa ponte rectificadora trifásica a diodos que apresentam um factor de potência unitário. Alternativamente, a utilização de uma ponte a tiristores permitia o controlo directo do gerador mas requeria um circuito de controlo do ângulo de disparo, existindo sempre um atraso (da ordem dos ms) na resposta do rectificador em relação à ordem de controlo. Por outro lado, introduz condições de funcionamento do gerador muito piores devido ao conteúdo harmónico da corrente. Actualmente, para o controlo directo do gerador deveria ser utilizado um inversor trifásico a IGBTs a funcionar no modo de rectificação. Com a utilização da ponte a diodos são garantidas boas condições de funcionamento, a baixo custo, sem necessidade de qualquer controlo, embora só permita o fluxo de energia num sentido.

A seguir à ponte a diodos é utilizado um conversor elevador que, em geral, é utilizado para elevar a tensão. Contudo, neste caso, o conversor elevador é controlado em corrente de modo a impor na bobina L, uma corrente igual a um valor de referência, controlando, conveniente o *duty cycle* (D). A questão que se coloca é a de saber encontrar o valor de referência da corrente na bobina, o qual é determinado por um algoritmo que faz o seguimento do ponto de potência máxima produzida pelo PMSG. Para isso podem ser utilizadas, de entre outras, as seguintes estratégias:

- ✓ A primeira consiste em medir a corrente e a tensão à saída da ponte a diodos, como representado na figura 2-4, [6 - 8]. O produto corresponde à potência eléctrica produzida pelo PMSG e o valor da corrente que maximiza essa potência corresponde ao valor de referência desejado.
- ✓ A segunda consiste em criar uma tabela, em que a corrente de referência é determinada em função da tensão medida à saída da ponte a diodos [9].
- ✓ A terceira consiste em fazer o controlo em malha fechada da velocidade do PMSG, podendo a velocidade ser medida [6] ou estimada [7], como se mostra na figura 2-5 [7]. Neste caso, o algoritmo de seguimento do ponto de potência máxima ajusta a velocidade de referência de modo que o gerador

funcione no seu ponto de potência máxima, para cada velocidade do vento. Esta estratégia será descrita mais em pormenor no capítulo 3.3.4..



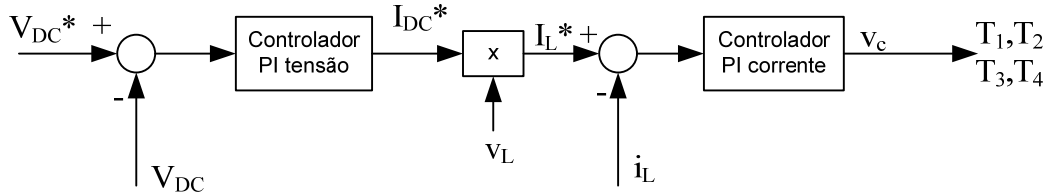
**Figura 2-5:** Controlo em malha fechada da velocidade.

Controlando desta forma o conversor elevador é garantida a extracção da potência máxima disponível no PMSG mas não é possível manter a tensão no barramento DC constante, que é um requisito vital nesta estratégia de controlo. De facto, o controlo do conversor elevador assenta no pressuposto de que a tensão no barramento DC é constante e o seu papel consiste apenas a extrair a máxima potência do gerador, de acordo com um dado algoritmo de MPPT. De acordo com a estratégia adoptada para o conversor AC-DC-AC, cabe ao inversor de tensão monofásico o papel de enviar a energia para a rede de modo que a tensão no barramento DC se mantenha constante. Assim, o inversor de tensão é visto pelo conversor elevador como uma carga activa que mantém a tensão no barramento DC constante e absorve toda a corrente média proveniente do conversor elevador, uma vez que a corrente média do condensador é nula se a tensão for constante.

Para o efeito, o inversor de tensão é controlado em corrente, de modo que o valor médio da corrente proveniente do gerador eólico seja convertido num valor DC à saída do conversor elevador que, por sua vez, é convertido, pelo inversor, numa corrente sinusoidal que é injectada na rede em fase com a tensão. Deste modo, é garantido factor de potência unitário, não produzindo, dessa forma, potência reactiva. Assim, considerando a tensão no barramento DC como constante ( $V_{DC} \approx \text{const.}$ ), se  $i_d$  (à saída do conversor elevador) aumenta, a potência no barramento DC ( $P_{DC}$ ) também aumenta, porque  $P_{DC} = V_{DC} \times i_d$ . De igual modo, se  $i_d$  diminui, então  $P_{DC}$  também diminui. Desprezando as perdas nos conversores electrónicos e considerando os componentes passivos ideais, a potência produzida pelo gerador eólico é igual à potência entregue ao barramento DC que, por sua vez, é igual à potência entregue à rede. Assim, se a potência (corrente) DC à saída do conversor elevador aumentar, também a potência (amplitude da corrente) AC injectada na rede aumentará. O dimensionamento e implementação dos controladores PI, utilizados para o controlo do conversor elevador e no inversor de tensão, são apresentados no capítulo 3. A estrutura adoptada foi inicialmente simulada em MATLAB/Simulink para se poder validar o sistema e para se analisar o seu funcionamento. Mais tarde foi utilizado o sistema de desenvolvimento da dSPACE tendo em vista a realização do controlo em tempo real.

### 2.3. Descrição de algumas leis de controlo

O inversor de tensão é controlado em corrente de acordo com o diagrama de controlo representado na figura 2-6 [10].



**Figura 2-6:** Diagrama de blocos de controlo do inversor.

Como é pretendido manter a tensão do barramento DC constante e igual a um valor definido na fase de projecto, compara-se o valor medido com esse valor de referência, resultando num erro que corresponde à entrada do controlador PI de tensão. Deste modo, o erro indica o desvio entre a tensão medida no barramento DC e o valor pretendido. O controlador PI é utilizado, para manter esta tensão constante, otimizando a resposta ao regime transitório (variações da tensão) e minimizando o erro em regime permanente. Atendendo ao método de dimensionamento das constantes de tempo proporcional e integral, o sinal à saída do controlador corresponde à corrente, que pode ser extraída do barramento DC, mantendo a tensão constante. Mas é de salientar, que não é o sinal de referência da corrente que se pretende fornecer à rede, uma vez que esta deve estar em fase com a tensão. Para isso, basta multiplicar o sinal à saída do controlador PI de tensão (isto é, a corrente  $i_{DC}$ ) por uma imagem da tensão da rede escalada entre -1 e 1. Assim, obtém-se uma corrente de referência sinusoidal, em fase com a tensão da rede, cuja amplitude corresponde à corrente que pode ser extraída, em qualquer instante, do barramento DC. A seguir compara-se esta corrente de referência com o valor medido, que está efectivamente a ser fornecido à rede e obtém-se um erro que corresponde à entrada do controlador PI de corrente, que procurará manter a corrente injectada na rede igual, em qualquer instante, à corrente de referência. A saída deste controlador corresponde ao sinal de controlo que é utilizado para efeitos da modulação da largura de impulsos (PWM), do qual resultam os sinais de comando para os IGBTs do inversor de tensão.

No dimensionamento dos parâmetros dos controladores, é necessário ter em atenção a gama de variação dos valores das correntes e da tensão, para não serem dimensionados apenas para uma determinada gama de valores. Caso contrário, podem garantir uma boa resposta, para uma dada gama, mas para outros valores, a resposta pode não ser a pretendida. Então, é necessário existir um compromisso entre um funcionamento adequado do sistema numa dada gama de valores ou apresentar uma excelente resposta num ponto de funcionamento bem definido.

O diagrama de blocos da figura 2-6, não era a única solução para o controlo em corrente do inversor de tensão. Outra opção podia consistir na utilização da lei de controlo vectorial para o controlo do inversor [6, 8], em que é controlada a potência activa e reactiva, de modo independente. A desvantagem da aplicação desta lei está na realização de uma transformação do sistema trifásico descrito no referencial  $abc$  para um sistema bifásico síncrono com a rede e com os seus eixos  $dq$  (directo e quadratura) ortogonais. Esta transformação, conhecida por transformada de Park, é utilizada, normalmente, para o caso do inversor trifásico. Como neste caso o inversor é monofásico, a solução encontrada foi criar um circuito imaginário do inversor de tensão [7] ao qual é associada

uma fase  $b$  desfasada de  $90^\circ$  (imaginária) relativamente à fase  $a$  (real). Assim, já é possível aplicar a transformada do referencial ortogonal fixo  $ab$  para o referencial ortogonal  $dq$  síncrono com a rede, o qual gira com uma velocidade angular igual à frequência da rede. Para o efeito, ainda é necessário determinar o ângulo formado pela componente directa e pela corrente  $i_a$ , bastando utilizar-se uma PLL (*Phase-Locked Loop*) à tensão  $v_a$  para determinar a posição instantânea do fasor da tensão da rede. Neste novo referencial as grandezas sinusoidais passam a ser valores DC.

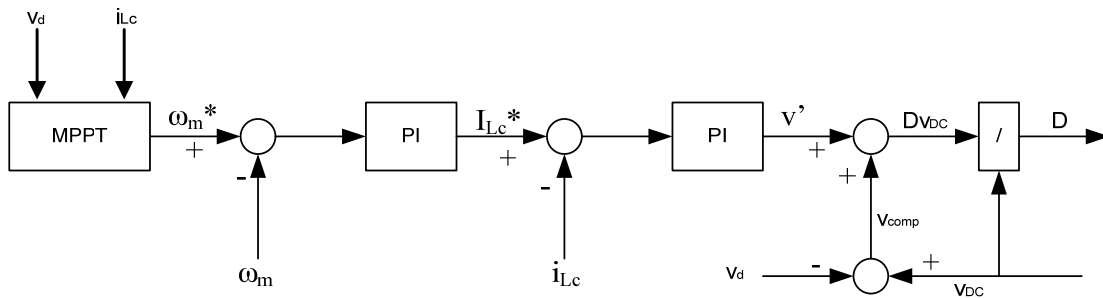
Como já foi referido anteriormente, é pretendido manter a tensão do barramento DC constante. O erro obtido pela comparação da tensão de referência com o valor medido, corresponde à entrada do controlador PI de tensão e na saída deste controlador é obtida a potência activa de referência, sendo a potência reactiva de referência nula. Assim, já é possível utilizar esta lei, pois já se determinaram as potências, activa e reactiva de referência e, conseqüentemente, as correntes  $dq$ .

Para se determinar o sinal de controlo que corresponde aos impulsos para os IGBTs é necessário utilizar-se a transformada inversa. O procedimento é o mesmo que o utilizado com um sistema trifásico embora aqui o número de fases já se encontre reduzido a duas. Contudo, o circuito imaginário não absorve potência activa e reactiva da rede [7].

Caso se utilize o PWM unipolar, os primeiros harmónicos da tensão à saída do inversor surgem em torno de  $2m_f$ , sendo  $m_f$  o índice de modulação em frequência do PWM [7, 11]. Para se determinar o sinal de controlo  $v_c$ , de entre vários controladores possíveis [4], existem dois que são amplamente conhecidos:

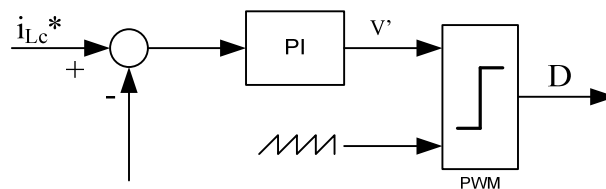
- Controlador de histerese – define uma “janela” (banda de histerese) em torno do sinal de referência e envia sinais de comando ao inversor que impedem o sinal medido de sair fora dessa “janela”. Tem como inconveniente o facto da frequência de comutação não ser fixa, por depender da largura da “janela” e da dinâmica do sinal. É pouco utilizado na prática por esse facto;
- Controlador PI – controlador clássico em que a saída é a soma de uma acção proporcional e outra integrativa que definem a resposta em regime transitório e em regime permanente, respectivamente. O sinal de controlo resultante é utilizado como sinal de controlo na modulação da largura de impulsos. Tem a vantagem de ter frequência comutação constante sendo preferida em relação ao anterior.

Até agora, foram descritas algumas possibilidades para o controlo do inversor de tensão. O controlo do conversor DC/DC elevador, é realizado em corrente, de modo a impor na bobina  $L$ , uma corrente igual a um valor de referência, controlando, convenientemente o  $D$ . Comparando a corrente de referência com o valor medido, resulta num erro, que corresponde à entrada do controlador PI de corrente [9]. Deste modo, o erro indica o desvio entre a corrente medida na bobina e o valor pretendido. A saída deste controlador, que corresponde ao sinal de controlo que é utilizado para determinar o  $D$ , será descrito no capítulo 3.3.1..



**Figura 2-7:** Controle do conversor DC/DC elevador.

A questão que se coloca, é a de saber como obter a referência da corrente na bobina. Uma possibilidade é criar uma tabela ou gráfico, em que a corrente é dada em função da tensão de entrada de modo a determinar um ponto de operação do gerador. Se a velocidade do vento se altera, é determinado um novo ponto de operação [9]. Outra opção para se controlar o conversor DC/DC elevador [6 - 8], consiste igualmente na comparação da corrente de referência com o valor medido, em que o erro corresponde à entrada do controlador PI de corrente, mas na saída é obtido o sinal de controlo  $v'$  utilizado na modulação da largura dos impulsos (PWM).



**Figura 2-8:** Controle do *duty-cycle*.

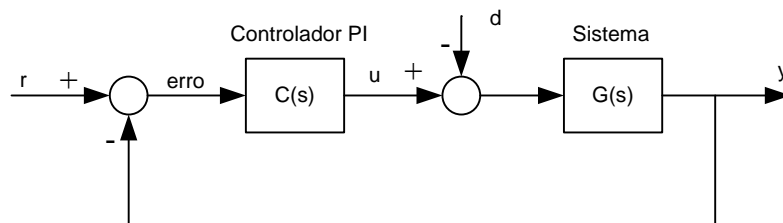
O valor de referência da corrente na bobina é determinado por um algoritmo que faz o seguimento do ponto de potência máxima do PMSG. Então, comparando a velocidade de referência com o valor medido, é obtido um erro que corresponde à entrada do controlador PI de velocidade e na saída é obtida a corrente de referência que era pretendida. Assim, para se obter a velocidade de referência, basta aplicar o algoritmo MPPT, o qual será descrito e implementado no capítulo 3.3.4..

### 3. Modelação e controlo do conversor AC-DC-AC

Este capítulo é dedicado à descrição do dimensionamento e da implementação em MATLAB/Simulink do controlo do conversor AC-DC-AC.

#### 3.1. Controlador PI

Antes de se entrar no dimensionamento dos controladores é conveniente rever a estrutura básica de um controlador PI e a expressão geral do ganho em malha aberta ( $G_{OL}$ ). Não se pretende aqui descrever, ao pormenor, como se chega à expressão geral do  $G_{OL}$ , mas apenas apresentar a sua expressão e o diagrama conceptual, representado na figura 3-1, a partir do qual é obtido [4].



**Figura 3-1:** Diagrama de blocos do controlador em malha fechada.

Abrindo a malha de realimentação e considerando nula a perturbação,  $d$ , o  $G_{OL}$  é determinado pela seguinte expressão:

$$G_{OL} = \frac{Y(s)}{R(s)} = C(s)G(s) \quad (1)$$

Deste modo, o ganho em malha fechada ( $G_{CL}$ ), considerando nula a perturbação, é determinado como se segue:

$$G_{CL} = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_{OL}(s)}{1 + G_{OL}(s)} \quad (2)$$

Utilizando o teorema da sobreposição, a saída do sistema será:

$$Y(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} R(s) + \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)} D(s) \quad (3)$$

### 3.2. Inversor de tensão monofásico

O inversor de tensão é controlado em corrente e converte um valor DC à saída do conversor elevador,  $i_d$ , numa corrente sinusoidal que é fornecida à rede,  $i_L$ , em fase com a tensão,  $V_L$ . O inversor é visto pelo conversor DC/DC como uma carga activa ideal, que absorve toda a corrente que esteja disponível, mantendo constante a tensão. Desprezando-se as perdas, a potência à entrada e à saída do inversor, são iguais permitindo, desse modo, relacionar a amplitude da corrente à saída com a corrente DC à entrada uma vez que a tensão é a mesma ( $V_{DC}$ ). Na figura 3-2 está representada o esquema do inversor de tensão e a nomenclatura utilizada.

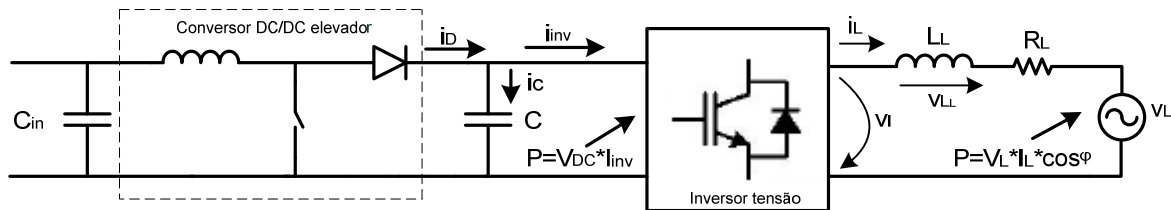


Figura 3-2: Inversor de tensão.

Para se efectuar o dimensionamento e implementação dos controladores, o sistema é representado no diagrama de blocos da figura 3-3, onde está representado o controlo do inversor de tensão [10].

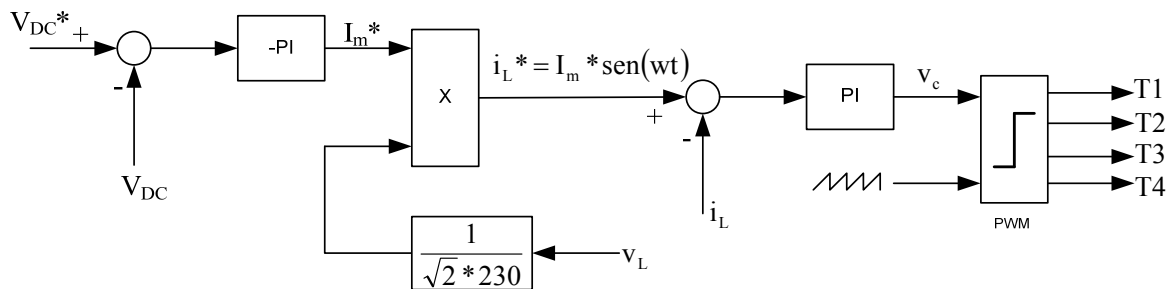


Figura 3-3: Diagrama de blocos do controlo do inversor de tensão, com tensão no barramento DC constante.

No capítulo 2.3. foi descrito o controlo do inversor de tensão. O dimensionamento dos controladores PI foi dividido em dois passos: primeiro o controlador da corrente  $i_L$  e, em seguida, o controlador da tensão  $V_{DC}$ , de modo a manter constante o valor desta última tensão.

#### 3.2.1. Controlador PI de corrente

O controlador PI da corrente  $i_L$ , é apresentado no diagrama de blocos da figura 3-4.

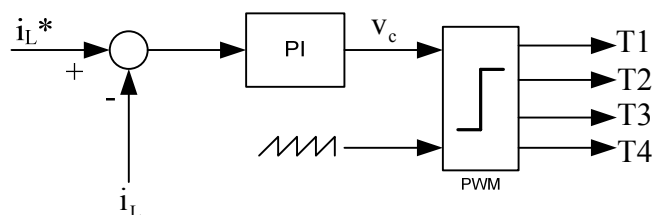
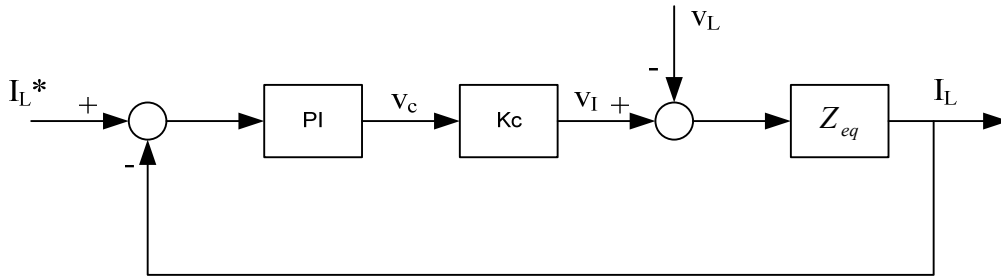


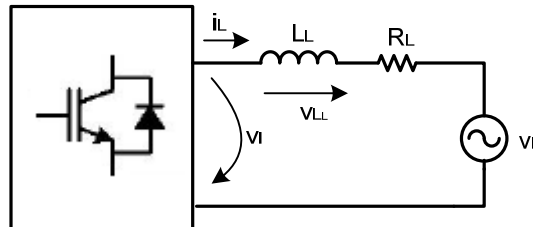
Figura 3-4: Controlo em corrente do inversor de tensão.

Na figura 3-5 está representada o diagrama de blocos do sistema modelado.



**Figura 3-5:** Diagrama de blocos do sistema modelado.

O bloco Kc representa o ganho do inversor e à saída obtém-se a tensão  $v_I$ . Como é pretendido obter à saída do sistema a corrente na bobina  $L_L$ , determina-se a impedância associada à linha (rede), que relaciona a tensão dos condutores de ligação à rede ( $V_I - V_L$ ) e a corrente proveniente do inversor,  $I_L$ .



**Figura 3-6:** Esquema de ligação do inversor de tensão à rede.

### 3.2.1.1. Modelação

Para obter o ganho Kc é necessário saber, à *priori*, o tipo de configuração do inversor que se vai utilizar, isto é, se o inversor é 1/2 ponte ou ponte completa.

- Caso seja em 1/2 ponte o Kc é obtido pela seguinte equação (4) [12]:

$$v_I = \frac{V_{DC}}{2V_{tri}} v_c \Rightarrow v_I = K_c v_c \Leftrightarrow K_c = \frac{V_{DC}}{2V_{tri}} \quad (4)$$

- Caso seja em ponte completa, então

$$\hat{V}_{01} = m_a V_{DC} \quad (5)$$

Onde  $m_a$ , representa o índice de modelação:

$$m_a = \frac{\hat{V}_c}{V_{tri}} \quad (6)$$

Com a equação (5) e (6) obtém-se:

$$\hat{V}_{01} = m_a V_{DC} = \frac{\hat{V}_c}{V_{tri}} v_d = \frac{V_{DC}}{V_{tri}} \hat{V}_c \quad (7)$$

Então, o bloco  $K_c$  é determinado pela seguinte equação:

$$K_c = \frac{V_{DC}}{\hat{V}_{tri}} \quad (8)$$

Para se determinar a corrente na bobina  $L_L$ , é necessária a modelação  $Z_{eq}$  associado aos condutores da ligação à rede.

A tensão à saída do inversor,  $V_I$ , é determinada pela seguinte equação:

$$v_I = L_L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + v_L \quad (9)$$

Aplicando a transformada de *Laplace*, resulta:

$$V_I(s) = L_L s I_L + R_L i_L + v_L \quad (10)$$

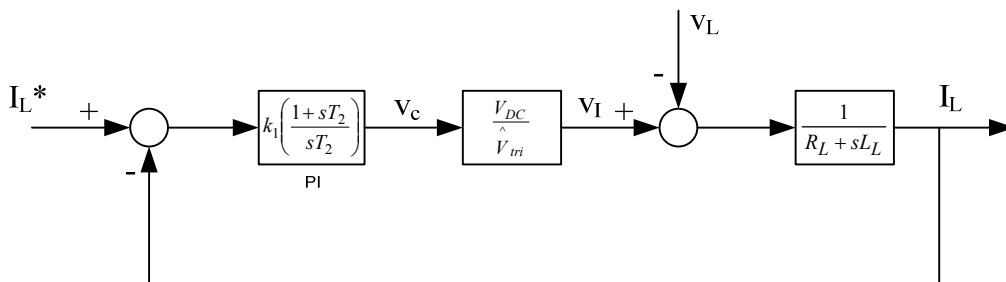
Desenvolvendo a equação (10), resulta:

$$V_I - V_L = (R_L + sL_L) I_L \Leftrightarrow I_L = \frac{V_I - V_L}{R_L + sL_L} \quad (11)$$

Então, o bloco  $Z_{eq}$  é determinado pela seguinte equação:

$$Z_{eq} = \frac{1}{R_L + sL_L} \quad (12)$$

Na figura 3-7 está representado o diagrama de blocos do inversor de tensão, modelado para efeitos do dimensionamento do controlador PI.



**Figura 3-7:** Diagrama de blocos do inversor de tensão modelado.

### 3.2.1.2. Dimensionamento dos parâmetros

Obtida a modelação final do sistema, determina-se o  $G_{OL}$  através da seguinte equação:

$$\begin{aligned}
 G_{OL} &= \frac{I_L}{I_L^*} = (\text{Controlador}) * (\text{Sistema}) \\
 &= k_1 \left( \frac{1+sT_2}{sT_2} \right) K_C \frac{1}{R_L + sL_L} \\
 &= k_1 \left( \frac{1+sT_2}{sT_2} \right) \frac{K_C / R_L}{1 + s \frac{L_L}{R_L}}
 \end{aligned} \tag{13}$$

Onde

$$K_L = 1/R_L \text{ e } T_L = L_L/R_L \tag{14}$$

Então, o  $G_{OL}$  é dado pela seguinte equação:

$$G_{OL} = k_1 \left( \frac{1+sT_2}{sT_2} \right) \frac{K_C K_L}{1+sT_L} = k_1 \left( \frac{1+sT_2}{sT_2} \right) \frac{K_0}{1+sT_L} \tag{15}$$

Para determinar os parâmetros do controlador PI, utilizando o diagrama de Bode, é necessário impor as seguintes condições [13]:

$$\begin{cases} |G_{OL}|_{s=j\omega_c} = 1 \\ \angle(G_{OL})_{s=j\omega_c} = -180^\circ + \text{Margem de fase} \end{cases} \tag{16}$$

Em que, para o sistema ser estável, a margem de fase deve ser superior a  $45^\circ$ , utilizando-se, habitualmente,  $60^\circ$  [13].

Pode projectar-se o zero do controlador PI de modo a cancelar o pólo do sistema, fazendo:

$$T_2 = T_L \Rightarrow 1 + sT_2 = 1 + sT_L \tag{17}$$

Pelo que

$$G_{OL} = \frac{k_1}{sT_2} K_0 = \frac{k_2 K_0}{s} \tag{18}$$

Em que:

$$T_2 = \frac{k_1}{k_2} \tag{19}$$

Para projectar o  $k_2$  basta considerar a largura de banda desejada, impondo a respectiva frequência de corte:

$$|G_{OL}|_{s=j\omega_c} = 1 \Rightarrow \left| \frac{k_2 K_0}{s} \right|_{s=j\omega_c} = 1 \Leftrightarrow k_2 = \frac{\omega_c}{K_0} \quad (20)$$

A partir da equação (17) e (19) determina-se o  $k_1$ .

$$\frac{k_1}{k_2} = T_2 = T_L \Leftrightarrow \frac{k_1}{k_2} = \frac{L_L}{R_L} \Leftrightarrow k_1 = k_2 \frac{L_L}{R_L} \quad (21)$$

### 3.2.1.3. Métodos alternativos para a determinação dos parâmetros

Nesta secção são referidos outros métodos que podem ser utilizados no dimensionamento dos parâmetros dos controladores PI. A utilização de quaisquer destes métodos só é possível, se for possível aproximar o  $G_{OL}$  a algum dos sistemas modelados na tabela 3-1 [4].

Método	Sistema	Ganho Proporcional $k_1$	Constante de tempo integrativa $T_2$	Observações
			Ganho integral $k_2$	
Critério do módulo óptimo (para $T_a \gg \tau_0$ )	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{1 + sT_a}$	$k_1 = \frac{T_a}{2K_0\tau_0}$	$T_2 = T_a$ $k_2 = \frac{1}{2K_0\tau_0}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ 4% sobrelevação na resposta ao degrau.</li> <li>➤ Rejeição de perturbações lentas.</li> </ul>
Critério da simetria óptimo (para $T_a \gg (T_b + \tau_0)$ )	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{sT_a(1 + sT_b)}$	$k_1 = \frac{T_a}{2K_0(T_b + \tau_0)}$	$T_2 = 4(T_b + \tau_0)$ $k_2 = \frac{T_a}{8K_0(T_b + \tau_0)}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Rejeição de perturbações rápidas.</li> <li>➤ 43% de sobrelevação na resposta ao degrau. Requer filtro na entrada (<math>T_F = T_2</math>)</li> </ul>
Factor de amortecimento escolher $\zeta=1$ ( $\tau_0=0$ )	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{1 + sT_a}$	$k_1 = 1$	$T_2 = \frac{4\xi^2 T_a K_0}{(1 + K_0)^2}$ $k_2 = \frac{(1 + K_0)^2}{4\xi^2 T_a K_0}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Sistema amortecido</li> </ul>
“Regra de ouro”		$k_1 = 1$	$T_2 = T_s$ $k_2 = \frac{1}{T_s}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Apenas para uma estimativa “grosseira”</li> <li>➤ <math>T_s</math>: tempo amostragem.</li> </ul>

**Tabela 3–1:** Parâmetros de acordo com as regras ( $T_s \rightarrow 0$ ).

Para este caso, uma aproximação possível poderia ser a utilização do método do factor de amortecimento com atenuação nula, em que:

$$\begin{cases} k_1 = 1 \\ T_2 = \frac{4\xi^2 T_a K_0}{(1 + K_0)^2} \text{ ou } k_2 = \frac{(1 + K_0)^2}{4\xi^2 T_a K_0} \end{cases} \quad (22)$$

O parâmetro  $T_a$  e  $K_0$  são determinados do seguinte modo:

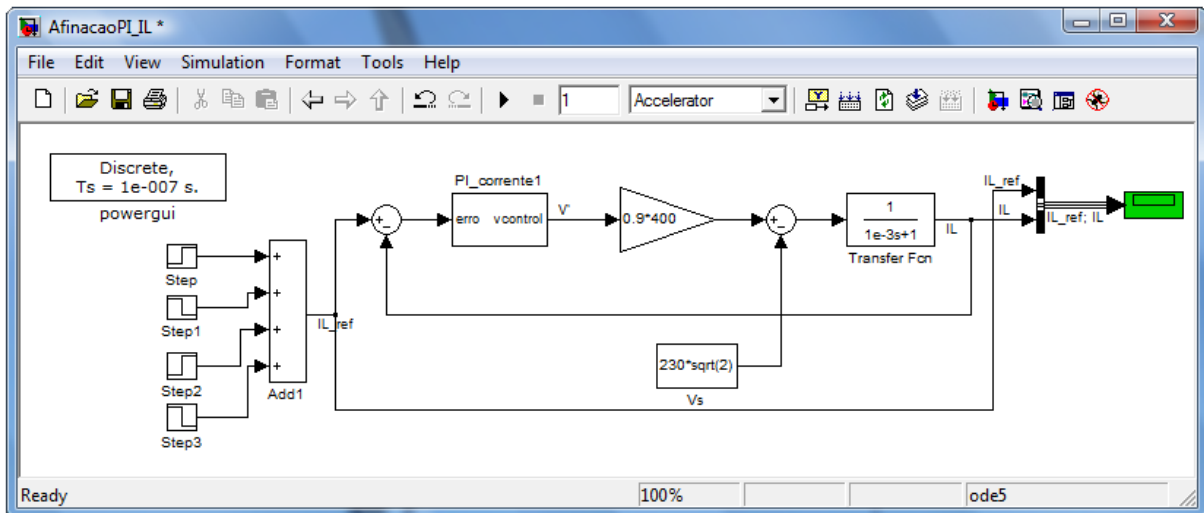
$$\begin{cases} T_a = T_L = \frac{L_L}{R_L} \\ K_0 = K_C K_L = \frac{K_C}{R_L} \end{cases} \quad (23)$$

Assim, devem determinar-se os parâmetros do controlador para os seguintes valores:

- $\xi = 0,707$ ;
- $\xi = 0,1$ .

#### 3.2.1.4. Afinação do controlador em MATLAB/Simulink

Após o dimensionamento, para afinar os parâmetros do controlador PI da corrente implementou-se o esquema da figura 3-7 em *Simulink*, como mostra a figura 3-8. No anexo A1 encontra-se o resultado obtido da simulação, relativo à afinação do controlador, onde se pode constatar que perante variações em degrau na corrente de referência o sistema apresenta uma boa resposta, já que a saída praticamente sobrepedem-se à entrada.



**Figura 3-8:** Afinação do PI de corrente em MATLAB/Simulink – inversor de tensão.

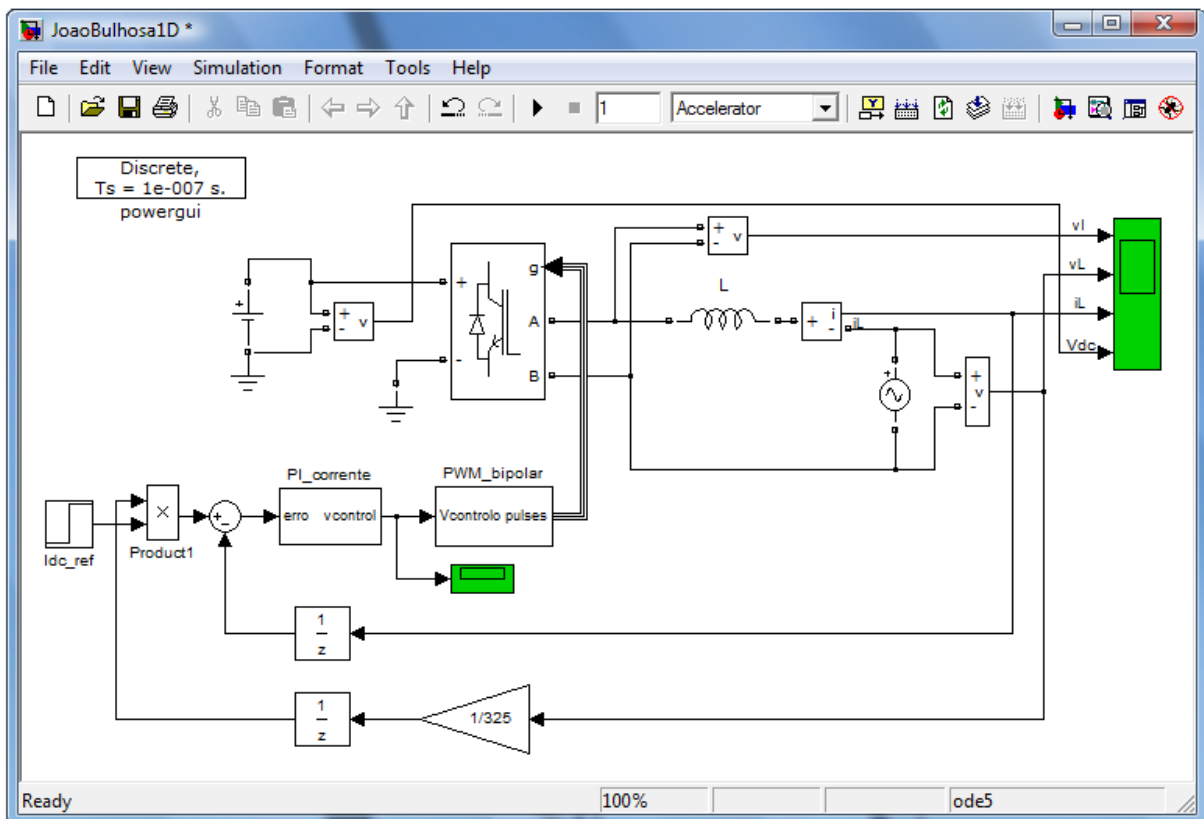
Utilizou-se a função *step* para analisar a resposta do controlador. A partir dos valores obtidos no dimensionamento, e após várias simulações, obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros do controlador PI de corrente:

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	100
Ki	10
Lim_sup	1
Lim_inf	-1

**Tabela 3-2:** Parâmetros do controlador PI de corrente – inversor de tensão.

### 3.2.1.5. Implementação em MATLAB/Simulink

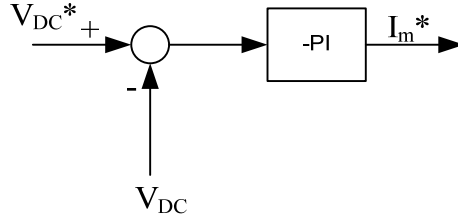
Na figura 3-9 está representado o controlo em corrente do inversor, onde é pretendido extrair uma corrente de referência de amplitude 2A e 4A, em fase com a tensão da rede. Neste caso, para o barramento DC, é utilizada uma fonte de tensão ideal, que fornece toda a corrente que se pretende extrair. No anexo A1 está apresentada uma simulação, onde é demonstrado que a corrente  $i_L$  injectada na rede, com amplitude 2A e ao fim de 0,5 Seg. passa para 4A, está em fase com a tensão  $V_L$ .



**Figura 3-9:** Implementação MATLAB/Simulink do controlo em corrente do inversor de tensão.

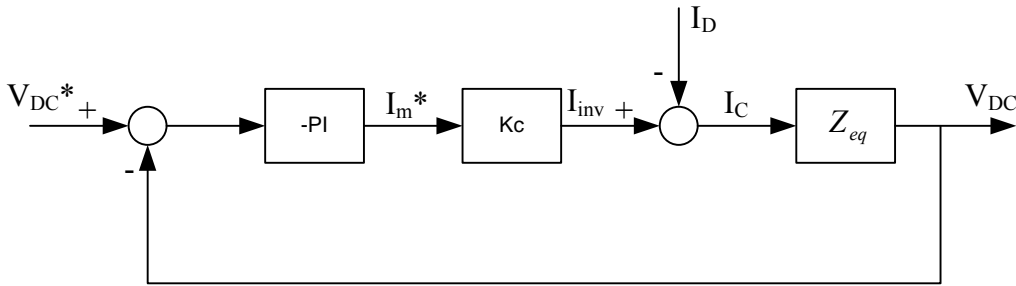
### 3.2.2. Controlador PI da tensão do barramento DC

Após o dimensionamento do controlador de corrente é necessário determinar o valor de referência de corrente através do controlador de tensão como ilustrado na figura 3-10.



**Figura 3-10:** Controlador PI da tensão no barramento DC.

Na figura 3-11 está representado o diagrama de blocos do sistema modelado para o controlador da figura 3-10.



**Figura 3-11:** Diagrama de blocos do sistema modelado.

Como já foi referido, o bloco  $K_c$  e a corrente  $I_{inv}$  representam respectivamente, o ganho e a corrente da saída do inversor. Como é pretendido obter à saída do sistema modelado a tensão do barramento DC, deve determinar-se a impedância associada ao condensador do barramento DC, uma vez que a corrente do condensador é igual à corrente proveniente do conversor elevador ( $I_D$ ) menos a corrente que vai para o inversor ( $I_{inv}$ ). A tensão e corrente do condensador do barramento DC relacionam-se pela seguinte equação:

$$V_{DC}(t') = \frac{1}{C} \int_0^{t'} i_c(t) dt + V_{DC}(0) \quad (24)$$

A equação simplificada resultante da anterior é:

$$V_{DC} = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (25)$$

Aplicando a transformada de Laplace, obtém-se:

$$V_{DC}(s) = \frac{1}{sC} I_c(s) \quad (26)$$

Por outro lado, a corrente  $i_c$  é determinada pela seguinte equação:

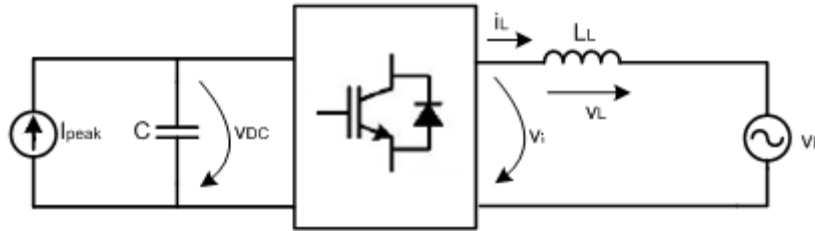
$$i_c = i_D - i_{inv} \Rightarrow I_c = I_D - I_{inv} \quad (27)$$

Substituindo a equação (27) em (25), obtém-se:

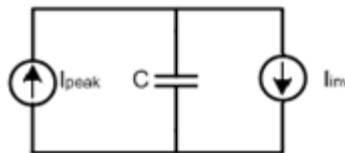
$$V_{DC} = \frac{1}{sC}(I_D - I_{inv}) = -\frac{1}{sC}(I_{inv} - I_D) \quad (28)$$

### 3.2.2.1. Modelação

Para se dimensionar o ganho  $K_c$  pode recorrer-se à figura 3-12. Neste caso, como a tensão  $V_{DC}$  é constante, a corrente à entrada do inversor é igual a  $I_{peak}$ , já que a corrente no condensador é nula. Assim o inversor absorve toda essa corrente, como modelado na figura 3-13.



**Figura 3-12:** Representação do inversor de tensão monofásico.



**Figura 3-13:** Inversor modelado, como uma fonte de corrente.

A partir da figura 3-11 obtém-se:

$$I_{inv} = K_c I_{peak} \Leftrightarrow I_{peak} = \frac{I_{inv}}{K_c} \quad (29)$$

O inversor é controlado de modo o que factor de potência seja unitário, isto é, que a corrente seja injectada em fase com a tensão da rede. Desprezando as perdas no inversor e em  $L_L$ , obtém-se:

$$P_{in} = P_{out}(inv) \quad (30)$$

A potência à entrada é dada pela seguinte equação:

$$P_{in} = V_{DC} I_{inv} \quad (31)$$

E para a potência à saída, considerando factor de potência unitário, obtém-se:

$$P_{out} = V_i I_L \cong V_L I_L = \frac{230 I_m^*}{\sqrt{2}} \quad (32)$$

O valor eficaz da corrente fornecida à rede é dado por:

$$I_L = \frac{I_m^*}{\sqrt{2}} \quad (33)$$

Desenvolvendo a equação (30), obtém-se:

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= P_{out}(inv) \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow V_{DC} I_{inv} &= V_L I_L \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow I_{inv} &= \frac{\frac{230 I_m^*}{\sqrt{2}}}{V_{DC}} = \frac{230 I_m^*}{\sqrt{2} V_{DC}}
 \end{aligned} \tag{34}$$

Pelo que:

$$I_m^* = \frac{\sqrt{2} V_{DC} I_{inv}}{230} = C I_{inv} \tag{35}$$

Assumindo que  $V_{DC} \approx V_{DC}^*$ , devido à acção do controlo, então da equação (35) vem:

$$I_{inv} = \frac{230 I_m^*}{\sqrt{2} V_{DC}} \cong \frac{230 I_m^*}{\sqrt{2} V_{DC}^*} = K_C I_m^* \tag{36}$$

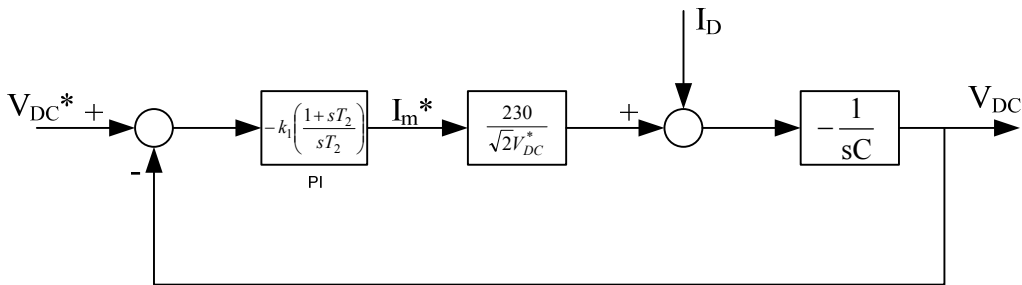
De onde se conclui que:

$$K_C = \frac{230}{\sqrt{2} V_{DC}^*} \tag{37}$$

Para se obter à saída a tensão  $V_{DC}$  é necessário determinar o  $Z_{eq}$  associada ao barramento DC. Assim, partindo da equação (28), obtém-se:

$$Z_{eq} = -\frac{1}{sC} \tag{38}$$

Na figura 3-14 está representado o diagrama de blocos do controlador da tensão do barramento DC a partir do qual se vão dimensionar os parâmetros do controlador PI correspondente.



**Figura 3-14:** Diagrama de blocos de controlo da tensão no barramento DC.

### 3.2.2.2. Dimensionamento dos parâmetros

Obtido o diagrama de blocos do sistema final, representado na figura 3-14, pode determinar-se o  $G_{OL}$  como se segue:

$$\begin{aligned} G_{OL} &= \frac{V_{DC}(s)}{V_{DC}^*(s)} = k_1 \left( \frac{1+sT_2}{sT_2} \right) K_C \left( -\frac{1}{sc} \right) \\ &= k_1 \left( \frac{1+sT_2}{sT_2} \right) \frac{K_C}{sc} \end{aligned} \quad (39)$$

Utilizando as equações (16), podem agora determinar-se os parâmetros do controlador.

Desenvolvendo a equação (39) obtém-se:

$$k_1 \left( \frac{1+sT_2}{sT_2} \right) \frac{K_C}{sc} = k_1 K_C \frac{(1+sT_2)}{s^2 T_2 c} = \frac{k_1 K_C}{s^2 T_2 c} + \frac{k_1 K_C s T_2}{s^2 T_2 c} \quad (40)$$

Substituindo  $s$  por  $j\omega$  na equação (40), obtém-se:

$$-\frac{k_1 K_C}{\omega^2 T_2 c} + j \frac{k_1 K_C \omega T_2}{-\omega^2 T_2 c} = -\frac{k_1 K_C}{\omega^2 T_2 c} - j \frac{k_1 K_C T_2}{\omega T_2 c} \quad (41)$$

Substituindo a equação (41) em (16), determinam-se  $k_1$  e  $k_2$

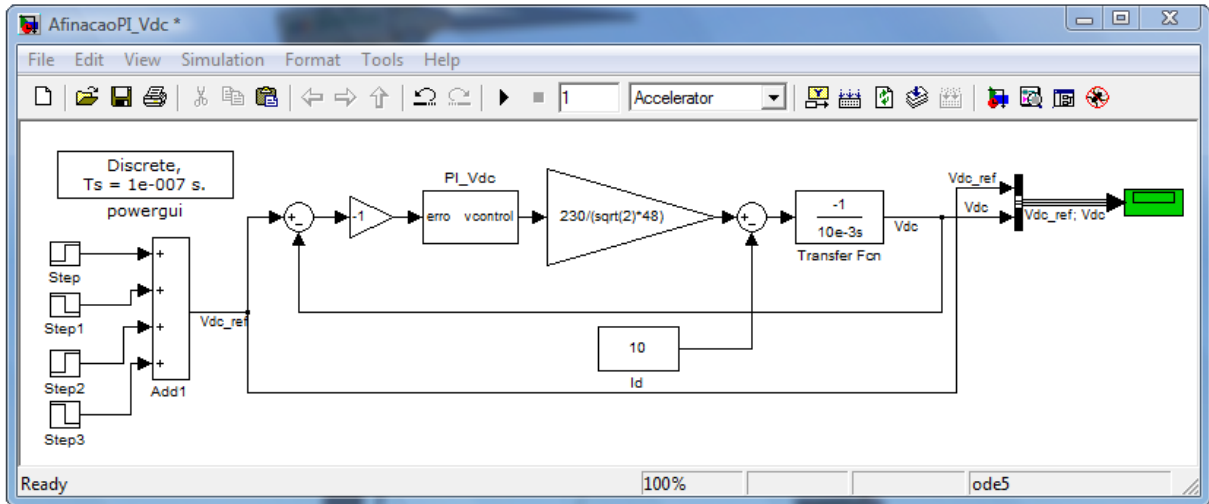
$$k_1 = \frac{\omega^2 T_2 c}{K_C (1+T_2 \omega)} \quad (42)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega} \operatorname{tg}(-180^\circ + 60^\circ) \quad (43)$$

$$k_2 = \frac{k_1}{T_2} \quad (44)$$

### 3.2.2.3. Ajuste do controlador em MATLAB/Simulink

Após o dimensionamento, implementou-se em *Simulink* o diagrama de blocos da figura 3-15, para se afinar os parâmetros do controlador PI de tensão. No anexo A2 encontra-se o resultado obtido da simulação, onde se pode constatar que o sistema apresenta uma boa resposta às variações em degrau na entrada (referência).



**Figura 3-15:** Ajuste do PI de tensão em MATLAB/Simulink – inversor de tensão.

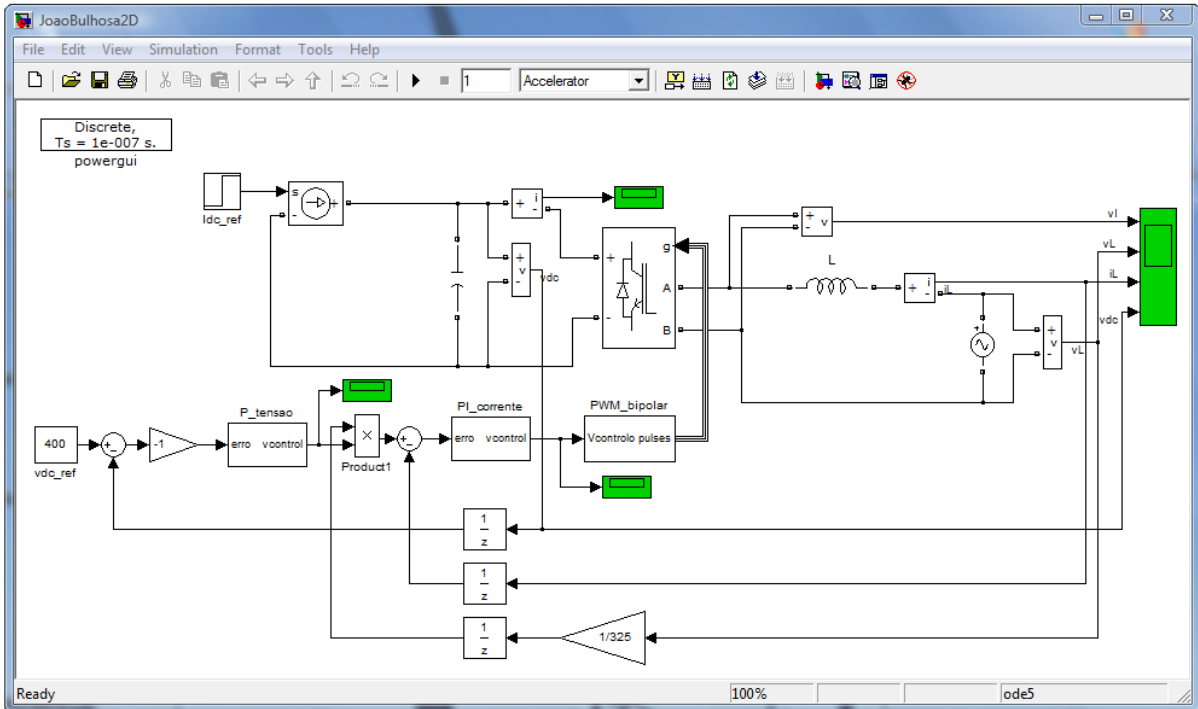
A partir dos valores obtidos no dimensionamento, e após várias simulações, obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros do controlador PI de tensão:

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	1
Ki	1000
Lim_sup	50
Lim_inf	-50

**Tabela 3-3:** Parâmetros do controlador PI de tensão – inversor de tensão.

### 3.2.2.4. Implementação em MATLAB/Simulink

Na figura 3-16 está representado o controlo em corrente do inversor de tensão, de modo a manter a tensão no barramento DC constante. Para o efeito são utilizados dois controladores PI desenvolvidos anteriormente, os quais controlam a corrente à saída do inversor (PI de corrente) e a tensão no barramento DC (PI de tensão). Foi utilizada uma fonte de corrente ideal para emular a fonte renovável de energia.

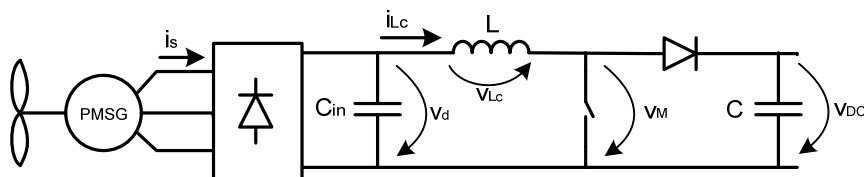


**Figura 3-16:** Implementação MATLAB/Simulink do PI de tensão – inversor de tensão.

No anexo A2 é apresentada uma simulação onde é constatado que a amplitude da corrente AC à saída do inversor é superior à corrente DC à entrada (valor médio). Como a potência à entrada é igual à potência à saída (desprezando as perdas), e atendendo a que o factor de potência é igual a 1, porque a corrente é gerada em fase com a tensão, a amplitude da corrente AC na saída tem que ser maior porque a tensão é menor.

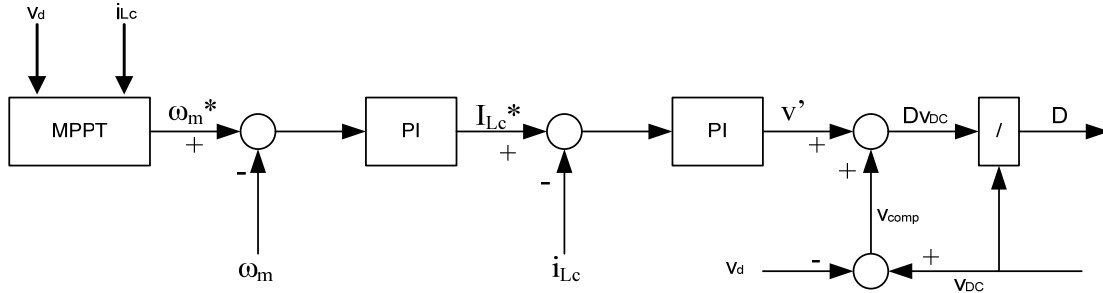
### 3.3. Conversor DC/DC elevador

O conversor DC/DC elevador é utilizado, geralmente, para elevar a tensão embora nesta aplicação seja controlado em corrente, de modo a impor na bobina L, uma corrente  $i_{LC}$  igual ao valor de referência. O inversor de tensão é visto pelo conversor elevador como uma carga activa que absorve toda a corrente proveniente do conversor. Na figura 3-17 está representado o esquema do conversor e a nomenclatura utilizada.



**Figura 3-17:** Gerador PMSG com o conversor DC/DC elevador.

No capítulo 2.3. foi descrito o controlo do conversor e é representado no diagrama de blocos da figura 2-7 que se reproduz na figura 3-18 para se efectuar o dimensionamento e implementação dos controladores. O controlo da velocidade é baseado na figura 5 da referência [6], enquanto o controlo da corrente é baseado na figura 4 da referência [9].



**Figura 3-18:** Controlo do conversor DC/DC elevador.

O dimensionamento dos controladores PI foi dividido em dois passos: primeiro é dimensionado o controlador PI de corrente em seguida o de velocidade.

### 3.3.1. Obtenção do *duty-cycle*

Nesta secção é descrito o modo como é obtido o *duty cycle*,  $D$ .

A tensão aos terminais de  $C_{in}$  é dada por:

$$v_d = v_{Lc} + v_M \quad (45)$$

A tensão na indutância  $L$  é dada pela seguinte equação:

$$v_{Lc} = L \frac{di_{Lc}}{dt} \quad (46)$$

A tensão aos terminais do interruptor obtém-se do seguinte modo:

$$v_M = (1 - D)v_{DC} \quad (47)$$

Substituindo as equações (46) e (47) em (45) e obtém-se:

$$v_d = L \frac{di_{Lc}}{dt} + (1 - D)v_{DC} \quad (48)$$

Pelo que:

$$\begin{aligned} Dv_{DC} &= L \frac{di_{Lc}}{dt} + v_{DC} - v_d \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow Dv_{DC} &= v' + v_{comp} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow D &= \frac{v' + v_{comp}}{v_{DC}} \end{aligned} \quad (49)$$

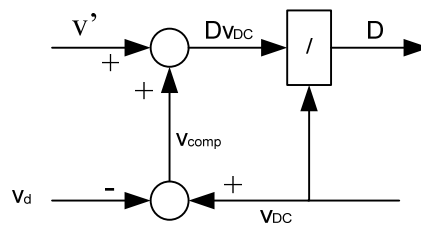
Em que:

$$v' = L \frac{di_{Lc}}{dt} \quad (50)$$

e

$$v_{comp} = v_{DC} - v_d \quad (51)$$

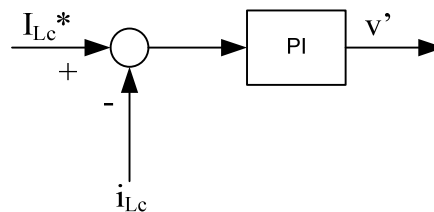
Após a dedução das equações a partir das quais se obtém o D, representa-se na figura 3-19 o diagrama de blocos de geração do *duty-cycle*.



**Figura 3-19:** Controlo do *duty-cycle*.

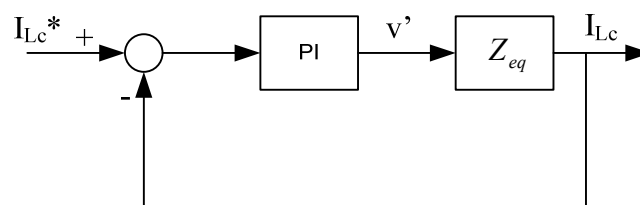
### 3.3.2. Controlador PI de corrente ( $i_{Lc}$ )

Para se obter  $V'$ , é utilizado um controlador PI, como representado no diagrama de blocos da figura 3-20.



**Figura 3-20:** Controlador PI da corrente  $i_{Lc}$ .

Na figura 3-21 está representado o diagrama de blocos do sistema modelado na figura 3-20.



**Figura 3-21:** Diagrama de blocos do sistema modelado.

### 3.3.2.1. Modelação

Para obter a corrente  $i_{Lc}$  como saída é necessário determinar o  $Z_{eq}$  associado ao sistema da figura 3-21.

A tensão  $v'$  (aos terminais da bobina) é determinada pela seguinte equação:

$$v' = L \frac{di_{Lc}}{dt} + Ri_{Lc} \quad (52)$$

Em que  $R$  representa a resistência equivalente série da bobina e a resistência parasita dos condutores de ligação.

Aplicando a transformada de *Laplace* resulta:

$$V'(s) = LsI_{Lc} + RI_{Lc} \quad (53)$$

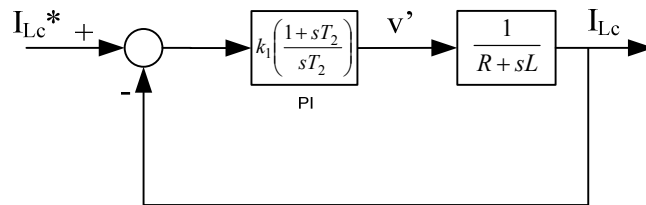
Que pode ser reescrita como se segue:

$$V' = (R + sL)I_{Lc} \Leftrightarrow I_{Lc} = \frac{1}{R + sL}V' \quad (54)$$

Pelo que o  $Z_{eq}$  é dado por:

$$Z_{eq} = \frac{1}{R + sL} \quad (55)$$

Na figura 3-22 está representado o diagrama de blocos do controlo da corrente do conversor.



**Figura 3-22:** Diagrama de blocos do controlo da corrente  $i_{Lc}$ .

### 3.3.2.2. Dimensionamento dos parâmetros

Obtido o diagrama de blocos do sistema final, representado na figura 3-22, pode determinar-se o  $G_{OL}$  como se segue:

$$\begin{aligned} G_{OL} &= \frac{I_{Lc}}{I_{Lc}^*} = k_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) \frac{1}{R + sL} \\ &= k_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) \frac{1/R}{R + sL/R} \\ &= k_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) \frac{K_R}{1 + sT_L} \end{aligned} \quad (56)$$

Onde

$$K_R = 1/R \text{ e } T_L = L/K_R \quad (57)$$

Utilizando o sistema de equações (16), determinam-se os parâmetros do controlador. O zero do controlador PI é projectado de modo a cancelar o pólo:

$$T_2 = T_L \Rightarrow 1 + sT_2 = 1 + sT_L \Rightarrow G_{OL} = \frac{k_1 K_R}{sT_2} = \frac{k_2 K_R}{s} \quad (58)$$

O  $k_2$  é projectado de modo a impor a frequência de corte desejada:

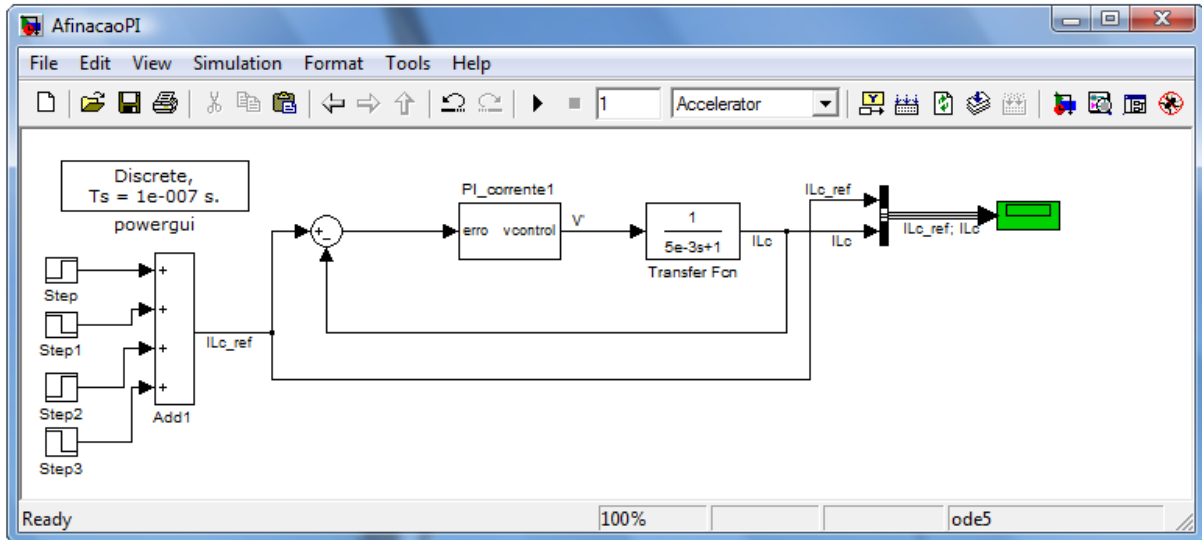
$$\left| G_{OL} \right|_{s=j\omega_c} = 1 \Rightarrow \left| \frac{k_2 K_R}{s} \right|_{s=j\omega_c} = 1 \Leftrightarrow k_2 = \frac{\omega_c}{K_R} \quad (59)$$

A partir das equações (58) e (19) determina-se o  $k_1$ .

$$\frac{k_1}{k_2} = T_2 = T_L \Leftrightarrow \frac{k_1}{k_2} = \frac{L}{K_R} \Leftrightarrow k_1 = k_2 \frac{L}{K_R} \quad (60)$$

### 3.3.2.3. Ajuste do controlador em MATLAB/Simulink

Após o dimensionamento dos parâmetros do controlador PI da corrente implementou-se o esquema da figura 3-22 em *Simulink*, como mostra a figura 3-23. No anexo A3 encontra-se o resultado obtido da simulação, relativo à ajuste do controlador, onde se pode constatar que perante variações em degrau na corrente de referência o sistema apresenta uma boa resposta, já que a saída praticamente sobrepõem-se à entrada.



**Figura 3-23:** Ajuste do PI da corrente em MATLAB/Simulink.

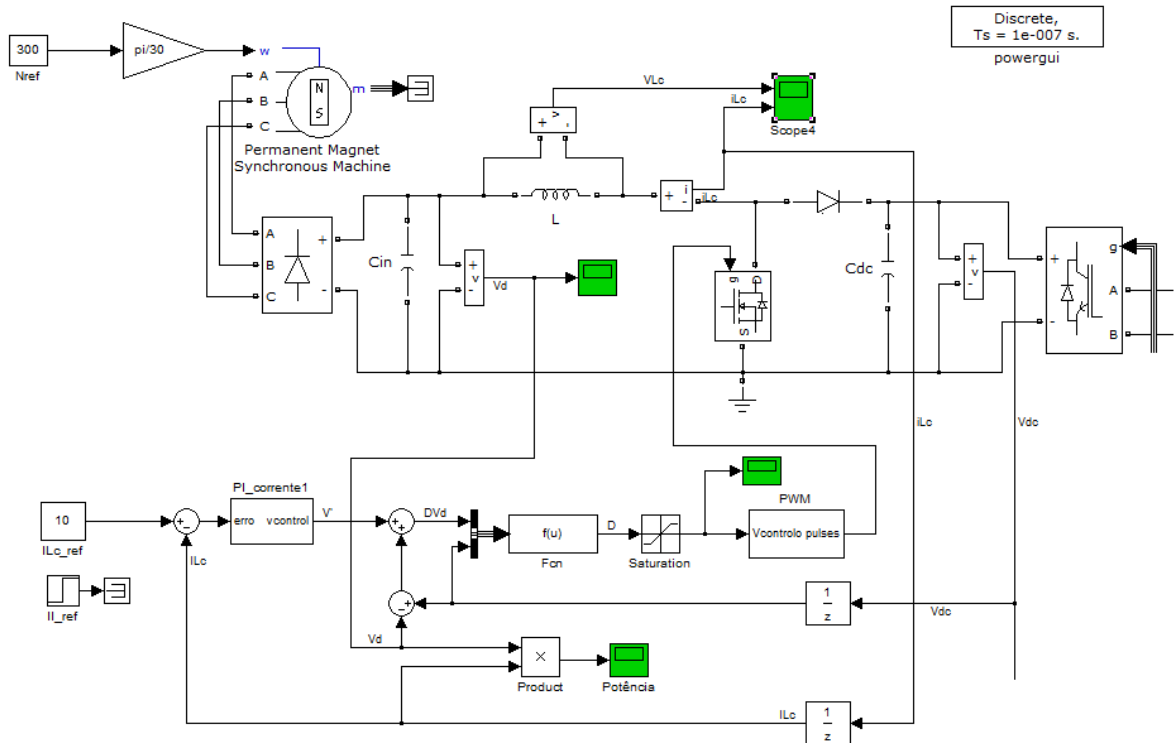
Após várias simulações obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros do controlador da corrente  $i_{Lc}$ :

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	400
Ki	6000
Lim_sup	400
Lim_inf	-400

**Tabela 3-4:** Parâmetros do controlador PI da corrente ( $i_{Lc}$ ).

### 3.3.2.4. Implementação em MATLAB/Simulink

Na figura 3-24 está representado o controlo em corrente do conversor DC/DC elevador e no anexo D2 são apresentadas os parâmetros do gerador eólico.

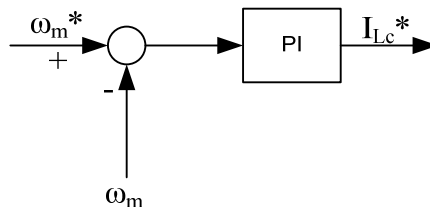


**Figura 3-24:** Implementação em MATLAB/Simulink do PI da corrente na bobina do conversor DC/DC.

No anexo A3 é apresentada uma simulação, onde se comprova que o sistema responde de forma adequada, já que a corrente de referência e à saída coincidem.

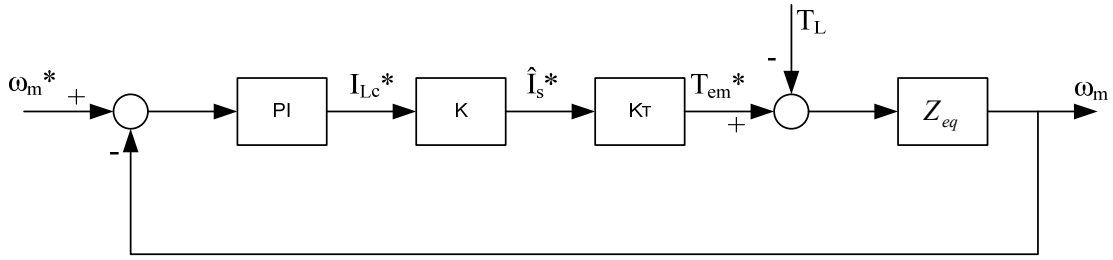
### 3.3.3. Controlador PI de velocidade

Após o dimensionamento do controlador do capítulo anterior, que permite obter  $v'$ , pretende-se agora projectar o controlador PI de velocidade que vai produzir o valor de referência da corrente na bobina. O diagrama de blocos correspondente encontra-se representado na figura 3-25.



**Figura 3-25:** Controlador PI da velocidade do gerador.

Na figura 3-26 está representado o diagrama de blocos do sistema modelado da figura 3-25.



**Figura 3-26:** Diagrama de blocos do sistema modelado.

O bloco K representa a transformação realizada para se determinar a corrente  $I_s^*$  e o bloco  $K_T$  a transformação realizada para se obter o binário  $T_{em}^*$ . A saída do bloco  $Z_{eq}$  corresponde à velocidade.

### 3.3.3.1. Modelação

Desprezando as perdas na ponte rectificadora, obtém-se:

$$P_n = P_1 \quad (61)$$

Sendo  $P_n$  a potência nominal do PMSG e  $P_1$  a potência à saída da ponte rectificadora.

Admitindo que o factor de potência unitário ( $\cos\phi=1$ ), a potência nominal é dada por:

$$P_n = 3I_s V_s \quad (62)$$

Em que  $I_s$  representa a corrente à saída do gerador e  $V_s$  a tensão à saída do gerador.

A potência à saída da ponte rectificadora será:

$$P_1 = v_d I_{Lc} \quad (63)$$

$V_d$  representa a tensão à saída da ponte rectificadora a díodos.

Igualando as equações (62) e (63), obtém-se:

$$3I_s V_s = v_d I_{Lc} \Leftrightarrow I_{Lc} = \frac{3I_s V_s}{v_d} \quad (64)$$

Num rectificador trifásico a díodos, a tenção  $V_d$  é dada por [11]:

$$V_d = 1.35V_{LL} \Leftrightarrow V_{LL} = 1.35\sqrt{3}V_s \quad (65)$$

Em que  $V_{LL}$  representa a tensão composta do gerador, neste caso.

Substituindo a equação (65) em (64), obtém-se um novo valor de  $I_{Lc}$ :

$$I_{Lc} = \frac{3I_s V_s}{1.35\sqrt{3}V_s} = \frac{3}{1.35\sqrt{3}} I_s = \frac{3}{1.35\sqrt{2}\sqrt{3}} \hat{I}_s \quad (66)$$

Admitindo regime sinusoidal, obtém-se:

$$\hat{I}_s = \sqrt{2}I_s \quad (67)$$

Substituindo a equação (67) em (66), resulta:

$$I_{Lc} = \frac{3}{1.35\sqrt{3}} * \frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow \hat{I}_s = \frac{1.35\sqrt{2}\sqrt{3}}{3} I_L \quad (68)$$

Então, K é dado por

$$K = \frac{1.35\sqrt{2}\sqrt{3}}{3} \quad (69)$$

O  $\hat{I}_s$  também pode ser determinado pela seguinte equação:

$$\hat{I}_s = \frac{T_{em}^*}{K_T} \quad (70)$$

Pelo que o  $K_T$  é dado por:

$$K_T = \frac{T_{em}^*}{\hat{I}_s} \quad (71)$$

A equação mecânica do gerador é a seguinte:

$$J_{eq} \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = T_{em} - T_L \quad (72)$$

Aplicando a transformada de *Laplace*, obtém-se:

$$J_{eq} s\omega(s) + B\omega(s) = T_{em} - T_L \quad (73)$$

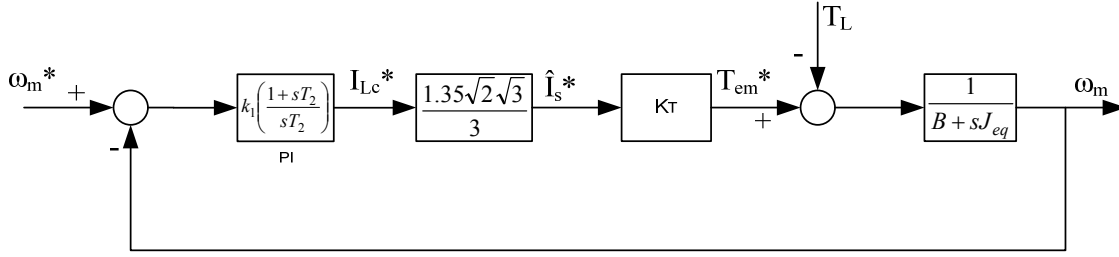
Desenvolvendo, resulta:

$$\omega(s) = \frac{T_{em} - T_L}{B + sJ_{eq}} \quad (74)$$

Pelo que, o  $Z_{eq}$  é dado por:

$$Z_{eq} = \frac{1}{B + sJ_{eq}} \quad (75)$$

Na figura 3-27 está representado o diagrama de blocos do controlador PI da velocidade, a partir do qual se vão determinar os parâmetros do controlador.



**Figura 3-27:** Diagrama de blocos do controlo de velocidade do gerador eólico.

### 3.3.3.2. Dimensionamento dos parâmetros

Obtido o diagrama de blocos do sistema final de controlo da velocidade, pode determinar-se o  $G_{OL}$  do seguinte modo:

$$\begin{aligned}
 G_{OL} &= \frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = k_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) k \left( \frac{1}{B + sJ_{eq}} \right) \\
 &= k_1 \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) k \left( \frac{1/B}{1 + s \frac{J_{eq}}{B}} \right) \\
 &= \frac{kk_1}{B} \left( \frac{1 + sT_2}{sT_2} \right) \frac{1}{1 + sT_m}
 \end{aligned} \tag{76}$$

Onde

$$k = \frac{1.35\sqrt{2}\sqrt{3}}{3} K_T \quad T_m = \frac{J_{eq}}{B} \tag{77}$$

Utilizando o sistema de equações (16), podem determinar-se os parâmetros do controlador.

O zero do controlador PI é projectado de modo a cancelar o pólo:

$$T_2 = T_m \Rightarrow 1 + sT_2 = 1 + sT_m \Rightarrow G_{OL} = \frac{kk_1}{B} \frac{1 + sT_2}{sT_2} \frac{1}{1 + sT_m} = \frac{kk_1}{sBT_2} \tag{78}$$

$k_1$  é projectado de modo a ter a frequência de corte desejada:

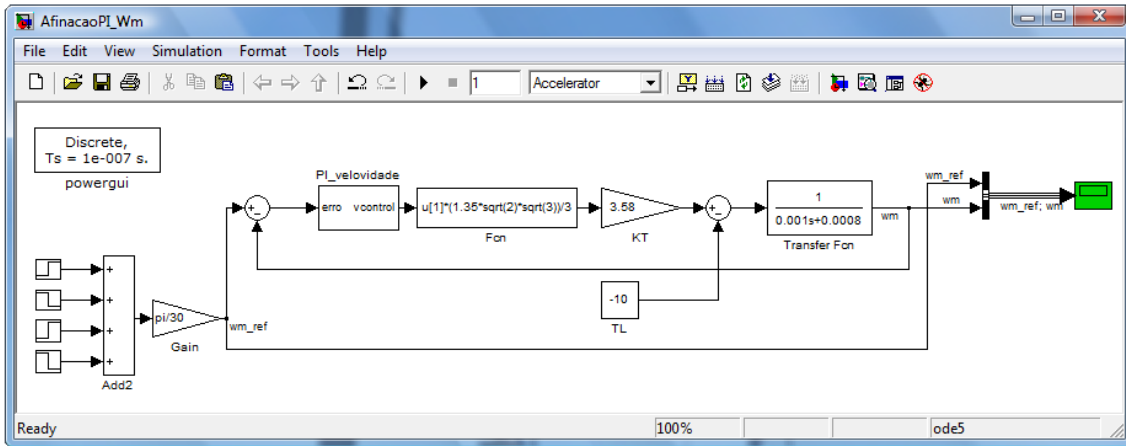
$$|G_{OL}|_{s=j\omega_c} = 1 \Rightarrow \left| \frac{kk_1}{sBT_2} \right|_{s=j\omega_c} = 1 \Leftrightarrow k_1 = \frac{\omega_c BT_2}{k} \tag{79}$$

A partir da equação (79) e (19) determina-se o  $k_2$ .

$$\frac{k_1}{k_2} = T_2 \Leftrightarrow k_2 = \frac{\omega_c BT_2}{k} \frac{1}{T_2} \Leftrightarrow k_2 = \frac{\omega_c B}{k} \tag{80}$$

### 3.3.3.3. Afinação do controlador em MATLAB/Simulink

Após o dimensionamento dos parâmetros do controlador PI da velocidade implementou-se o esquema da figura 3-27 em *Simulink*, como mostra a figura 3-28. No anexo A4 encontra-se o resultado obtido da simulação, relativo à afinação do controlador, onde se pode constatar que perante variações em degrau na velocidade de referência o sistema apresenta uma boa resposta, já que a saída praticamente sobrepõem-se à entrada, com desfasamento introduzido pelo binário de carga  $T_L$ .



**Figura 3-28:** Afinação do PI de velocidade em MATLAB/Simulink.

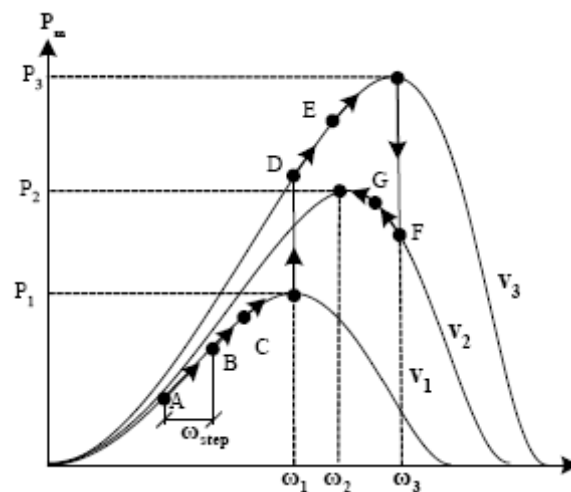
Após várias simulações obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros do controlador de velocidade  $\omega_m$ :

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	0.1
Ki	0.001
Lim_sup	1.2
Lim_inf	0.4

**Tabela 3-5:** Parâmetros do controlador PI da velocidade ( $\omega_m$ ).



O algoritmo descrito encontra-se ilustrado na figura 3-30. Inicialmente é definido um valor para o incremento/decremento,  $\omega_{step}$ , da velocidade de referência que é iniciada com um valor relativamente baixo e ao qual corresponde o ponto de funcionamento A. A potência neste ponto inicial é medida, a velocidade de referência é incrementada e a turbina passa para o ponto B. A potência do ponto B é medida e comparada com o valor obtido no ponto A. Como o valor é superior, a velocidade continuará a aumentar, e a turbina passa para o ponto C. Enquanto a potência aumentar o valor de referência da velocidade será incrementado de  $\omega_{step}$ . Quando a potência do novo ponto de funcionamento for inferior à do ponto anterior, então a velocidade retomará o valor anterior que se encontra próximo do ponto de potência máxima,  $P_1$ . Assim, a velocidade oscilará em torno de  $\omega_1$ . Se, entretanto, a velocidade do vento aumentar de  $\omega_1$  para  $\omega_3$ , a velocidade continuará a ser incrementada e o ponto de funcionamento percorrerá os pontos D e E, até atingir o novo potência máxima,  $P_3$ . Agora, a velocidade oscilará em torno de  $\omega_3$ . Se a velocidade do vento diminuir de  $\omega_3$  para  $\omega_2$ , a velocidade do gerador será decrementada e o ponto de funcionamento percorrerá os pontos F e G, até atingir o novo ponto de potência máxima,  $P_2$ . A velocidade ficará a oscilar em torno de  $\omega_2$ . Existem variantes deste algoritmo que, na proximidade do ponto de potência máxima, diminuem o valor do incremento/decremento,  $\omega_{step}$ , de modo a aproximar-se mais do verdadeiro ponto de potência máxima, enquanto, longe desse ponto, o incremento é maior para diminuir o tempo de aproximação.



**Figura 3-30:** Algoritmo de MPPT ilustrado nas características P- $\omega$ .

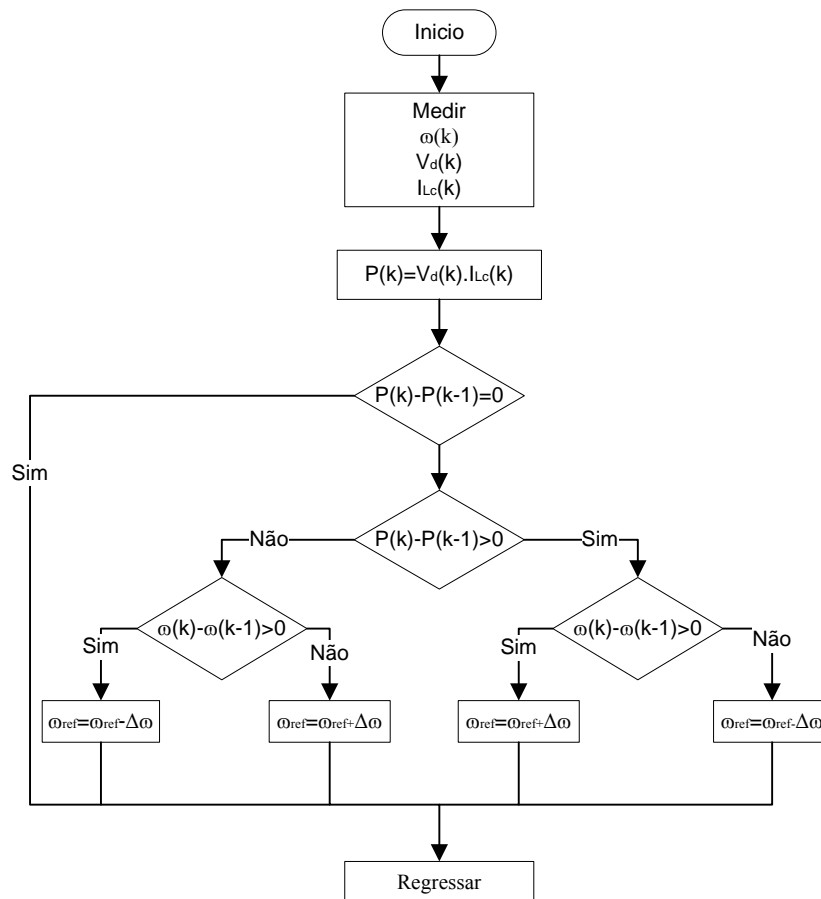


Figura 3-31: Diagrama de blocos do MPPT.

### 3.3.4.1. Implementação em MATLAB/Simulink

Na figura 3-32 está representado o algoritmo do MPPT. O bloco de *trigger* foi dimensionado para só executar o algoritmo de 1ms em 1ms.

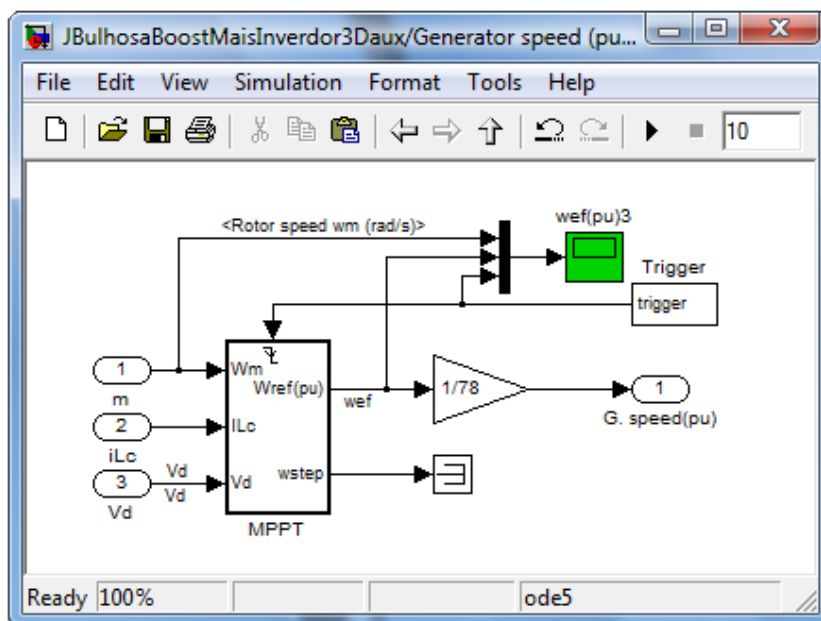
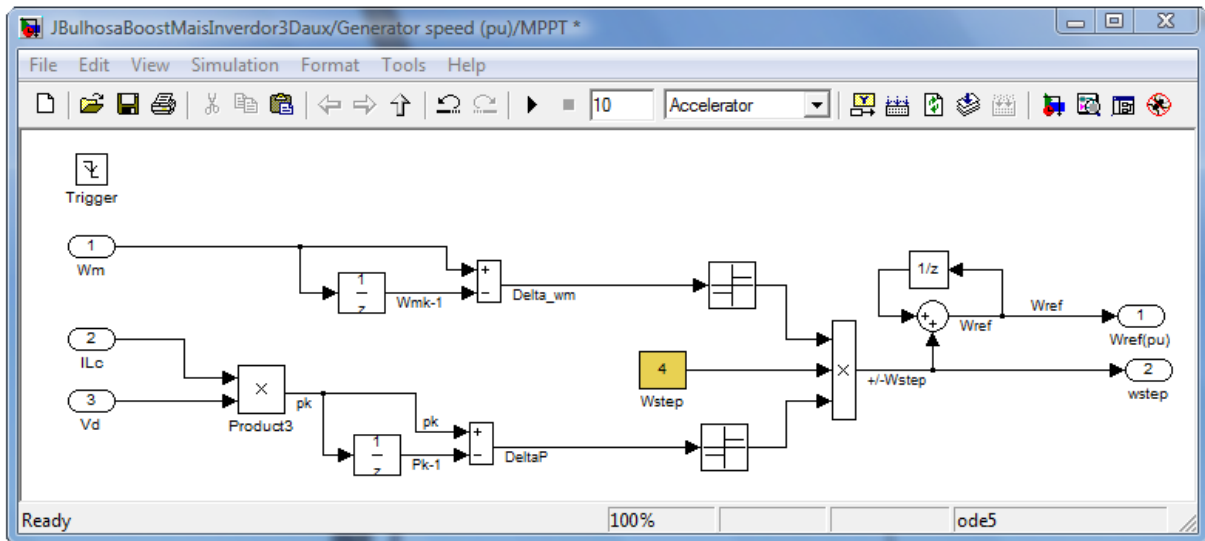


Figura 3-32: Bloco do MPPT implementado em MATLAB/Simulink.

A figura 3-33 ilustra a implementação do algoritmo de MPPT descrito anteriormente.



**Figura 3-33:** Diagrama de blocos de implementação do algoritmo de MPPT.

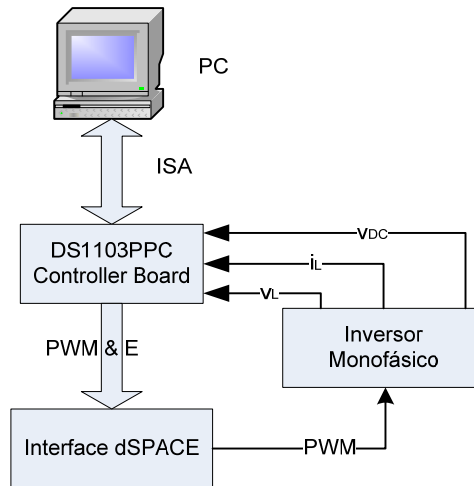
No anexo A5 é apresentada uma simulação deste algoritmo, e verifica-se que o sistema consegue seguir o ponto de potência máxima.

#### 4. Descrição da plataforma experimental

Neste capítulo é descrito o *Hardware* e *Software* usado e a implementação da plataforma de desenvolvimento utilizada neste trabalho.

##### 4.1. Hardware

O diagrama de blocos da plataforma está representado na figura 4-1.



**Figura 4-1:** Diagrama de blocos da plataforma experimental.

##### 4.1.1. Carta de controlo

A *DS1103PPC Controller Board* é uma placa/carta de controlo, para o desenvolvimento de controladores digitais rápidos de múltiplas variáveis e para controlo e monitorização em tempo real.

A carta de controlo encontrava-se instalada num PC e foi programada no ambiente de trabalho do *Simulink*, através de uma livreria de blocos específicos (RTI – *Real-Time Interface*) e controlada em tempo real, com alteração de variáveis do diagrama implementado em *Simulink* através dos pacotes MLIB/MTRACE e ControlDesk que integram o sistema de desenvolvimento da dSPACE [14], juntamente com a *toolbox* do MATLAB *Real Time Workshop*.



**Figura 4-2:** Carta de controlo DS1103.

O diagrama de blocos encontra-se no anexo B1.

#### 4.1.2. Interface painel da carta de controlo – inversor de tensão

A interface desenvolvida desempenha um papel muito importante, uma vez que permite proteger o *kit* da *dSPACE* e o inversor de tensão. Foram desenvolvidas protecções a nível de *software* e *hardware*. A nível de *hardware*, a principal protecção desenvolvida foi garantir que os interruptores de cada braço não fiquem ligados ao mesmo tempo, uma vez que, quando se activa ou desactiva a carta de controlo, os sinais de PWM ficam a nível lógico alto (1). Para evitar esta situação utilizou-se o circuito integrado (CI) SN74HC365N que é um *driver* com duas entradas de *Enable*, activas ao nível lógico alto, isto é, quando se tem 1 numa das entradas de *Enable* o CI fica inibido e as saídas passam a nível lógico baixo (0). Esta é uma grande vantagem porque torna possível fazer o controlo do *Enable* por *software* e *hardware*. Assim, uma das entradas de *Enable* é activada a partir de um botão, para que o utilizador decida se existem ou não condições para habilitar o sistema, isto após a ocorrência de alguma anomalia. As protecções ao nível de *software* serão descritas em pormenor mais adiante. Nesta interface foi também implementada uma protecção para que, caso falte a alimentação, por qualquer motivo, o sistema deixa de colocar os sinais de PWM na saída o que é assinalado com um *Led*. Para protecção adicional do inversor, implementou-se o controlo do sinal de *shutdown* do CI IR2112. Este CI comanda os MOSFETs, recebendo os sinais de PWM e produzindo os sinais de comando para os braços do inversor. Para medir a corrente do barramento DC foi incluída uma resistência de baixo valor,  $R_{sense}$ . Caso a tensão nesta resistência ultrapasse um dado valor pré-definido, os MOSFETs serão retirados de condução. Assim, é garantido que o inversor não entra em curto-circuito.

A figura 4-3 apresenta a placa desenvolvida. Esta placa foi concebida utilizando o programa OrCAD e os respectivos esquemas encontram-se nos anexos C1 e C2.

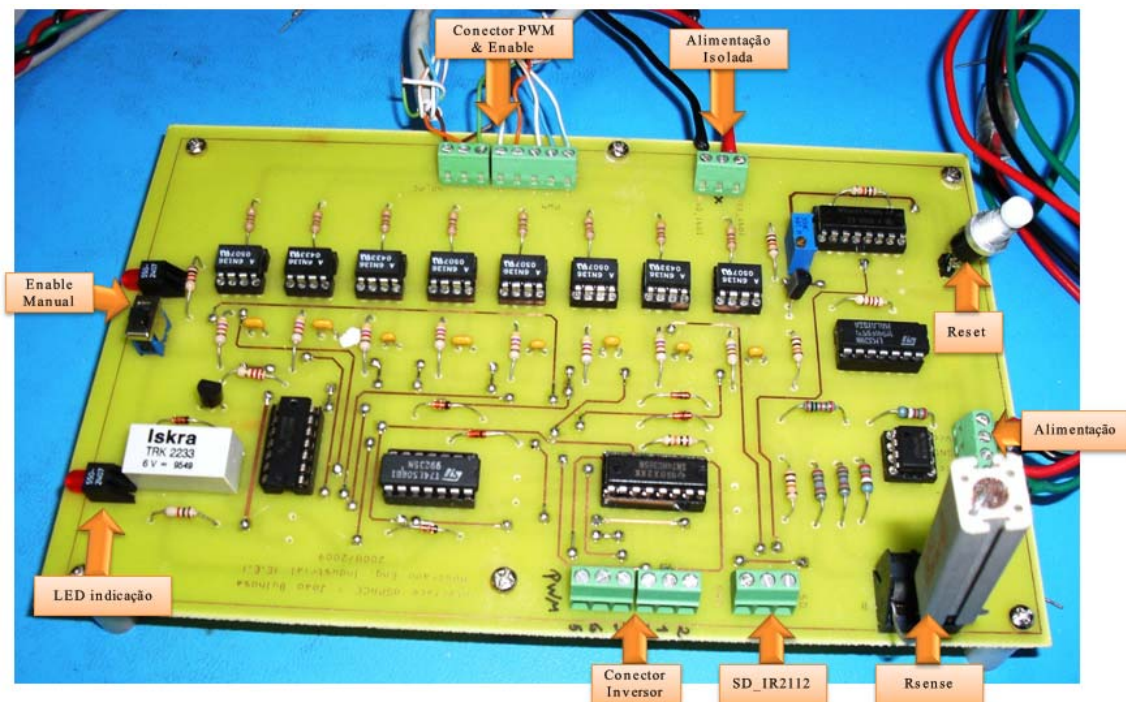
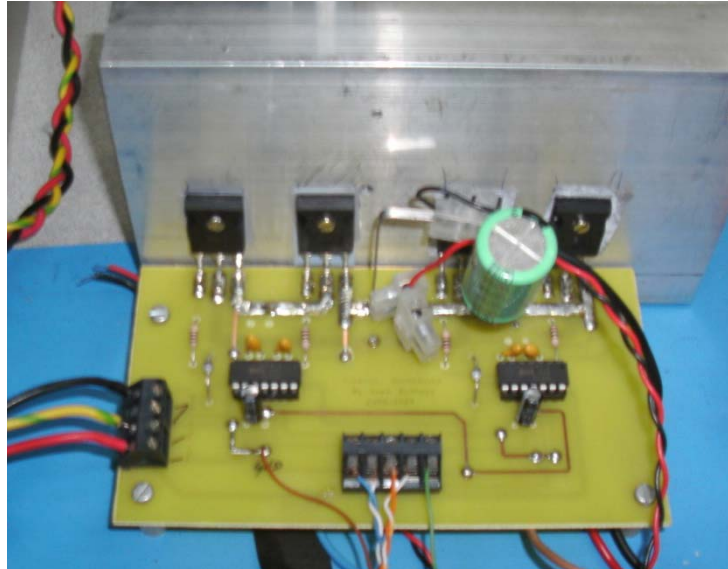


Figura 4-3: Placa de interface entre o painel da carta de controlo da *dSPACE* e o inversor

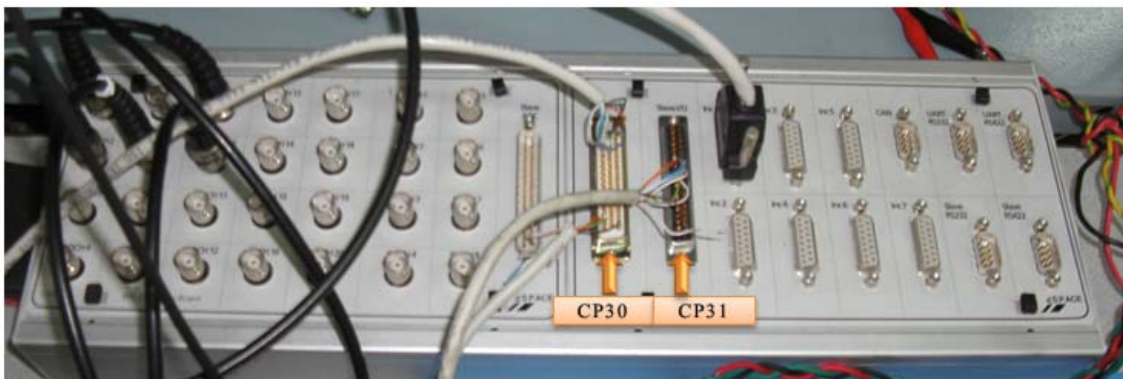
A figura 4-4 apresenta o inversor de tensão a MOSFETs desenvolvido. Esta placa foi concebida utilizando o programa OrCAD e os respectivos esquemas encontram-se nos anexos C3 e C4.



**Figura 4-4:** Inversor de tensão a MOSFETs.

#### 4.1.3. Interligação da dSPACE com Interface

Para a ligação da carta de controlo da *dSPACE* à interface desenvolvida, foi utilizado o painel CP1103, apresentado na figura 4-5, que é colocado fora do computador, ao contrário da carta. Dada a densidade de sinais, este painel permite aceder aos sinais através de conectores amplamente utilizados. Os conectores usados foram os seguintes: I/O (CP30) e slave I/O (CP31).



**Figura 4-5:** Painel CP1103.

O conector CP30, de 50 pinos, dá acesso às entradas digitais de I/O, e é utilizado para fazer as seguintes ligações:

<i>Conector CP30</i>	<i>Conector dSPACE</i>	Significado
Pino 1 (IO0)	Pino 7	<i>Enable</i>
Pino 34 (GND)	Pino 8	GND_PC

**Tabela 4-1:** Conector digital I/O.

O conector CP31, slave I/O, de 37 pinos, é utilizado para fazer as seguintes ligações:

<i>Conector CP31</i>	<i>Conector dSPACE</i>	Significado
Pino 7 ( <b>SPWM1</b> )	Pino 2	A+ (Braço 1)
Pino 26 ( <b>SPWM2</b> )	Pino 1	A- (Braço 1)
Pino 8 ( <b>SPWM3</b> )	Pino 4	B+ (Braço 2)
Pino 27 ( <b>SPWM4</b> )	Pino 3	B- (Braço 2)
Pino 9 ( <b>SPWM5</b> )	Pino 6	C+ (Braço 3)
Pino 28 ( <b>SPWM6</b> )	Pino 5	C- (Braço 3)
Pino 37 ( <b>GND</b> )	Pino 8	GND_PC

**Tabela 4-2:** Conector slave I/O.

As configurações do conector digital I/O (CP30) e do conector slave I/O (CP31) encontram-se no anexo B2.

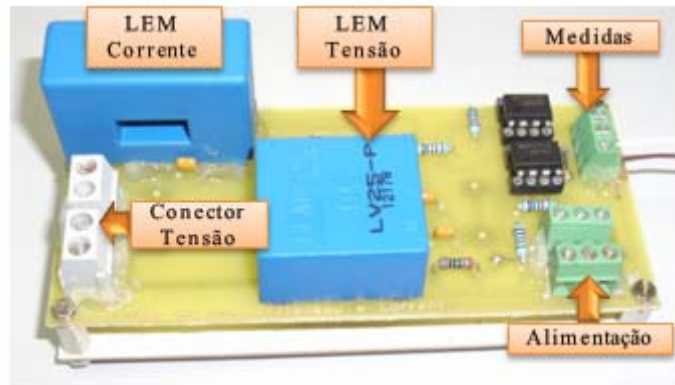
#### 4.1.4. Medida de tensão e corrente

Para a medida isolada da tensão da rede e do barramento DC foi utilizado o transdutor de tensão LV25-P [15], com uma tensão máxima de 500Vrms. Contudo, como a tensão da rede é de 230Vrms, então dimensionou-se a resistência do primário de modo a obter uma escala de tensão de 250Vrms. Para os primeiros testes foi dimensionada para 50Vrms, em seguida para 250Vrms.

Para a medida isolada da corrente fornecida pelo inversor à rede foi utilizado o transdutor de corrente LA25-P/SP1 [15], com uma corrente máxima de 50Arms. Como a corrente a medir é no máximo 8Arms, a escala do transdutor foi dimensionada para 10Arms. Após o dimensionamento dos transdutores de tensão e de corrente, os respectivos circuitos foram montados numa placa pré-perfurada para se realizar os primeiros testes. Na figura 4-6 é apresentado o circuito de medidas de teste e na figura 4-7 a versão final.



**Figura 4-6:** Circuito experimental de medida de tensão e corrente.



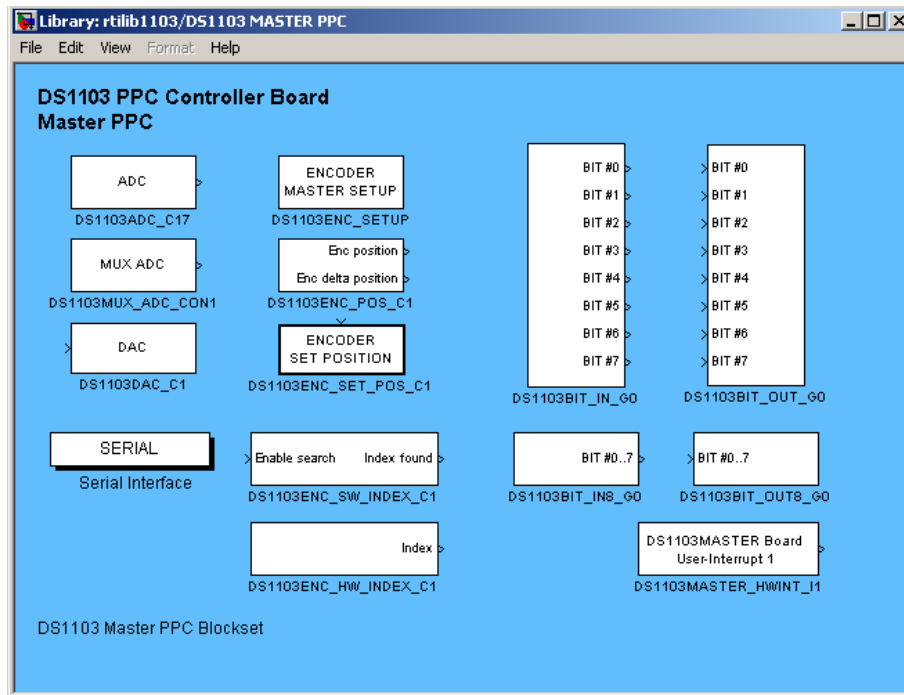
**Figura 4-7:** Circuito final de medida de tensão e corrente.

#### **4.2. Software da carta de controlo**

O *software* utilizado no desenvolvimento do controlo foi o MATLAB/*Simulink* e a Toolbox Real Time Workshop conjuntamente com o sistema de desenvolvimento da dSPACE que inclui os pacotes Real Time Interface, MLIB/MTRACE e o ControlDesk. A grande vantagem da utilização do MATLAB/*Simulink*, em conjunto com o sistema da dSPACE, é que a programação é gráfica através de livrarias de blocos integradas no *Simulink* e a compilação para o código do DSP da carta de controlo é directa, isto é, sem qualquer programação em C, o que diminui muito o tempo de teste e validação. Nas seguintes secções é descrito mais ao pormenor o *software* utilizado e o tipo de aplicação desenvolvida.

##### **4.2.1. Real Time Interface (RTI)**

A RTI é uma livraria de blocos que faz a ligação entre o *hardware* da dSPACE (carta de controlo) e o *software* de desenvolvimento, assente no MATLAB/*Simulink*, executando em tempo real de uma forma simples e automática os modelos desenvolvidos em *Simulink*. As entradas e saídas, são configuradas graficamente através dos blocos da RTI, e apresenta uma grande vantagem: a de não ser necessário escrever uma única linha de código. A figura 4-8 apresenta a janela principal da livraria RTI.



**Figura 4-8:** Blocos da livreria RTI integrada no *Simulink*.

#### 4.2.2. ControlDesk

O ControlDesk é o *software* que permite monitorizar e controlar em tempo real as variáveis dos modelos implementados em *Simulink*. Nesta ferramenta, são introduzidos os instrumentos virtuais necessários em cada aplicação, isto é, caso se pretenda monitorizar um sinal num gráfico, basta introduzir um gráfico ao qual é associada a variável que se pretende monitorizar. Primeiro é necessário compilar o diagrama desenvolvido em *Simulink*, sendo gerados vários ficheiros que depois são utilizados no ControlDesk, no qual existe a possibilidade de ler as variáveis e modificar os parâmetros do modelo implementado no *Simulink*. Na figura 4-9 está apresentado o momento em que é carregada uma aplicação à qual está associado um diagrama implementado em *Simulink*.

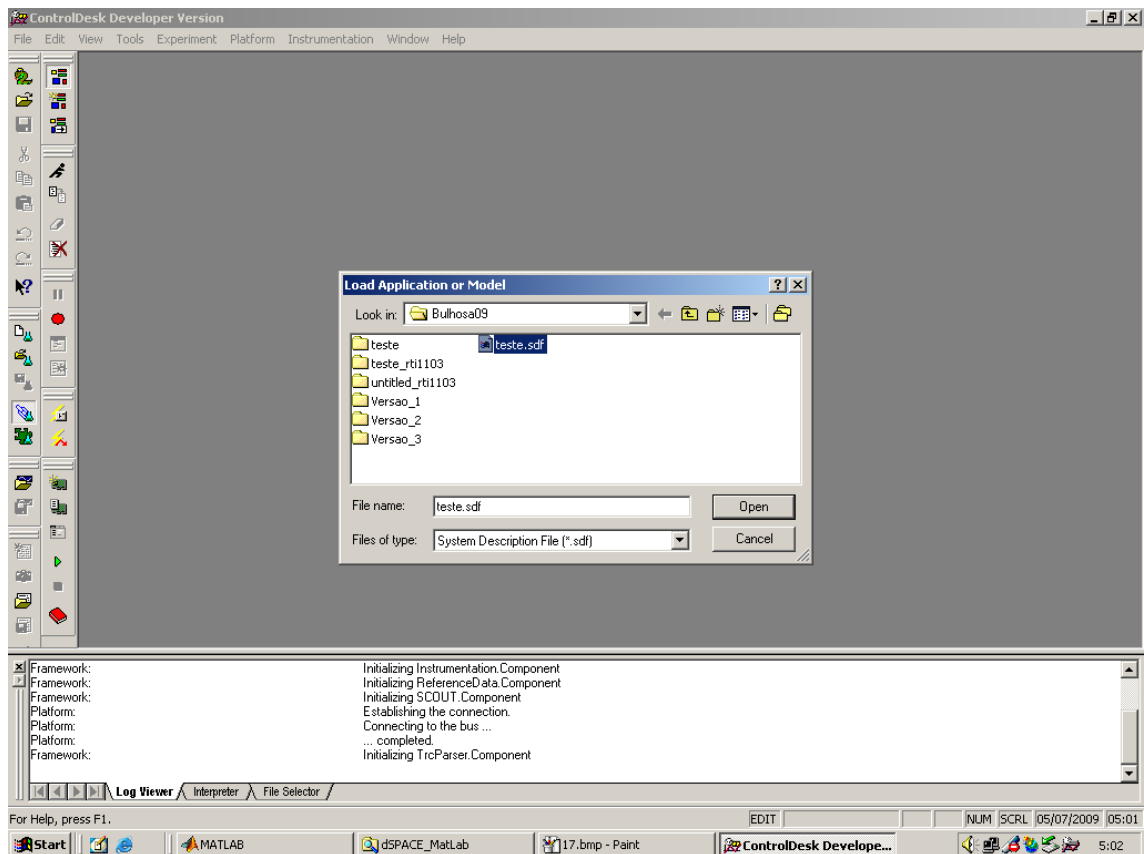


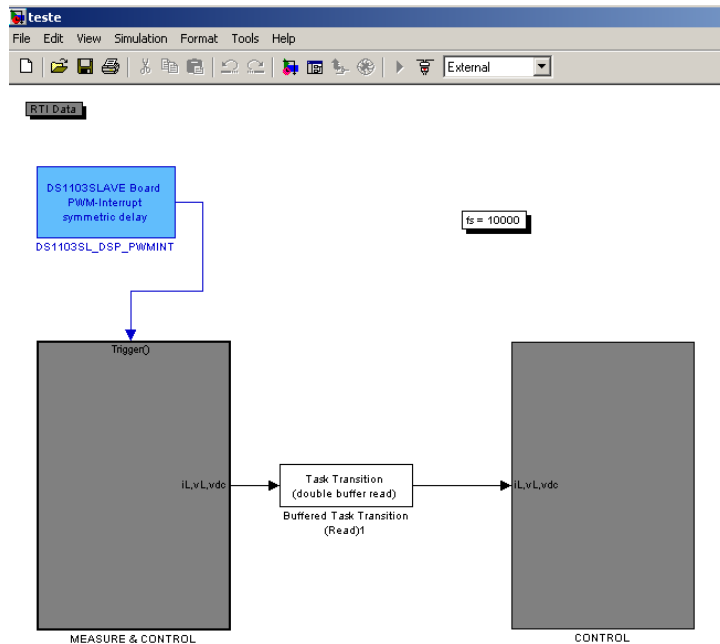
Figura 4-9: ControlDesk.

### 4.3. Funcionamento em tempo real

Nesta secção é descrita, mais em pormenor, a implementação em MATLAB/*Simulink* do controlo do sistema de potência utilizando os blocos da livreria RTI.

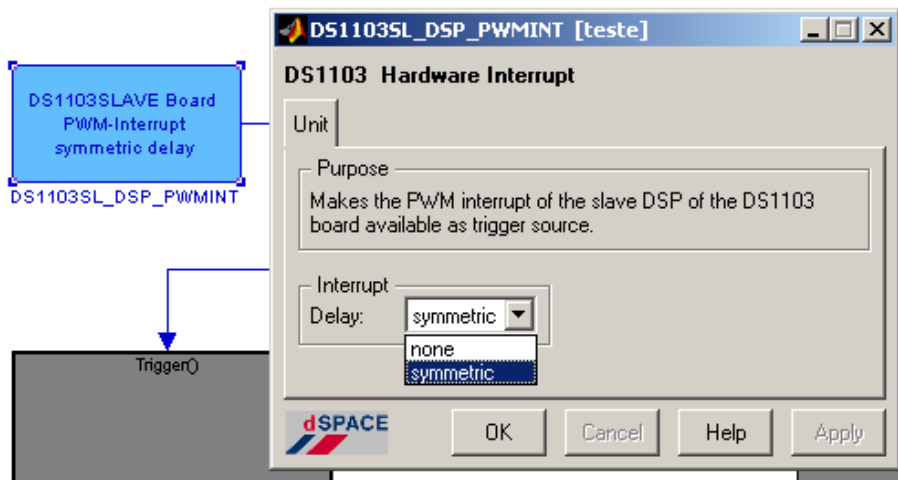
#### 4.3.1. Diagrama de controlo em *Simulink*

O esquema de controlo implementado em MATABL/*Simulink* é constituído por dois blocos principais, o “MEASURE&CONTROL” e o “CONTROL”. O passo de execução que o sistema funciona é 1/10kHz. Na figura 4-10 está representado o diagrama principal do esquema de controlo implementado.



**Figura 4-10:** Diagrama principal do esquema de controlo implementado.

No bloco “MEASURE&CONTROL” é efectuada a aquisição da corrente e das tensões, com uma frequência de amostragem de 10kHz, que é imposta pelo bloco DS1103SL\_DSP\_PWMINT (*Symmetric*). Na figura 4-11 está representado o bloco utilizado.



**Figura 4-11:** Bloco DS1103SL\_DSP\_PWMINT.

Como já foi referido, o bloco “MEASURE&CONTROL” realiza a aquisição dos sinais e multiplica-os pelo respectivo factor de escala. Os sinais são também multiplicados por um ganho de 10, devido à atenuação introduzida pelo bloco MUX\_ADC. Na figura 4-12 é apresentado o diagrama de blocos de aquisição.



uma tensão  $V_c$ , conveniente, aplicada na terceira entrada, permitindo, assim, obter o PWM monofásico. O PWM é gerado com uma frequência de 10KHz e com um tempo morto de  $2\mu s$ . A modulação de largura de impulsos implementada desta forma, corresponde ao PWM com tensão bipolar [11, 13].

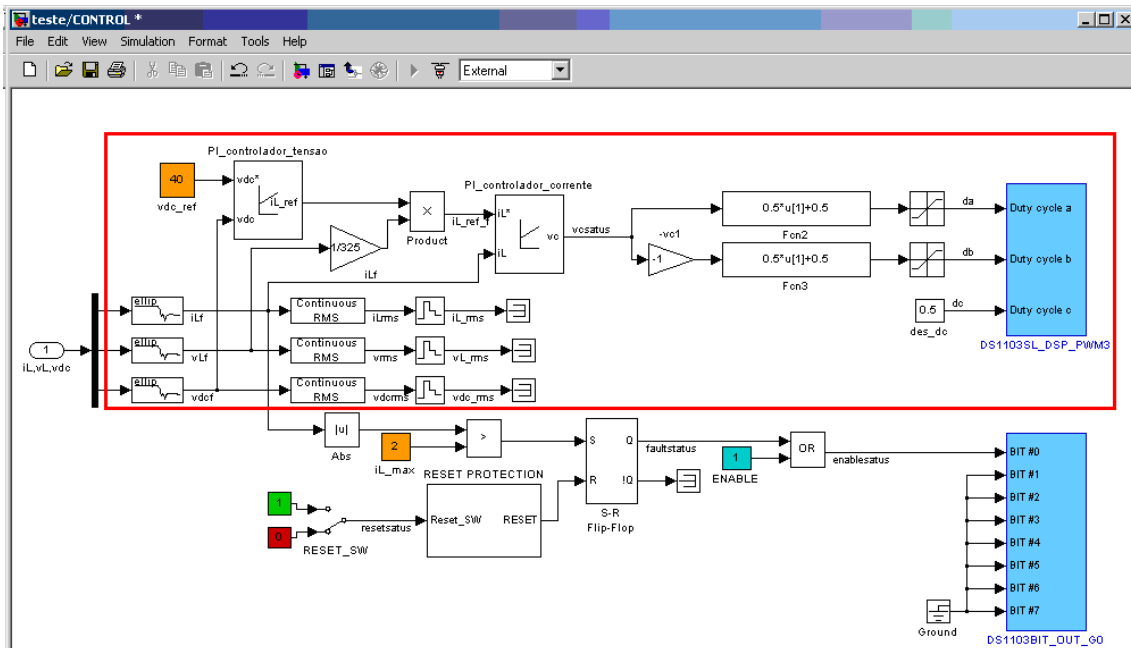


Figura 4-14: Diagrama de blocos de controlo do inversor.

Numa segunda parte, assinalada na figura 4-14, foi implementada a protecção contra sobrecorrentes, complementada com as funções de *Enable* e *Reset*. Enquanto não se desabilitar a entrada de *Enable*, isto é, passar de 1 para 0 no ControlDesk, o sistema fica inibido. Esta operação tem que ser executada inicialmente, porque senão a placa desenvolvida coloca as saídas de PWM que ligam ao inversor desactivadas. Quando o módulo da corrente medida na linha  $i_L$ , for maior que um dado valor de referência é feito um *SET* ao *Flip-Flop SR* e é colocada a saída a 1 e, então, para se poder continuar a fazer o controlo do inversor é necessário fazer um *RESET* bastando, para isso, comutar uma vez o *RESET\_SW*. Após o *RESET* já é possível continuar a fazer o controlo do inversor. O envio dos sinais digitais para a carta de controlo é efectuado através do DS1103BIT\_OUT\_G0.

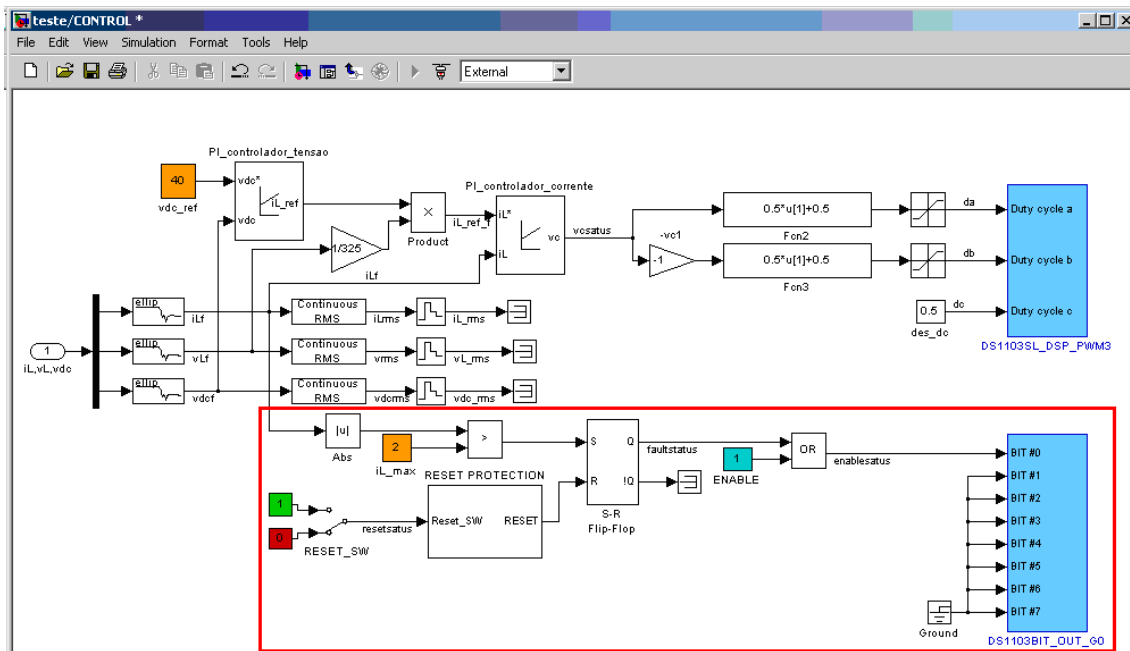


Figura 4-15: Protecção do sistema.

#### 4.3.2. Interface com o utilizador, no ControlDesk

Antes de se iniciar a aplicação no ControlDesk, que executa o diagrama *Simulink* em tempo real, é necessário ter em conta os seguintes procedimentos, para não se danificar o equipamento. Primeiro, é necessário verificar se a placa desenvolvida está alimentada e, ainda, se o botão *Enable* está activo, isto para se poder fazer o *load* da aplicação. No ControlDesk, é necessário colocar a aplicação no modo *RUN*, para se iniciar o controlo do inversor e, tendo tudo ligado e a aplicação a correr, é necessário desinibir o botão da placa PCB, *Enable Manual*. Em seguida, deve retirar-se o sinal de *Enable* da placa bastando para isso seleccionar o *Enable*, na janela “Sinais PWM” e, assim, o Led na interface passa a verde e também o *LED* vermelho da carta PCB será apagado e já é possível iniciar o controlo do sistema. Caso a corrente medida seja superior ao valor de referência imposta pelo utilizador obtém-se um sinal de *Fault Status*. Para se retirar este sinal é necessário seleccionar a opção *Reset1* ou *Reset2*, dependendo da posição em que esteja esse botão, mas é de referir que antes de se realizar essa operação, é necessário verificar o que causou este sinal. De facto, pode dar-se o caso de o utilizador não realizar essa operação e o sistema entrar outra vez em *Fault Status*. Na figura 4-16 está representada a interface gráfica do sistema desenvolvido.

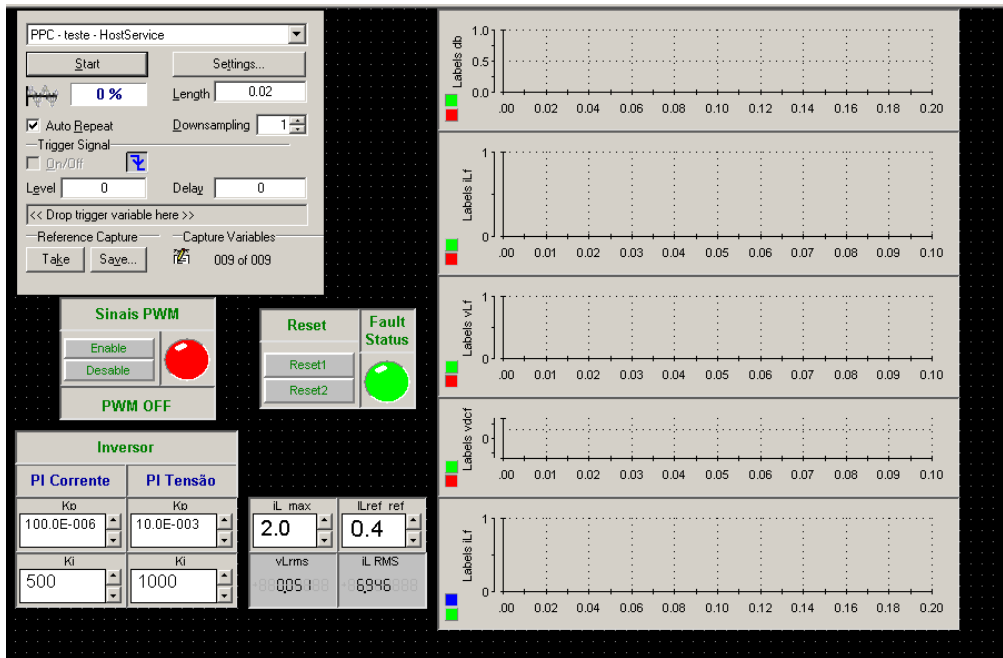


Figura 4-16: Interface gráfica no ControlDesk.

Quando é pretendido finalizar a aplicação, é necessário inibir o *Enable* por *software* e *hardware* para garantir que os MOSFETs do inversor não estão a comutar. Em seguida, retirar as alimentações do inversor e da placa desenvolvida, para que seja possível parar a aplicação. Assim, é garantida a protecção do kit de desenvolvimento da dSPACE, e restantes equipamentos.

## 5. Trabalho desenvolvido no CIEMAT e CEDEX

Este capítulo é dedicado, ao trabalho desenvolvido em MATLAB/*Simulink* realizadas no CIEMAT e à validação experimental do conversor DC/DC elevador no CEDEX.

### 5.1. Componentes passivos

Os valores dos componentes passivos utilizados na plataforma experimental são apresentados na tabela 5-1. Foi utilizado o condensador,  $C_{DC}$ , existente no laboratório e o valor da indutância,  $L_1$ , foi dimensionado no anexo D1.

<i>Material</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidades</i>
L	1	mH
$L_1$	0,12	mH
$C_{DC}$	3,3	mF
$R_o$	50	$\Omega$
Bateria	48	V

**Tabela 5-1:** Valores dos componentes passivos.

Na tabela 5-2 são apresentados os parâmetros do transformador utilizado.

<i>Parâmetros Transformador</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidades</i>
$P_n$	500	VA
F	50	Hz
$V_1$	20	V
$R_1$	0,11	$\Omega$
$L_1$	6,5	mH
$V_2$	230	V
$R_2$	2,24	$\Omega$
$L_2$	6,1	mH
$R_m$	17780	$\Omega$
$L_m$	4,7428	H

**Tabela 5-2:** Parâmetros do transformador.

### 5.2. Implementação em MATLAB/*Simulink* no CIEMAT

No CIEMAT, foram analisados dois cenários possíveis:

- ✓ Controlo do inversor, com energia proveniente de uma bateria;
- ✓ Simulação de todo o sistema para posterior implementação num caso prático.

### 5.2.1. Controlo do inversor com energia proveniente de uma bateria

Nesta fase de desenvolvimento do trabalho, a fonte de tensão ideal do barramento DC foi substituída por uma bateria. Na figura 5-1 é apresentado o diagrama de blocos do controlo em corrente do inversor de tensão e no anexo D3 a representação da bateria.

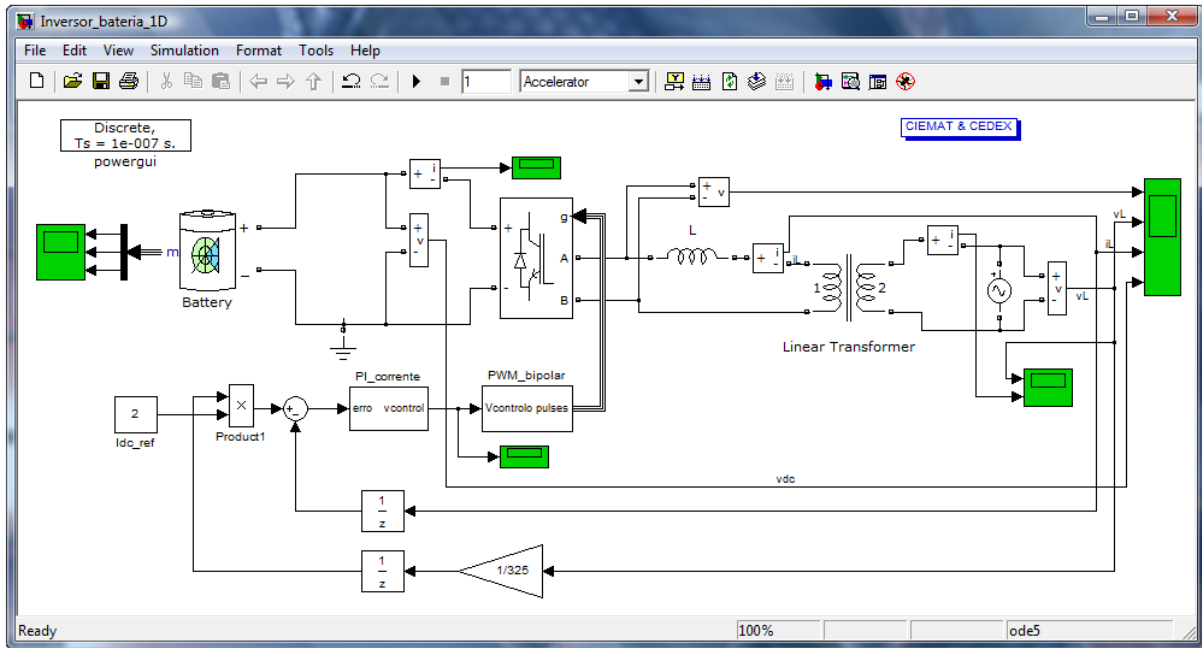


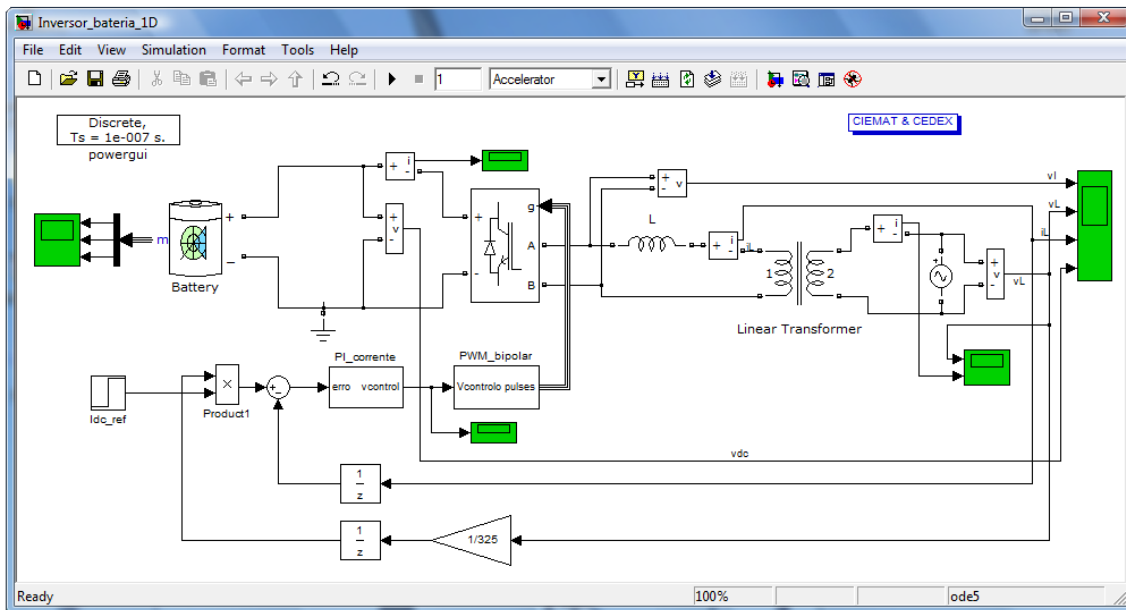
Figura 5-1: Implementação em MATLAB/Simulink do PI de corrente com bateria (CIEMAT).

A partir dos valores obtidos no dimensionamento, e após várias simulações, obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros do controlador PI de corrente:

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	1
Ki	1000
Lim_sup	1
Lim_inf	-1

Tabela 5-3: Parâmetros do controlador PI de corrente – inversor de tensão (bateria).

No anexo E1 é apresentada uma simulação, onde é demonstrado que a corrente  $i_L$  está em fase com a tensão  $V_L$  e o sistema está a fornecer 2A à rede. Na figura 5-2 é apresentado o controlo do inversor, que mantém a tensão no barramento DC constante.



**Figura 5-2:** Implementação MATLAB/Simulink do PI de tensão com bateria – inversor de tensão (CIEMAT).

A partir dos valores obtidos no dimensionamento, e após várias simulações, obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros do controlador PI de tensão:

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	1
Ki	1000
Lim_sup	10
Lim_inf	-10

**Tabela 5-4:** Parâmetros do controlador PI de tensão – inversor de tensão (bateria).

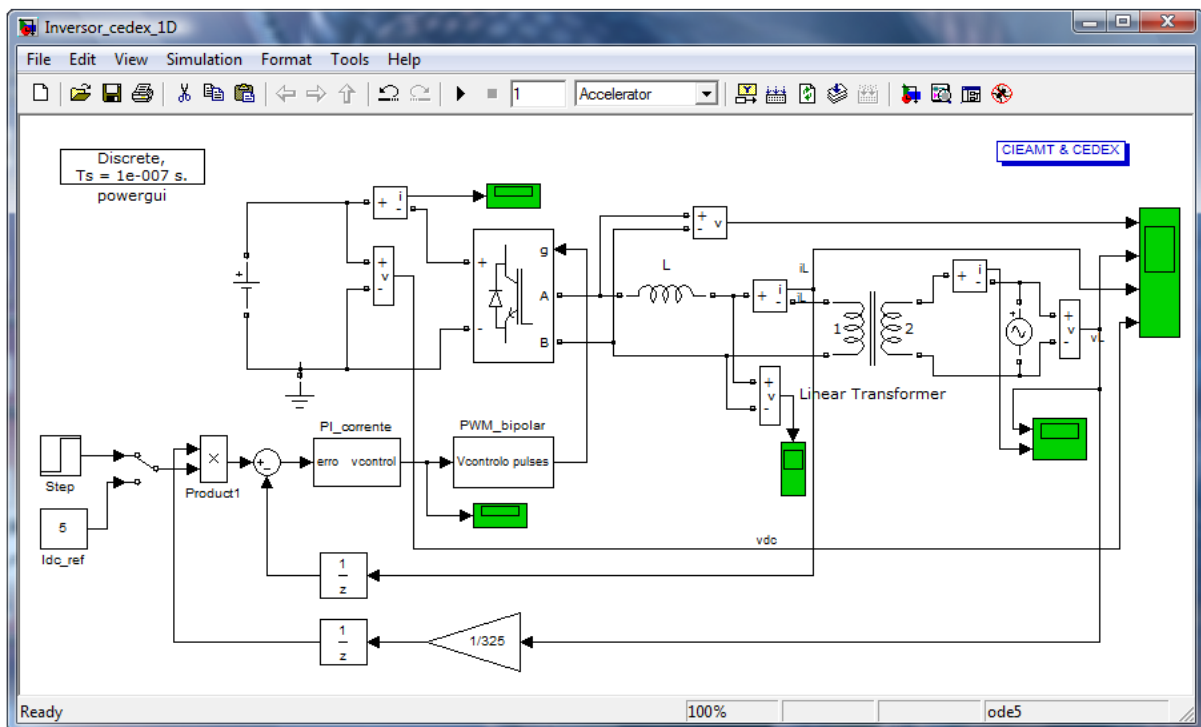
No anexo E2 é apresentada uma simulação, onde é demonstrado que a corrente  $i_L$  está em fase com a tensão  $V_L$ . A tensão  $V_{DC}$  é mantida constante, e igual a 48V, um pouco superior por a bateria estar 100% carregada.

### 5.2.2. Simulação de todo o sistema

Nesta secção é simulado, em primeiro lugar, o inversor de tensão, em seguida o conversor DC/DC elevador e depois o sistema completo. No modelo do gerador foi aplicado o algoritmo de MPPT descrito no capítulo 3.3.4..

#### 5.2.2.1. Inversor de tensão monofásico

O controlador PI foi dimensionado para uma corrente máxima fornecida à rede igual a 5A, e introduziu-se uma variação em degrau para se analisar a resposta do sistema, isto é, iniciou-se a simulação com 2A e ao fim de 0.5 Seg., passou para 5A. No anexo E3 encontra-se o resultado obtido da simulação do diagrama da figura 5-3, onde se pode constatar que o sistema apresenta uma boa resposta para esta perturbação.



**Figura 5-3:** Implementação MATLAB/Simulink do PI de corrente – inversor de tensão (CIEMAT).

A partir dos valores obtidos no dimensionamento, e após várias simulações, obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros do controlador de corrente:

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	100
Ki	0.1
Lim_sup	1
Lim_inf	-1

**Tabela 5-5:** Parâmetros do controlador PI de corrente – inversor de tensão.

O passo seguinte foi realizar o controlo da tensão do barramento DC. O objectivo é manter a tensão do barramento DC constante, igual a 48V. Na figura 5-4 é apresentado o diagrama utilizado na simulação. No anexo

E4 encontra-se o resultado obtido da simulação, onde é demonstrado que a corrente  $i_L$  está em fase com a tensão  $V_L$ , e tensão  $V_{DC}$  é mantida constante, e igual a 48V.

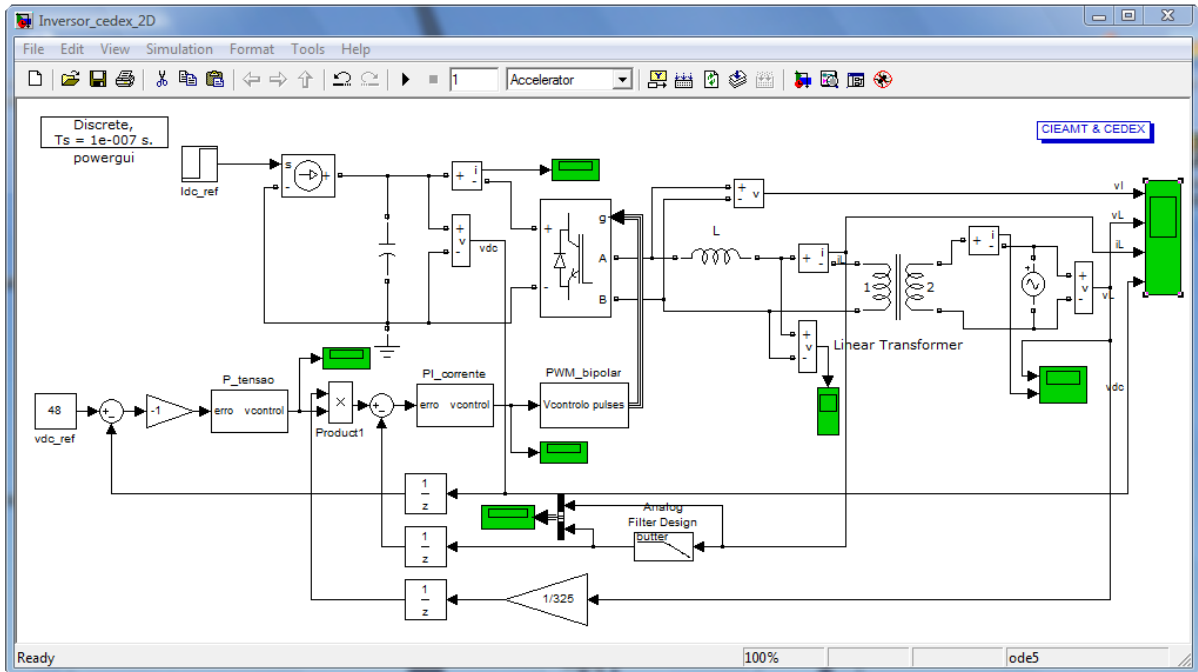


Figura 5-4: Implementação MATLAB/Simulink do PI de tensão – inversor de tensão (CIEMAT).

Parâmetros do controlador PI de tensão:

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	1
Ki	500
Lim_sup	10
Lim_inf	0

Tabela 5-6: Parâmetros do controlador PI de tensão – inversor de tensão.

### 5.2.2.2. Conversor DC/DC elevador

Depois de implementado o controlo do inversor, o passo seguinte foi realizar o controlo em tensão e velocidade do conversor DC/DC elevador. Na figura 5-5 é apresentado o controlo em corrente do conversor, e na figura 5-6 o controlo em velocidade. Depois de afinado o controlador foram utilizados os valores para os parâmetros do controlador de corrente e velocidade apresentados na tabela 5-7 e 5-8, respectivamente:

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	0.1
Ki	0.5
Lim_sup	20
Lim_inf	-20

Tabela 5-7: Parâmetros do controlador PI da corrente  $i_{Lc}$ .

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	0.01
Ki	0.001
Lim_sup	1.2
Lim_inf	0.1

**Tabela 5-8:** Parâmetros do controlador PI da velocidade  $\omega_m$ .

No anexo E5 encontra-se o resultado obtido da simulação do PI de corrente do conversor, e verifica-se que a corrente  $i_L$  está em fase com a tensão  $V_L$ . No anexo E6 encontra-se o resultado obtido da simulação do PI de velocidade, onde se verifica que a tensão  $V_d$  demora uns instantes até atingir o valor pretendido, deve-se ao facto de o condensador estar inicialmente descarregado, que é na ordem dos 24V, e que a corrente  $i_L$  está em fase com a tensão  $V_L$ .

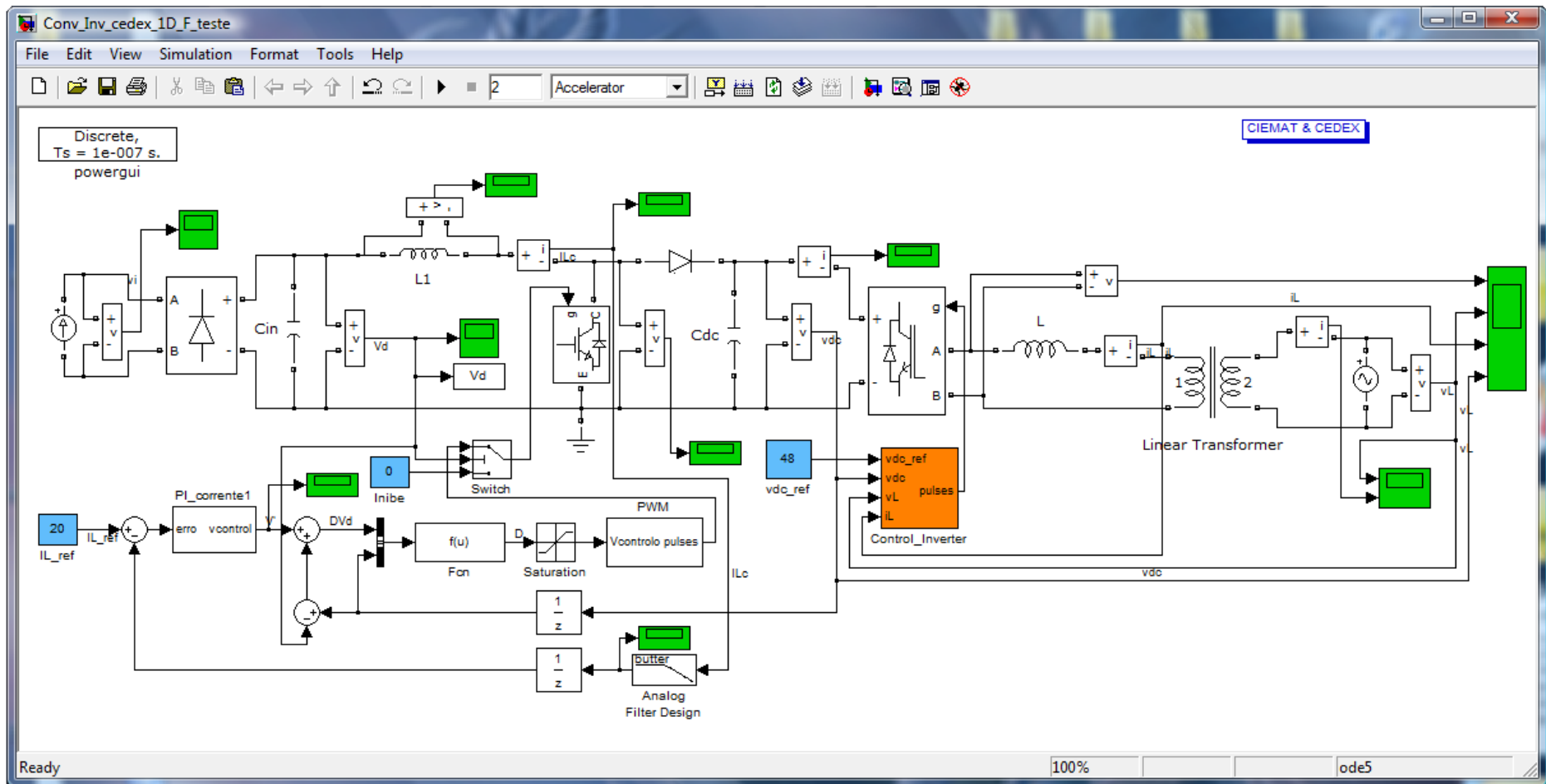


Figura 5-5: Implementação em MATLAB/Simulink do PI de corrente – conversor DC/DC (CIEMAT).

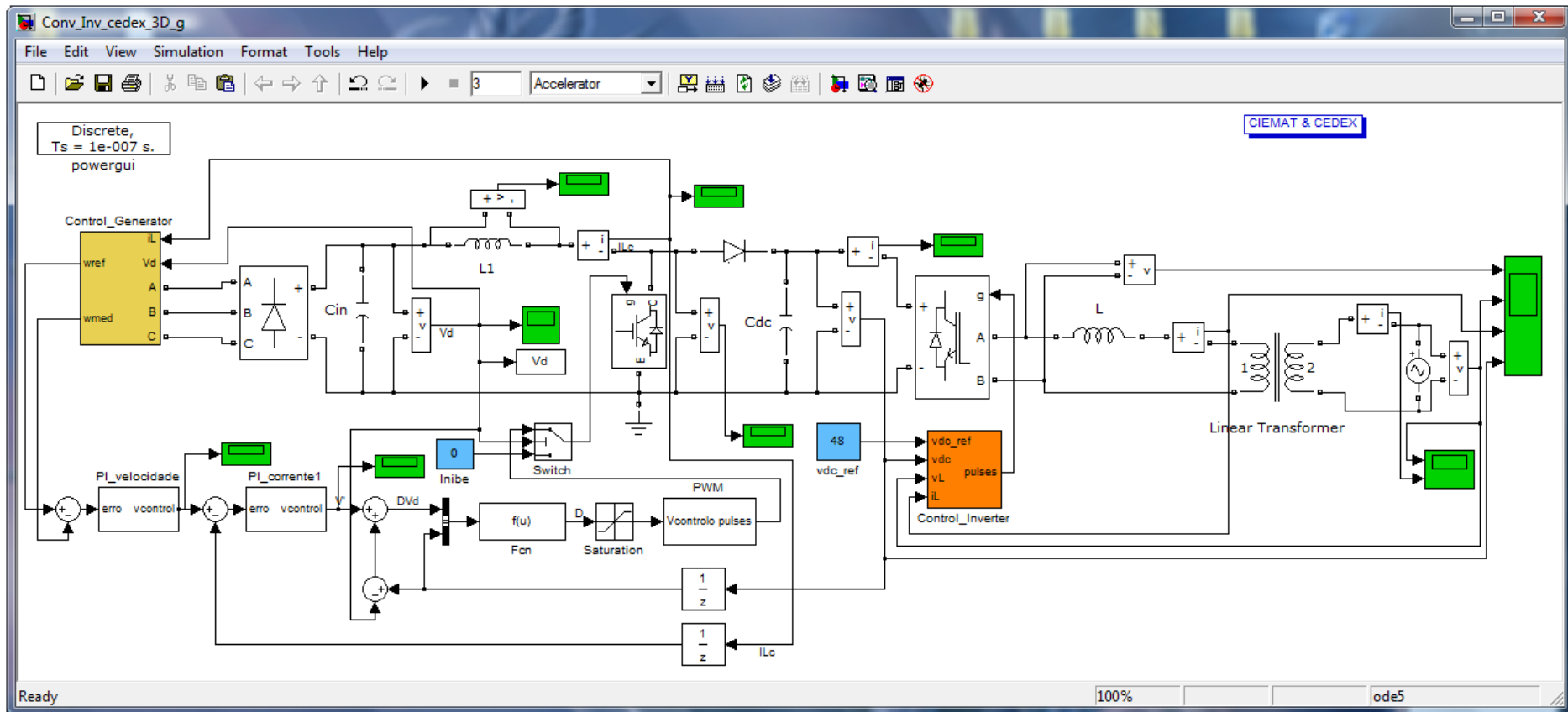
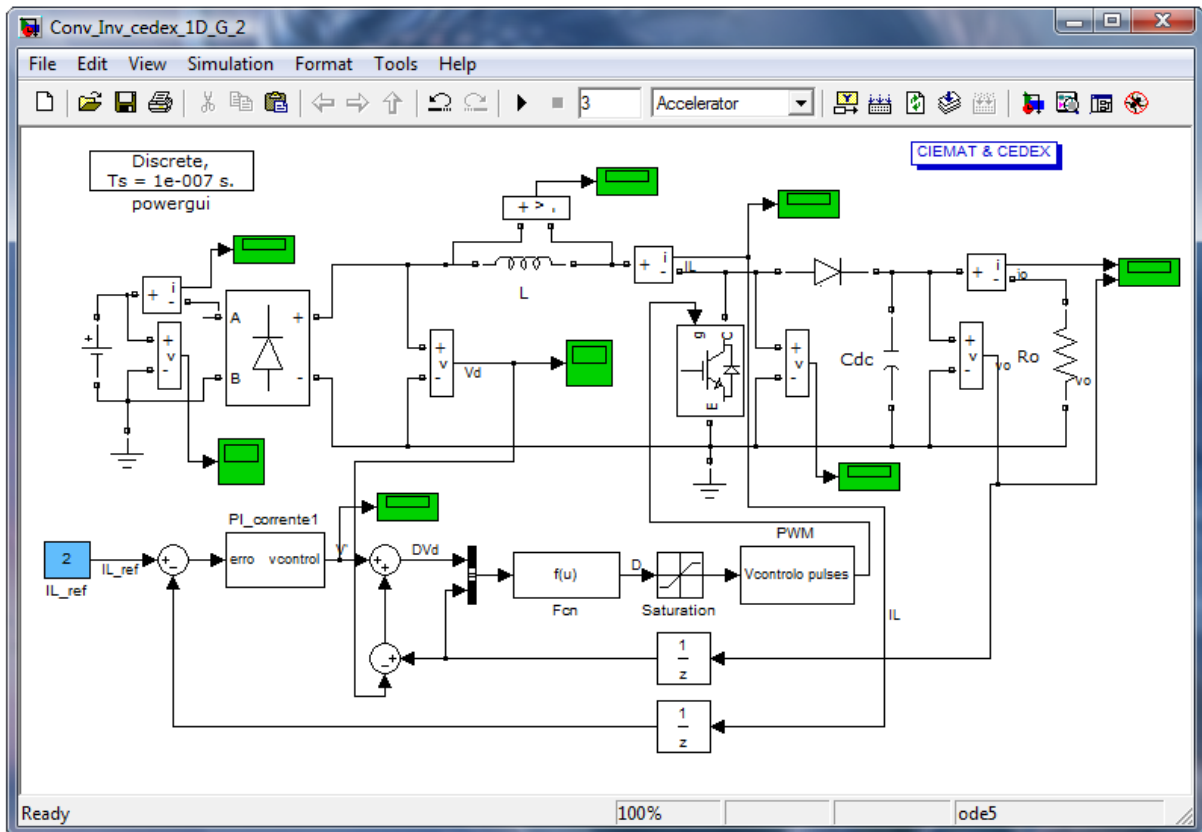


Figura 5-6: Implementação em MATLAB/Simulink do PI de velocidade (CIEMAT).

### 5.3. Trabalho desenvolvido no CEDEX

No CEDEX foi desenvolvida uma plataforma gráfica de controlo e visualização do conversor DC/DC elevador. A plataforma gráfica foi desenvolvida no *software* ControlDesk, incluindo no sistema de desenvolvimento da dSPACE baseado na carta de controlo 1104. Os IGBTs utilizados foram os módulos (braços) SKM 100GB e o drive foi o SKYPER 32PRO [16]. Foi ainda desenvolvida uma base de modo a tornar possível utilizar duas configurações diferentes do barramento DC para que ficasse o mais próximo possível dos IGBTs e, assim, a reduzir as sobretensões no barramento DC. Este suporte foi desenhado no *software* Solidworks e no anexo F encontra-se o desenho da base.



**Figura 5-7:** Implementação em MATLAB/Simulink do PI de corrente – conversor DC/DC (CEDEX).

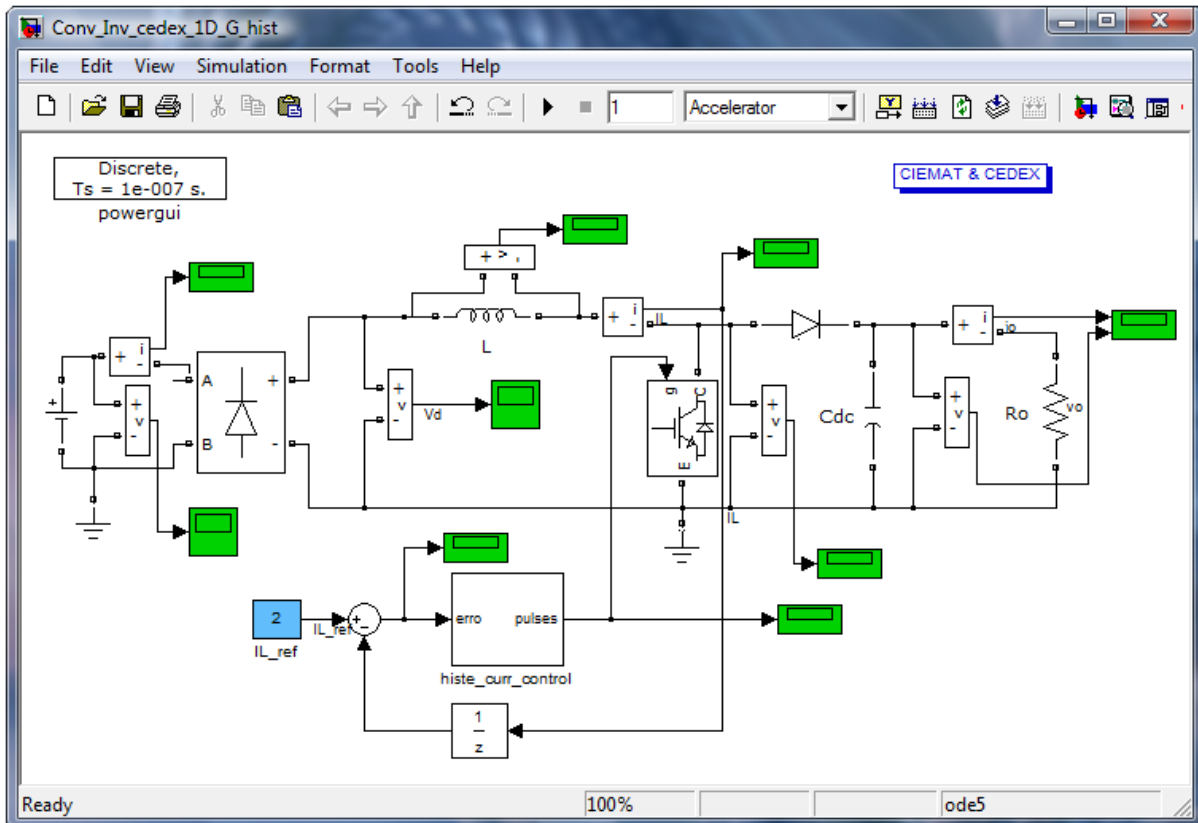
Após várias simulações, obtiveram-se os seguintes valores para os parâmetros do controlador PI:

<i>Parâmetros do Controlador</i>	
Kp	0.01
Ki	0.001
Lim_sup	48
Lim_inf	-48

**Tabela 5-9:** Parâmetros do controlador PI de corrente – conversor DC/DC elevador (CEDEX).

No anexo E7 encontra-se o resultado obtido na simulação, onde se verifica que o sistema consegue elevar a tensão de entrada para o valor pretendido, e como a carga é resistiva e de valor fixo, a tensão  $V_{DC}$  é mantida constante porque só pretendido aumentar de 24V para 48V na saída. Outra possibilidade analisada

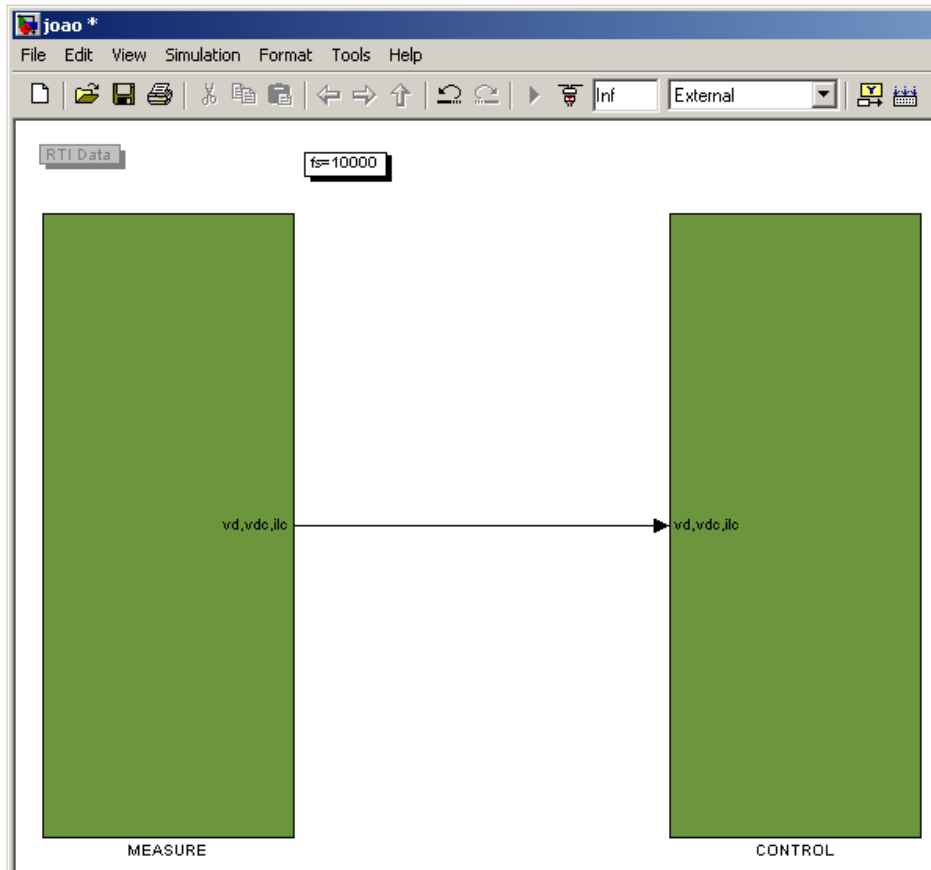
laboratorialmente, foi a utilização do controlador de histerese por substituição do controlador PI. Na figura 5-8 é apresentado o controlo por histerese com uma “janela”  $h=0.2$ . No anexo E8 encontra-se o resultado obtido com a simulação, onde se verifica que, comparativamente com o controlador PI, a resposta apresentada é muito parecida, e na simulação não se constata nenhuma diferença, e a partir de 0.4 Seg. o sistema estabiliza por volta do valor pretendido. Quando se implementa este controlador num sistema real, dado a frequência de comutação ser variável o sistema torna-se instável, e caso o limite máximo e mínimo da corrente não esteja bem dimensionado, perde-se o controlo. A utilização o controlador PI, é melhor, garante frequência de comutação fixa.



**Figura 5-8:** Implementação em MATLAB/Simulink do controlador por histerese – conversor DC/DC.

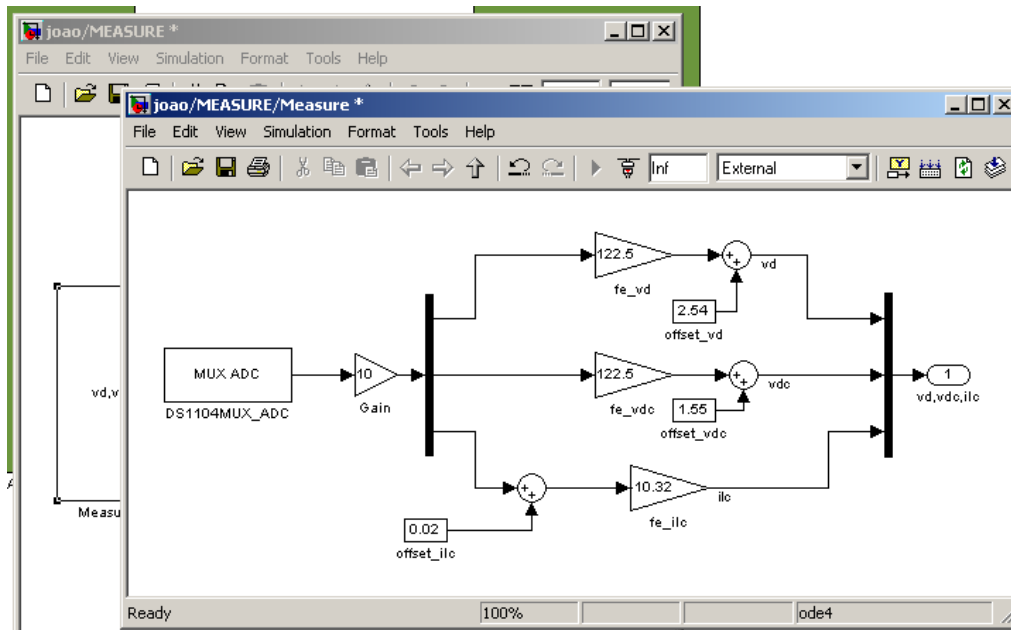
### 5.3.1. Diagrama de blocos em MATLAB/Simulink para o controle em tempo real

O esquema de controle do sistema de potência em tempo real, foi implementado em *Simulink* e é constituído por dois blocos principais. O “MEASURE” e o “CONTROL” como mostra a figura 5-9. O passo de execução com que o sistema funciona é de 1/10KHz.



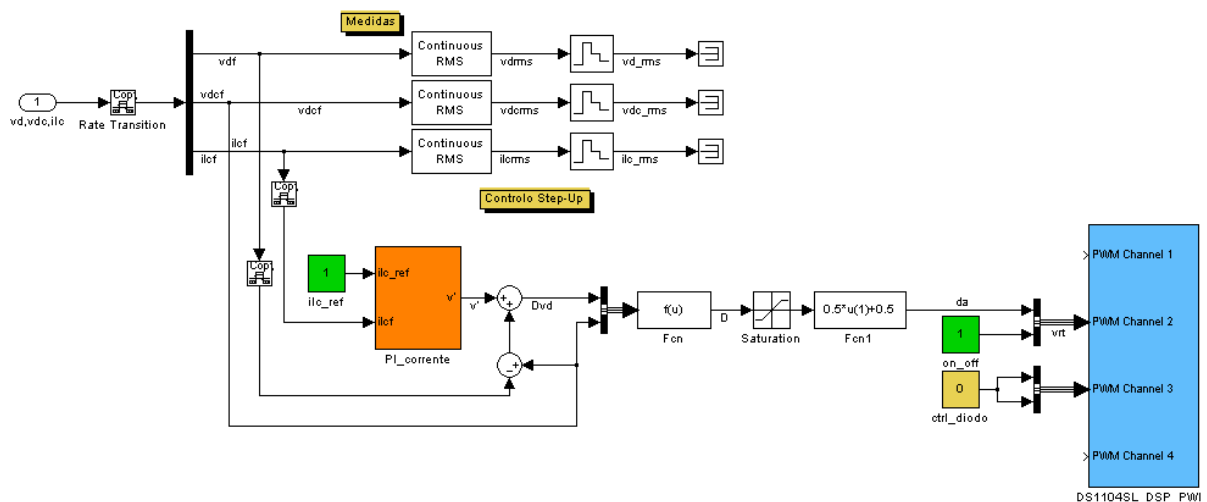
**Figura 5-9:** Diagrama de blocos do controle em *Simulink*.

No bloco “MEASURE” é realizada a aquisição dos sinais e transformação para as unidades físicas do sistema internacional.



**Figura 5-10:** Bloco MEASURE.

No bloco “CONTROL” é efectuado o controlo em corrente do conversor elevador e na figura 5-11 é representado o esquema de controlo implementado.



**Figura 5-11:** Bloco CONTROL.

No capítulo 3.3. foi descrito o controlo em corrente deste conversor, mas é de referir que inicialmente os controladores PI têm um dado valor para as constantes proporcional e integral. Como é utilizado um módulo integrado que tem três braços com dois IGBTs cada, com um diódo em anti-paralelo, um deles é utilizado para implementar o conversor elevador. O bloco utilizado para gerar o PWM é o DS1104SL\_DSP\_PWM, e enquanto estiver a 1 o PWM está a 0, pelo que é utilizado um bloco “on\_off” para inibir ou não o PWM. Na interface com o utilizador, desenvolvida no ControlDesk, e apresentado na figura 5-12, é possível ver a tensão de entrada e do barramento DC e ainda a corrente na indutância  $i_{LC}$ .

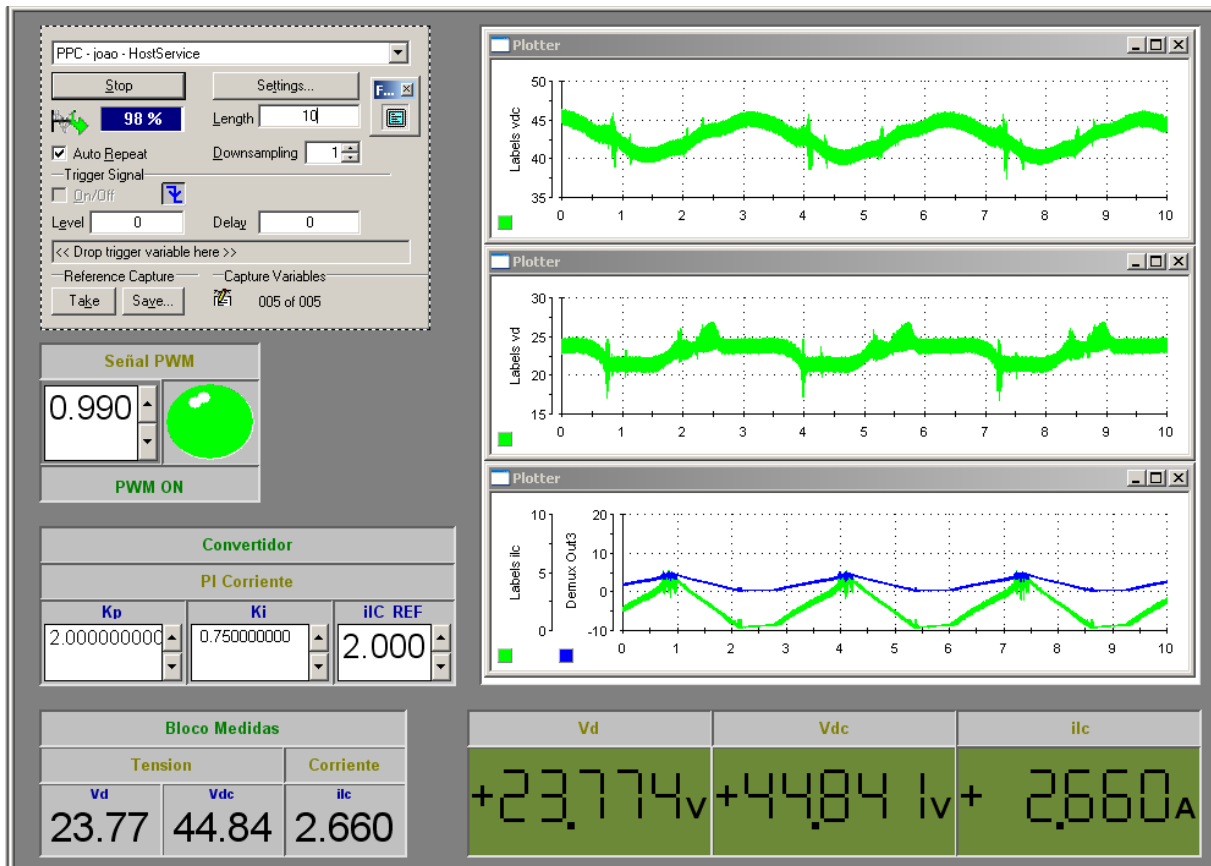


Figura 5-12: Interface gráfica no ControlDesk.

Na figura 5-12 é representada a interface gráfica desenvolvida no ControlDesk relativa ao controlo em corrente do conversor elevador, onde são apresentadas as tensões do barramento DC,  $V_{dc}$ , e à saída da ponte de díodos,  $V_d$ , e a corrente na bobina L,  $i_{lc}$ . O conversor não está a funcionar no modo de condução contínua, uma vez que a corrente se anula. Para garantir que tal não ocorra seria necessário continuar com a realização dos testes aumentando a frequência de comutação e ou o valor da bobina.

Os ensaios experimentais terminaram nesta fase de desenvolvimento do trabalho já que o tempo previsto para o estágio estar no seu fim.

### 5.3.2. Aplicação Prática

Após o desenvolvimento da plataforma, montou-se o sistema que se pretende controlar. Foi utilizada uma indutância de 0,12mH, um condensador no barramento DC de 3,3mF e uma carga de 50Ω para um  $I_{\max}$  de 3,15A.

Foi ainda utilizado o seguinte equipamento:

- Uma fonte de alimentação para simular a tensão  $V_d$ ;
- Um amperímetro para medir a corrente  $i_{Lc}$ ;
- Um multímetro medir a tensão no barramento DC;
- Sistema da dSPACE baseado na carta de controlo 1104;
- E um conector CLP 1104 com a configuração da tabela 5-10.

<i>Conector CP18</i>		Significado
<b>GND</b>	Pino 1	GND
<b>SPWM7</b>	Pino 10	A+
<b>SPWM8</b>	Pino 29	A-

**Tabela 5–10:** Conector CP18.

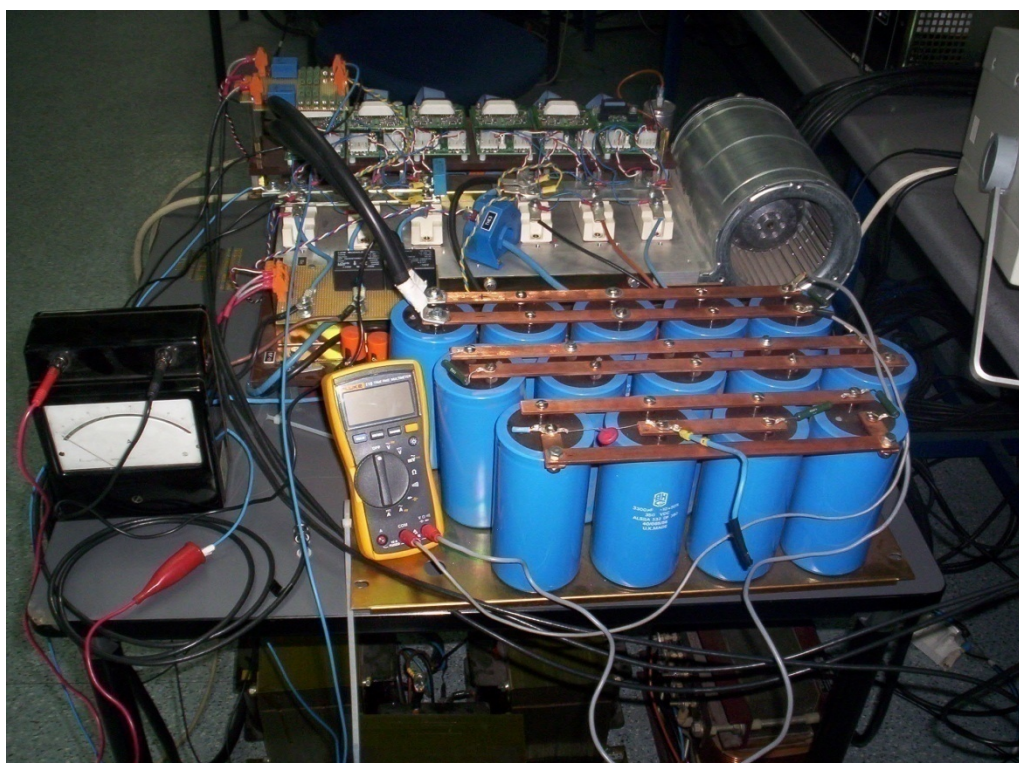
No anexo E9 encontra-se a configuração da dSPACE CLP 1104, e as seguintes figuras mostram a montagem implementada no laboratório do CEDEX.



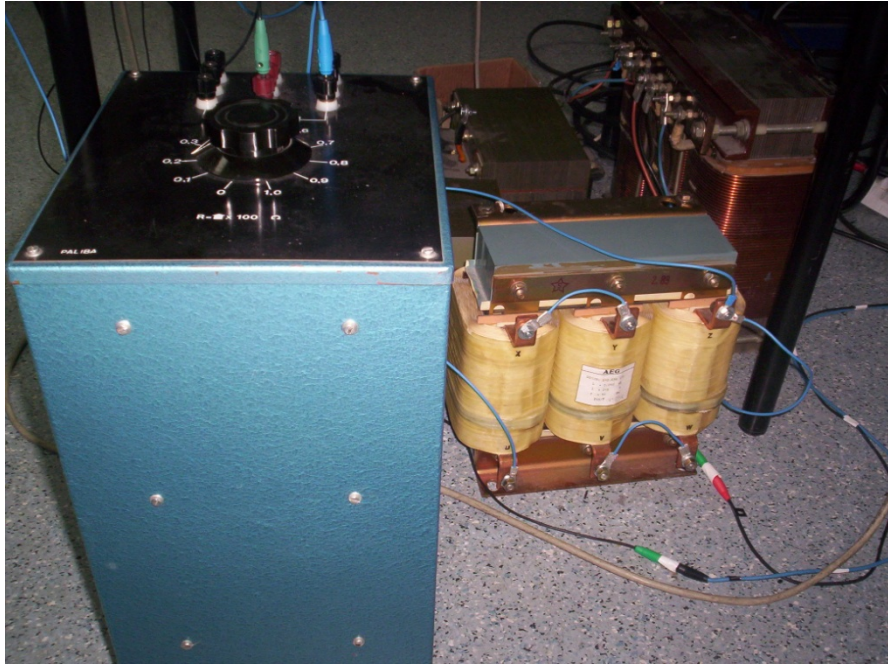
**Figura 5-13:** Plataforma experimental.



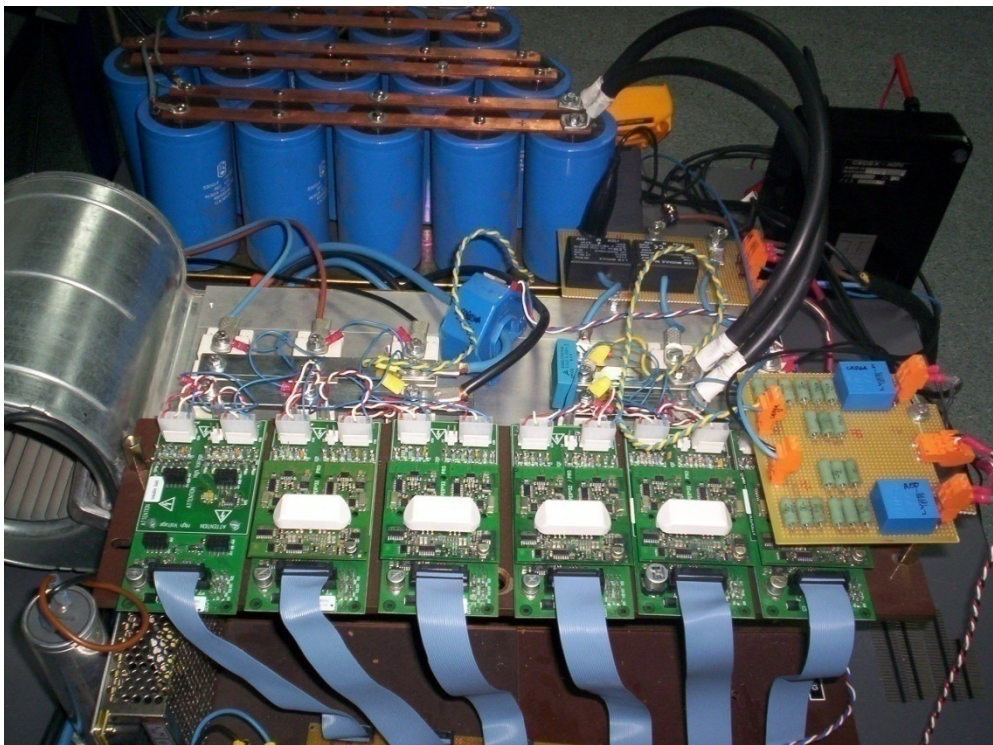
**Figura 5-14:** Fonte de alimentação.



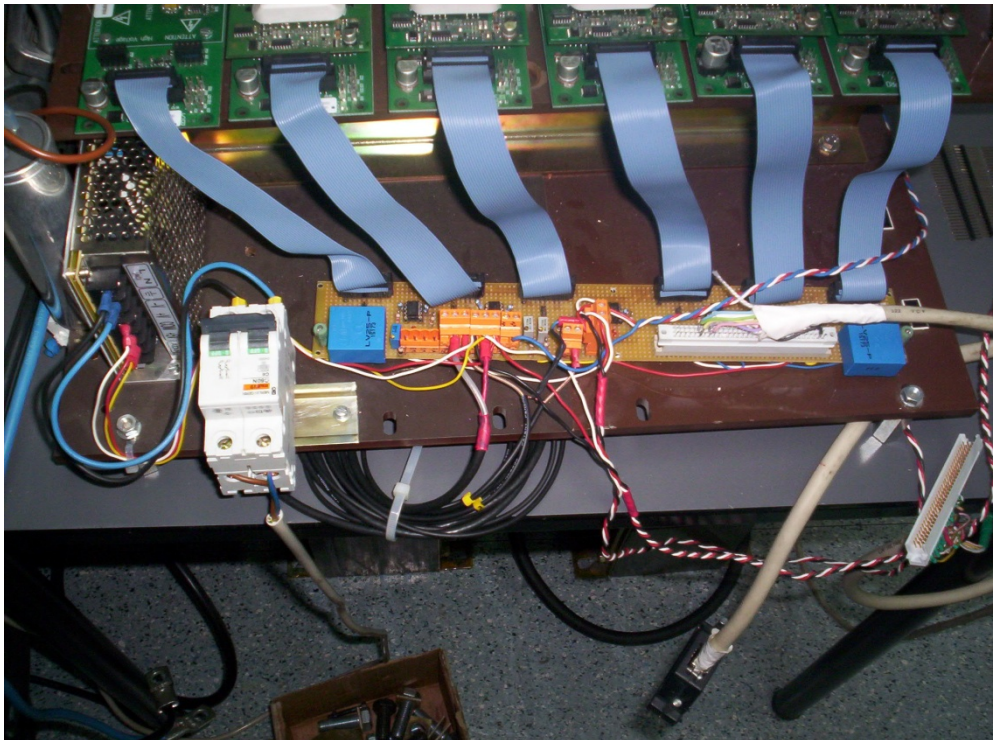
**Figura 5-15:** IGBT e Barramento DC.



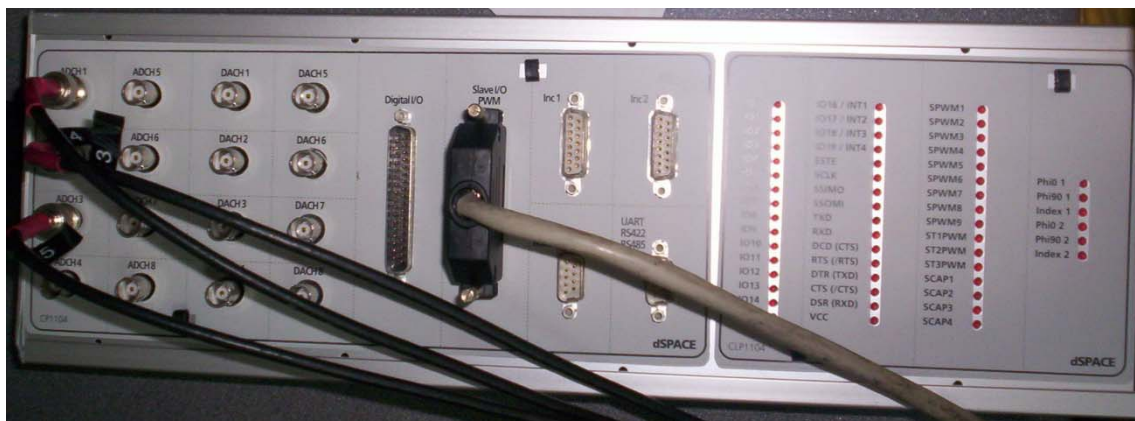
**Figura 5-16:** Carga e Indutância.



**Figura 5-17:** Drivers do IGBT.



**Figura 5-18:** Alimentação dos drivers e conector da dSPACE.



**Figura 5-19:** Painel CLP 1104.

## 6. Conclusões e perspectivas de desenvolvimento

A dissertação, devido à sua especificidade, apresentava um grau de dificuldade elevado e a componente experimental muito exigente em tempo e nos cuidados a ter devido ao custo do equipamento utilizado. Foi necessário integrar conhecimentos de electrónica potência, máquinas eléctricas, teoria de controlo, sistemas eólicos, plataformas como MATLAB/*Simulink*, sistemas de desenvolvimento avançados e outros assuntos adquiridos e aprofundados, no curso de Engenharia Electrotécnica do IPB, que se revelaram fundamentais para o sucesso do trabalho. Em termos genéricos o trabalho teve duas fases:

- ✓ Desenvolvimento e implementação no IPB;
- ✓ Demonstração e Simulação Laboratorial no CIEMAT/CEDEX.

No IPB foi realizado o estudo de um conversor DC/DC elevador e de um inversor de tensão para ligação à rede. O sistema foi implementado em MATLAB/*Simulink*, e foi implementado bloco a bloco para se poder dar “passos” seguros e firmes. Na prática, controlar todos os controladores ao mesmo tempo é muito difícil, senão quase impossível. Foi desenvolvida uma interface para a carta de controlo de modo a proteger o kit de desenvolvimento da dSPACE e o inversor de tensão. A nível de *software* foram também desenvolvidas algumas protecções. No CIEMAT foi simulado um caso prático com o objectivo de se validar num laboratório do CEDEX. Terminadas as simulações foi comprovada a dificuldade que existe entre as simulações e a realidade. Pois nas simulações pode-se estar à vontade, mas na prática tem que se ter a certeza do que se está realmente a fazer, para não se danificar o equipamento, enquanto nas simulações não existe esse risco.

Depois de dimensionar, implementar e validar, em *Simulink*, o sistema electrónico de potência completo, foi iniciado a implementação, em tempo real, utilizando o sistema de desenvolvimento da dSPACE. Os primeiros resultados experimentais, no controlo da corrente na bobina. A implementação prática deverá prosseguir com o teste e validação experimental, passo a passo, à semelhança do que foi feito em ambiente de simulação.

## Referencias Bibliográficas

- [1] Principios de Conversión de la Energía Eólica, Serie Ponenciais, CIEMAT 2009;
- [2] [www.dgge.pt](http://www.dgge.pt);
- [3] [www.edp.pt](http://www.edp.pt);
- [4] Control in Power Electronics – Selected Problems, M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg , Academic Press, 2002;
- [5] F. Blaabjerg, Z.Chen, S. B. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation”, IEEE trans. Power Electron. vol. 19, pp. 1184-1194, September 2004;
- [6] R. Esmaili, L. Xu and D. K. Nichols, “A New Control Method of Permanent Magnet Generator for Maximum Power in Turbine Application”, Power Engineering Society General Meeting June 2005;
- [7] R. Esmaili and L. Xu, “Sensorless Control of Permanent Magnet Generator in Wind Turbine Application”, Power Engineering Society General Meeting 2006;
- [8] R. Esmaili, “Application of Advanced Power Electronics in Renewable Energy Sources and Hybrid Generating Systems”, Dissertation 2006;
- [9] S. Song, S. Kang and N. Hahn, “Implementation and Control of Grid Connected AC-DC.AC Power Converter for Variable Speed Wind Energy Conversion System”, in Proc. 2003 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp 154-158, vol.1;
- [10] J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt , P. Lezana, “PWM Regenerative Rectifiers: State of the art”, IEEE transactions on industrial electronics, vol 52, February 2005;
- [11] *Advanced Electric Drives: Analysis, Control and Modeling using Simulink*, N. Mohan, MNPERE 2001;
- [12] Introduction to Power Electronics, Daniel W.Hart, Prentice-Hall, 1997;
- [13] *Power Electronics Converters, Applications and Design*, N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, 3<sup>rd</sup> Edition, John wiley and Sons, 2003;
- [14] [www.dspace.com](http://www.dspace.com);
- [15] [www.lem.com](http://www.lem.com);

[16] [www.semikron.com](http://www.semikron.com);

[17] DS 1103 PPC Controller Board, Hardware Installation and Configuration, Release 6.2 – July 2008;

[18] DS 1104 R&D Controller Board, Hardware Installation and Configuration, Release 6.3 – November 2008;

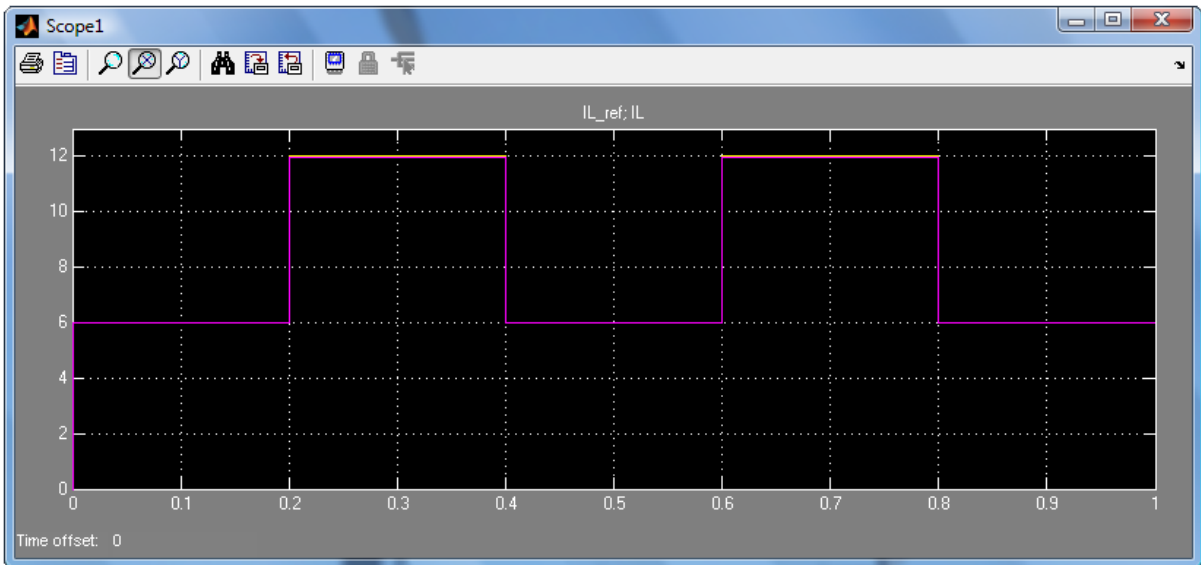
*Sistemas Eólicos de Producción de Energía Eléctrica*, J.L. Rodríguez Amenedo, J. C. Burgos Díaz, S. Arnalte Gómez, Editorial Rueda SL, 2003;

Manuais do *MatLab with Simulink*, especialmente o *Power System Blockset*;

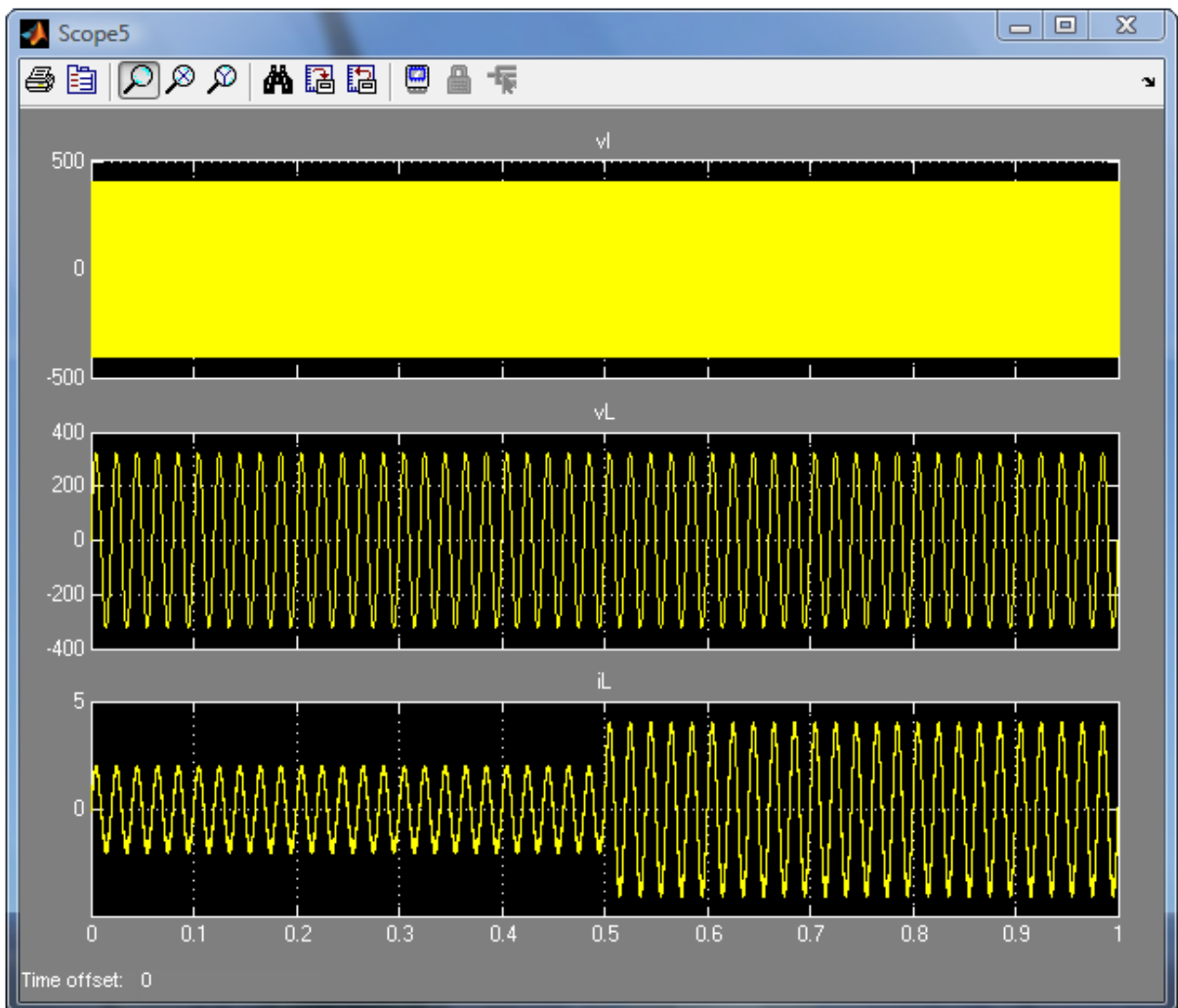
## **Anexo A**

## Anexo A1

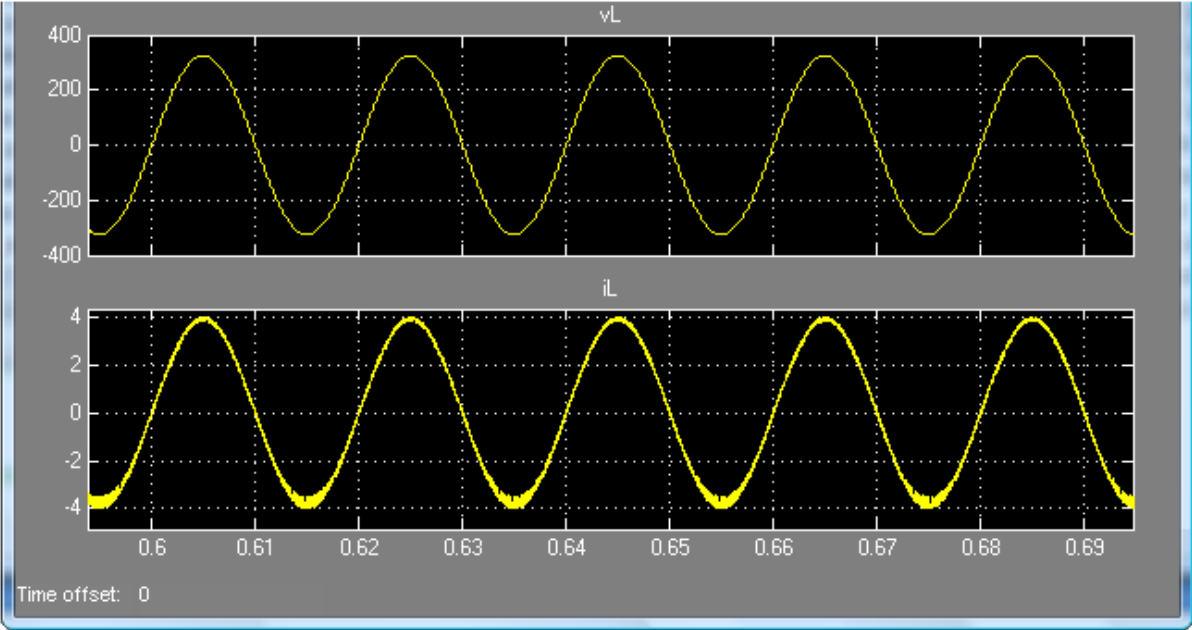
Resultado obtido após a afinação do controlador PI de corrente do inversor de tensão.



Resultado obtido após a simulação do controlo em corrente do inversor tensão, aos 0.5 Seg. passa dos 2 para 4A.

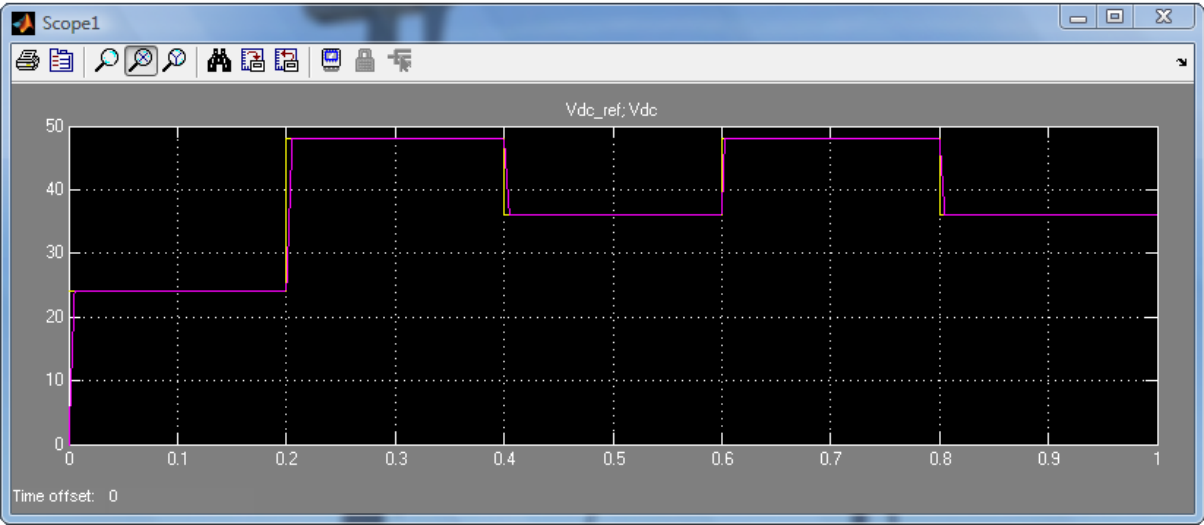


Uma parte da simulação do controlo em corrente do inversor tensão.

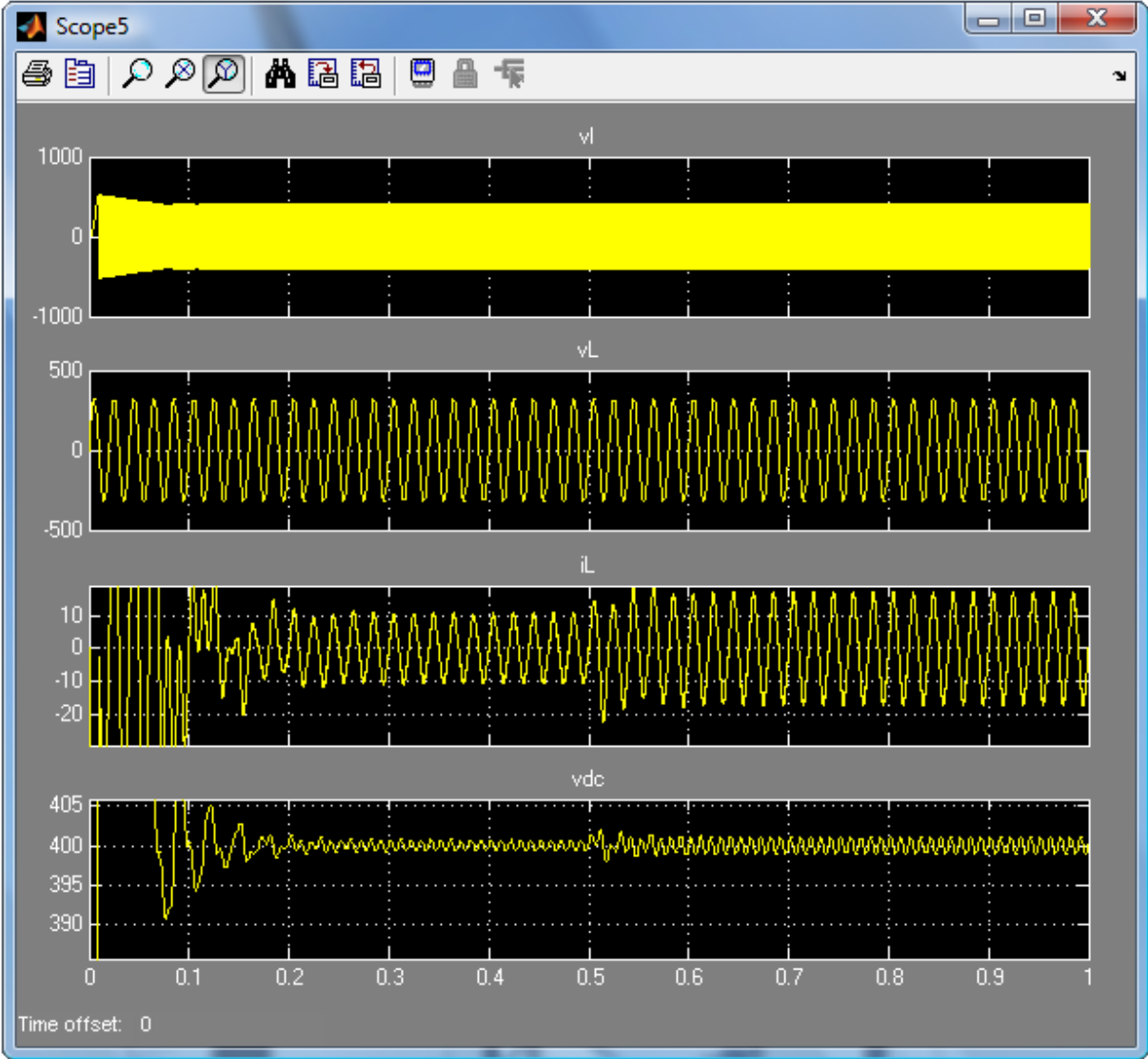


**Anexo A2**

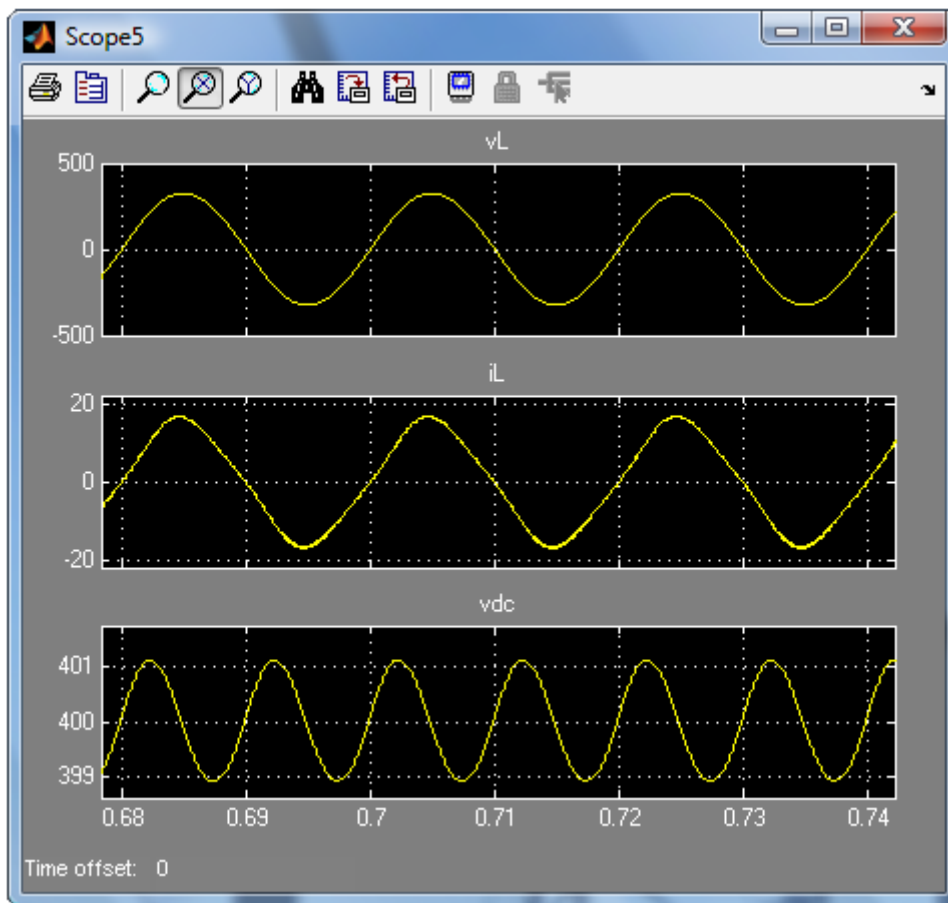
Resultado obtido após a afinação do controlador PI de tensão do inversor de tensão.



Resultado obtido após a afinação do controlador PI de tensão do inversor de tensão, aos 0.5 Seg. passa dos 5 para 8A, a amplitude da corrente disponível no barramento DC.

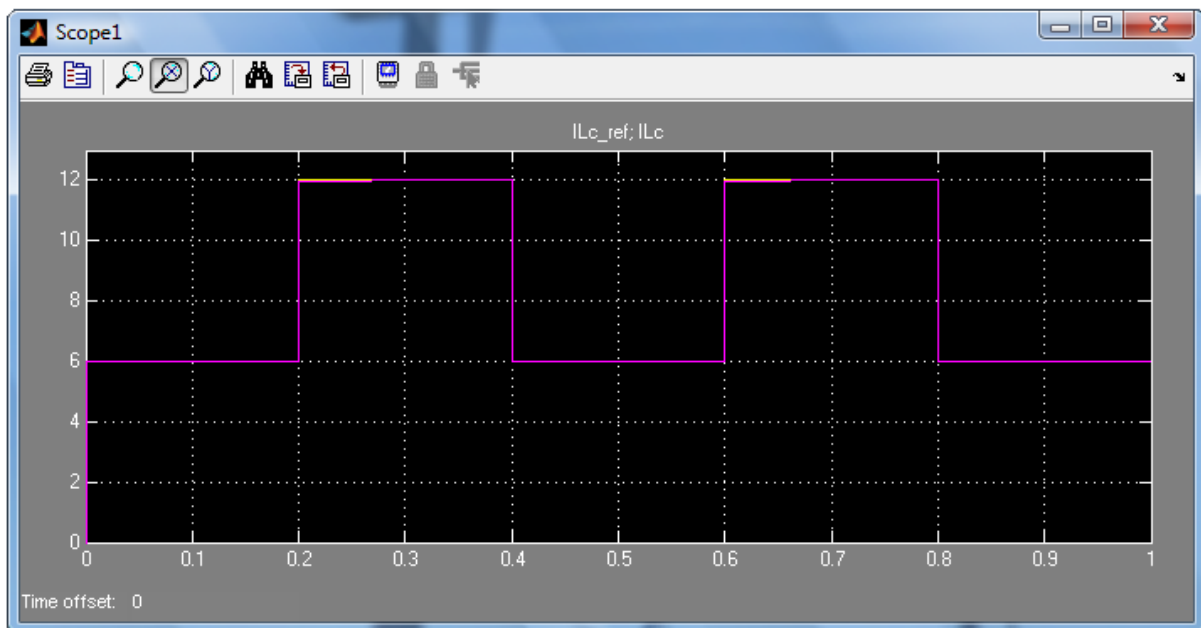


Uma parte da simulação do controlo em tensão do inversor tensão.

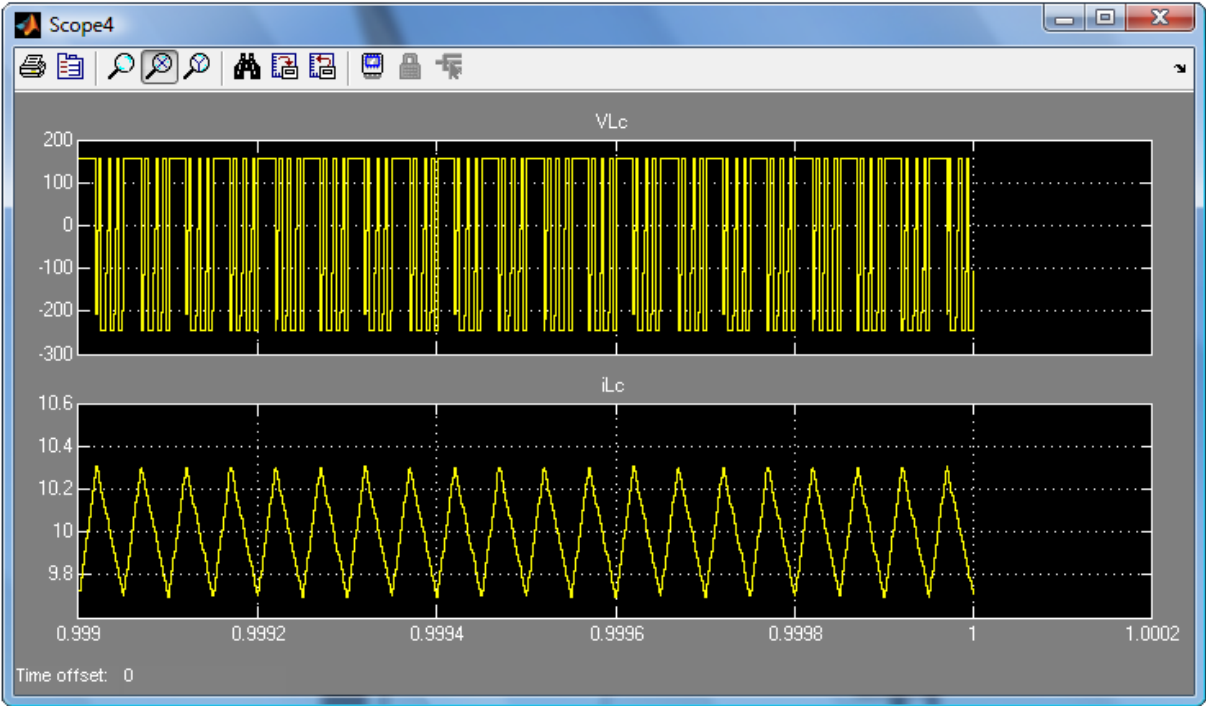


### Anexo A3

Resultado obtido após a afinação do controlador PI da corrente  $i_{Lc}$  do conversor elevador.

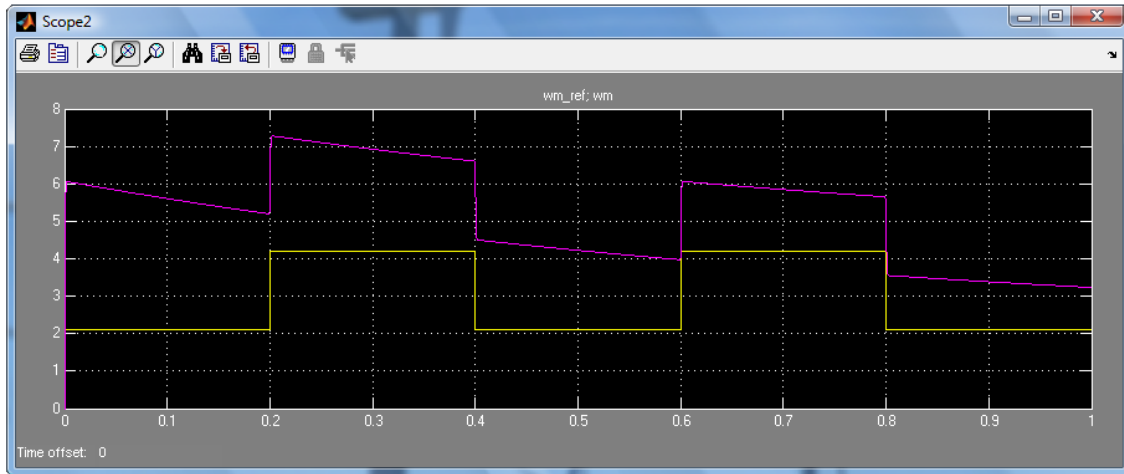


Resultado obtido após a simulação do controlo em tensão do conversor elevador, a funcionar no modo de condução contínua.

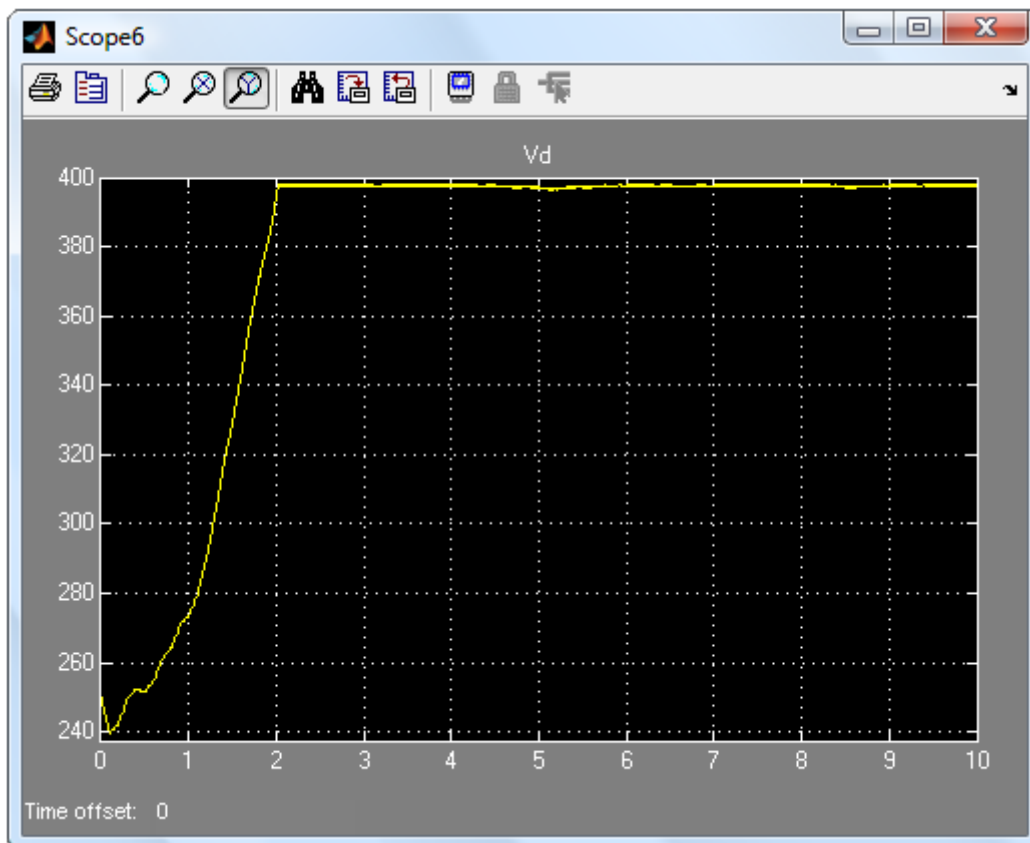


## Anexo A4

Resultado obtido após a afinação do controlador PI da velocidade  $\omega_m$ , com desfasamento introduzido pelo binário de carga  $T_L$ .

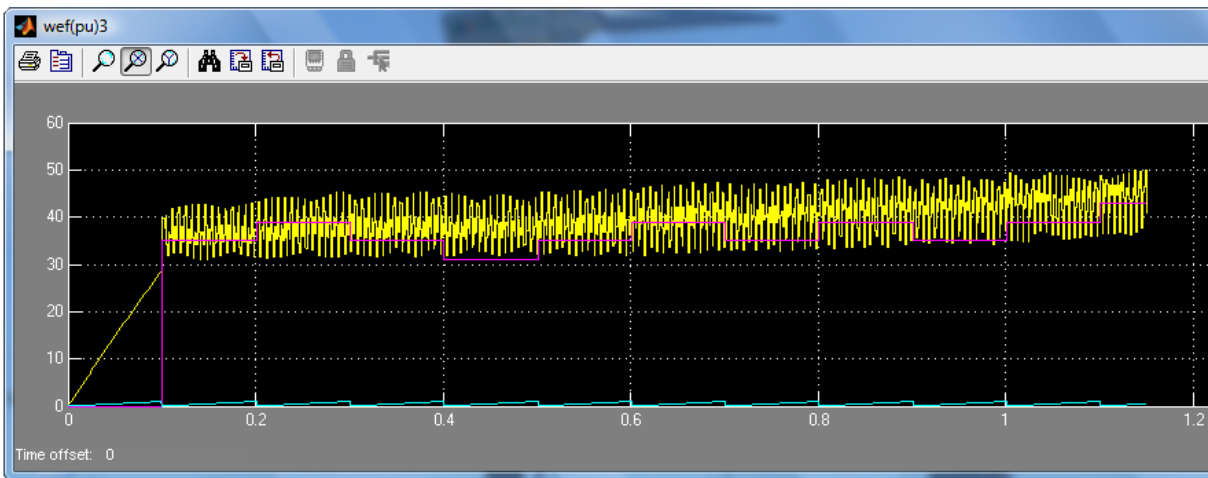


Resultado obtido da tensão à saída da ponte de diodos  $V_d$ , a partir dos 2 Seg. o sistema estabiliza nos 400V.



## Anexo A5

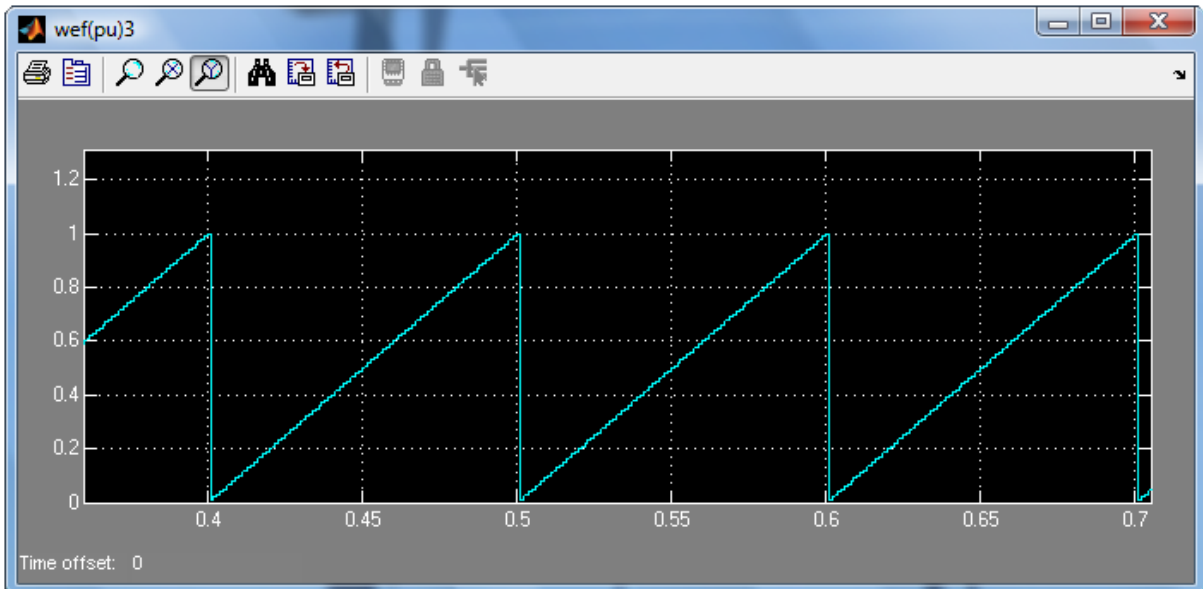
Resultado obtido após a simulação do algoritmo do MPPT.



Legenda:

- Azul: função *trigger*;
- Amarelo: velocidade medida  $\omega_m$ ;
- Rosa: seguimento do ponto de potência máxima;

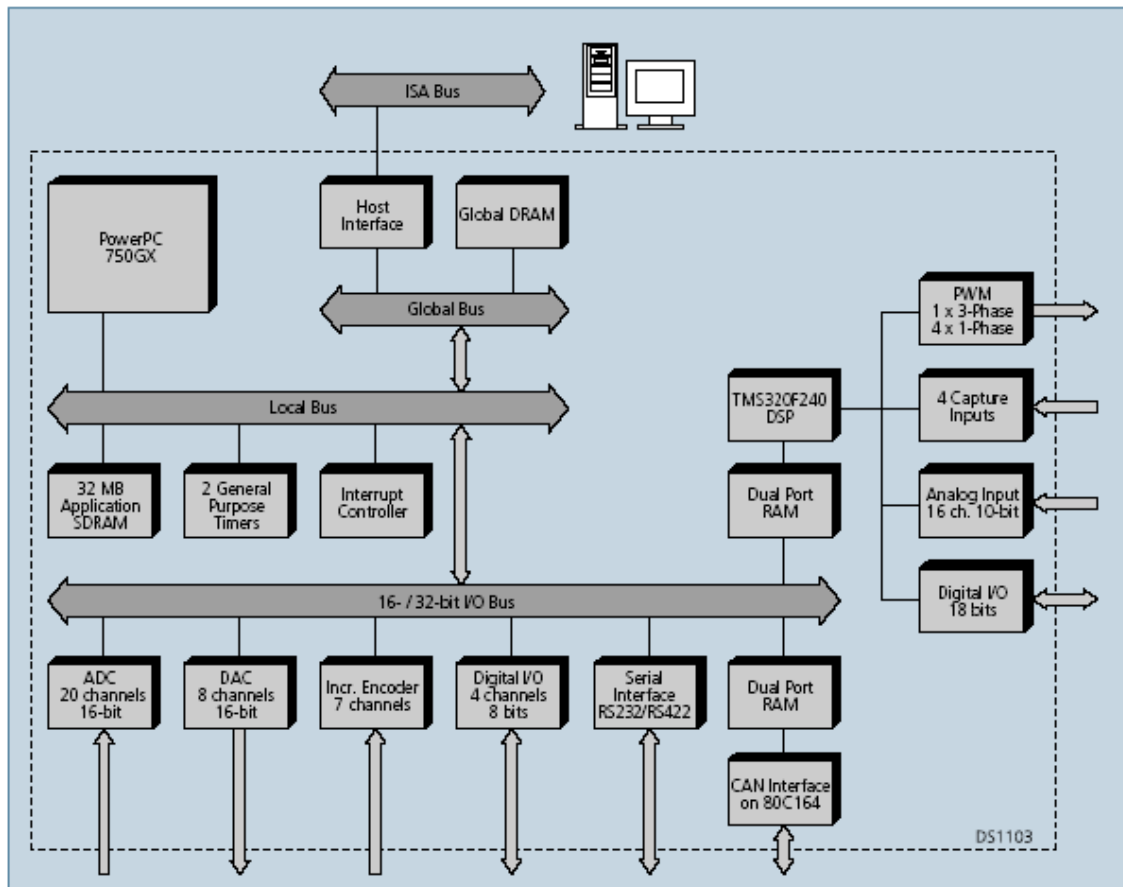
Uma parte da simulação do *trigger*.



## **Anexo B**

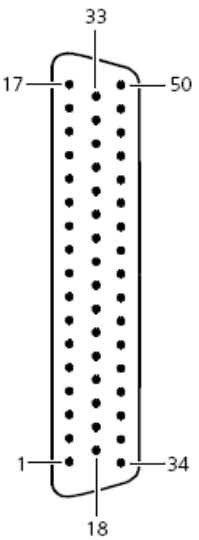
## Anexo B1

Diagrama de blocos da carta de controlo *DS1103PPC Controller Board* [14].

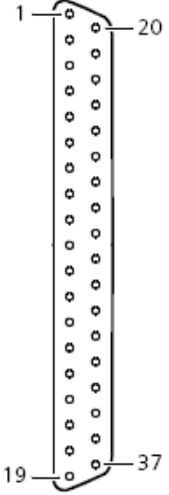


## Anexo B2

Configuração do conector Digital I/O (CP30) [17].

Digital I/O Connector (CP30)	Pin	Signal	Pin	Signal	Pin	Signal
	17	GND			50	VCC (+5 V)
	16	IO30	33	IO31	49	$\overline{\text{INT3}}$
	15	IO28	32	IO29	48	$\overline{\text{INT2}}$
	14	IO26	31	IO27	47	$\overline{\text{INT1}}$
	13	IO24	30	IO25	46	$\overline{\text{INT0}}$
	12	IO22	29	IO23	45	GND
	11	IO20	28	IO21	44	GND
	10	IO18	27	IO19	43	GND
	9	IO16	26	IO17	42	GND
	8	IO14	25	IO15	41	GND
	7	IO12	24	IO13	40	GND
	6	IO10	23	IO11	39	GND
	5	IO8	22	IO9	38	GND
	4	IO6	21	IO7	37	GND
	3	IO4	20	IO5	36	GND
	2	IO2	19	IO3	35	GND
	1	IO0	18	IO1	34	GND

Configuração do conector Slave I/O (CP31) [17].

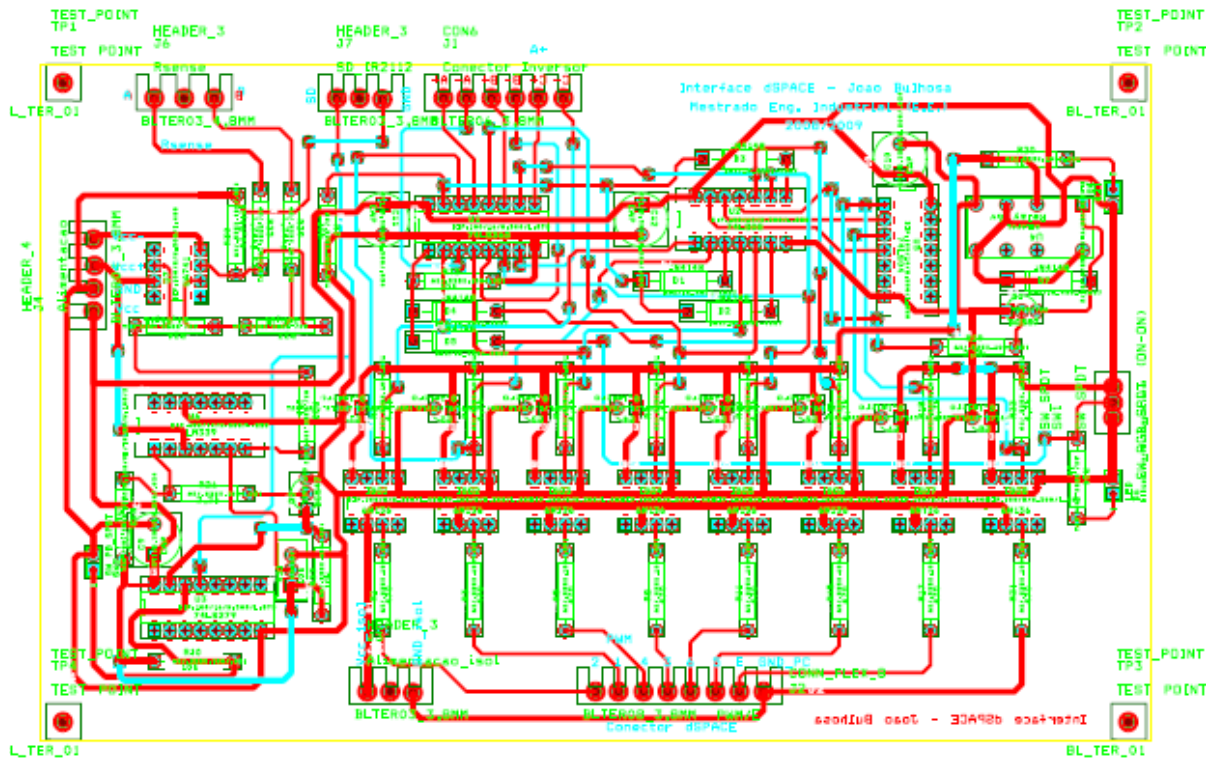
Slave I/O Connector (CP31)	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	GND		
	2	SCAP1	20	GND
	3	SCAP3	21	SCAP2
	4	GND	22	SCAP4
	5	ST2PWM	23	ST1PWM
	6	GND	24	ST3PWM
	7	SPWM1	25	GND
	8	SPWM3	26	SPWM2
	9	SPWM5	27	SPWM4
	10	SPWM7	28	SPWM6
	11	SPWM9	29	SPWM8
	12	STMCLK	30	GND
	13	GND	31	STMRDIR
	14	STINT1	32	SPDPINT
	15	GND	33	STINT2
	16	SSIMO	34	SSOMI
	17	SCLK	35	SSTE
	18	SXF	36	SBIO
	19	VCC (+5 V)	37	GND

## **Anexo C**



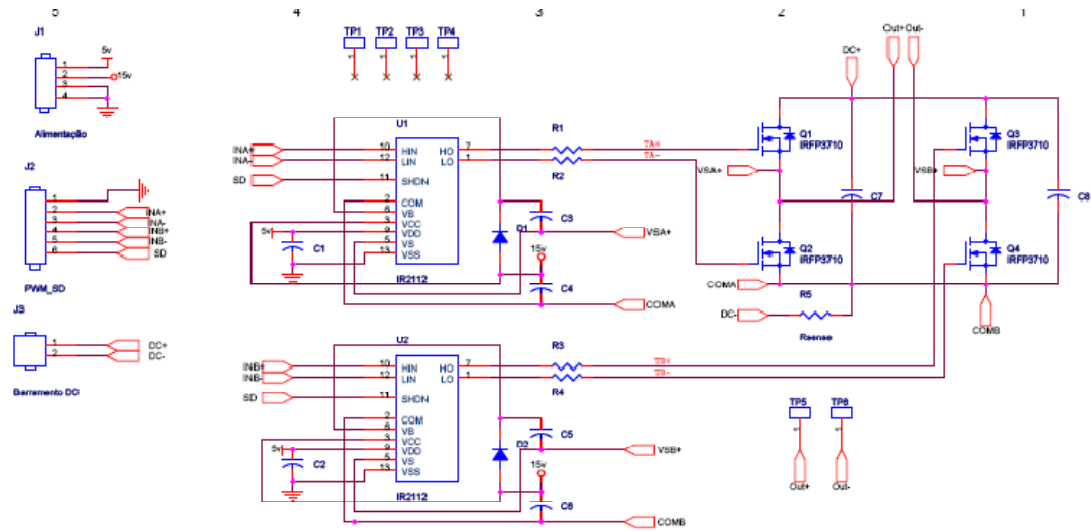
## Anexo C2

PCB da placa interface com a dSPACE.



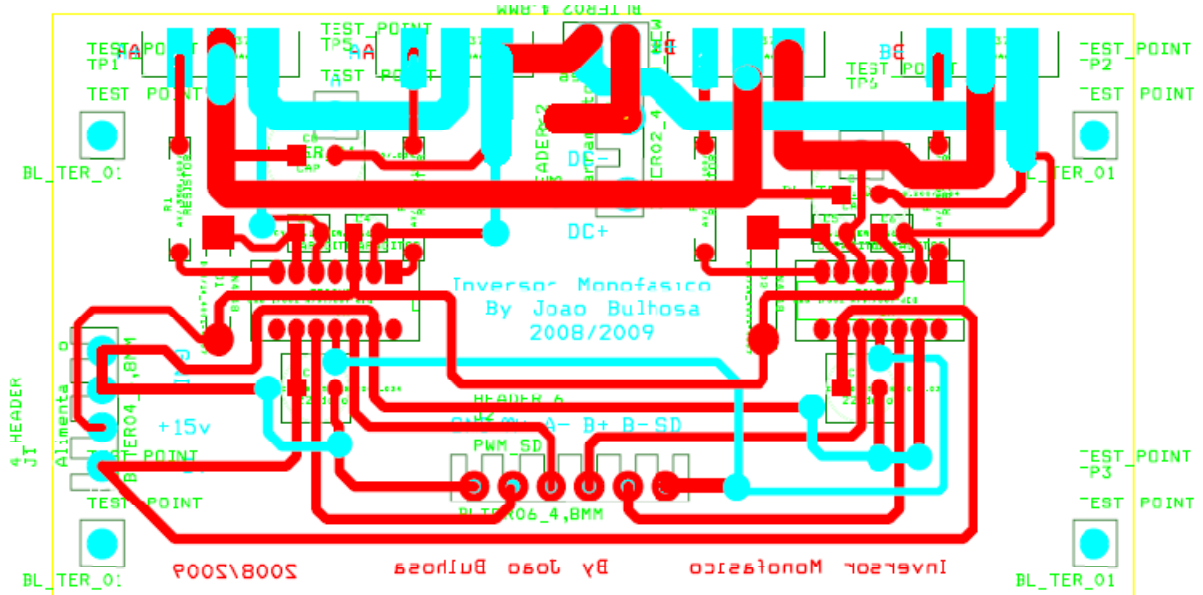
## Anexo C3

Esquema eléctrico do inversor de tensão a MOSFETs.



## Anexo C2

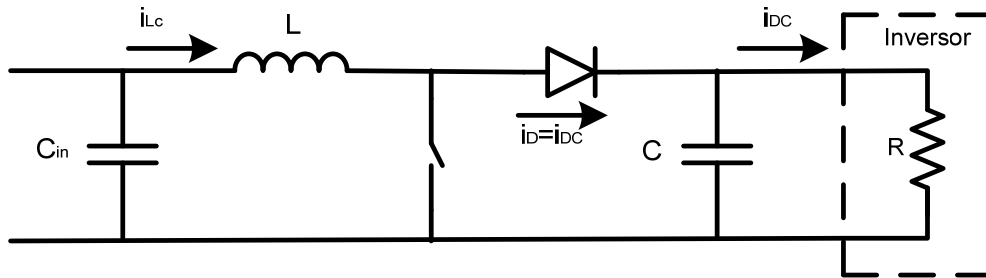
PCB da placa do inversor de tensão a MOSFETs.



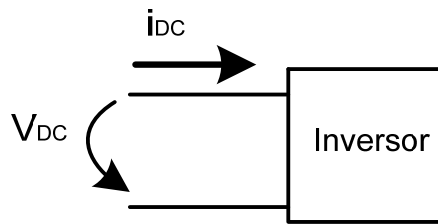
## **Anexo D**

## Anexo D1

Para se dimensionar a indutância  $L$  é necessário saber qual é o valor da carga  $R$ , indicada na figura.



Contudo, neste caso, a carga corresponde ao inversor que se comporta como uma carga activa, isto é, uma resistência variável, cujo valor varia de modo a maximizar a corrente  $i_{DC}$  e, assim, como  $V_{DC} = \text{const.}$ , é extraída a potência máxima do barramento DC e, conseqüentemente, do gerador eólico. Deste modo, é necessário determinar um valor mínimo e máximo da carga  $R$ . Para se determinar o seu valor, basta aplicar a Lei de Ohm, em que  $V_{DC} \approx \text{const.}$



Antes de calcular  $R$  é necessário definir um valor máximo e mínimo de  $I_{DC}$ . Então, se  $I_{DC} = [I_{DC\_min}; I_{DC\_máx}]$  A, e  $P = V_{DC} * I_{DC} = \text{Const.} * I_{DC}$ , então:

- ✓  $\text{Const.} * I_{DC\_min} = P_{DC\_min} \approx P_{\text{min}} \text{ gerador eólico};$
- ✓  $\text{Const.} * I_{DC\_máx} = P_{DC\_máx} \approx P_{\text{máx}} \text{ gerador eólico, desprezando as perdas.}$

Considerando  $I_{DC} = [1; 30]$  A, já é possível determinar o valor máximo e mínimo de  $R$ .

$$\begin{aligned}
 I_{DC\_min} &\leq I_{DC} \leq I_{DC\_máx} \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow 1A \leq I_{DC} \leq 30A \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow \frac{V_{DC}}{1} \leq R \leq \frac{V_{DC}}{30} \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow \frac{48}{1} \leq R \leq \frac{48}{30} \Leftrightarrow \\
 &\Leftrightarrow 48\Omega \leq R \leq 1,6\Omega
 \end{aligned} \tag{81}$$

Para garantir o funcionamento no modo de condução contínua, o valor mínimo de  $L$  será [12]:

$$L \geq \frac{D(1-D)^2 R}{2f_s} \tag{82}$$

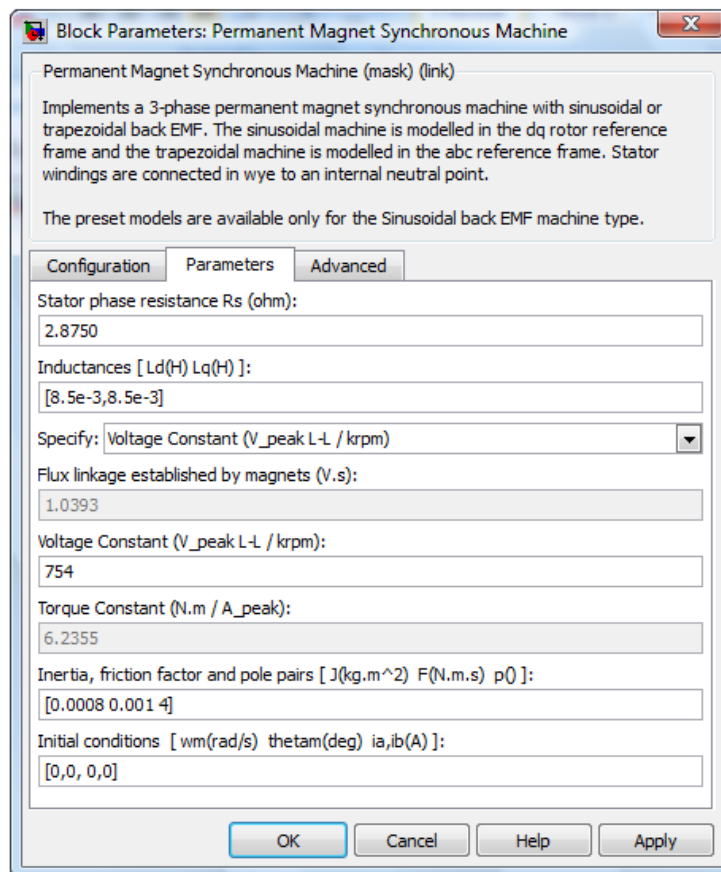
Substituído na equação (82) o valor mínimo de R determinado pela equação (81) obtém-se:

$$\begin{aligned}
 L_{\min} &\geq \frac{D(1-D)^2 R}{2f_s} \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow L_{\min} &\geq \frac{0,5(1-0,5)^2 * 1,6}{2 * 25 * 10^3} \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow L_{\min} &\geq 4 \mu H + 25\% \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow L_{\min} &\geq 5 \mu H
 \end{aligned}
 \tag{83}$$

O valor determinado na equação (83) é o valor mínimo teórico, que deverá ser sobredimensionado cerca de 25% [12] de modo a assegurar condução contínua. Na prática foi utilizado o valor de 120µF.

## Anexo D2

Parâmetros do gerador eólico



### Anexo D3

Parâmetros da bateria.

Block Parameters: Battery

Battery (mask) (link)

Implements a generic battery that model most popular battery types. User-Defined Battery type allow you to modify detailed parameters to represent any particular discharge characteristics.

Parameters

Battery type: Lead-Acid

Nominal Voltage (V): 48

Rated Capacity (Ah): 150

Initial State-Of-Charge (%): 98

----- Show detailed parameters -----

Plot Discharge Characteristics

Discharge current [i1, i2, i3,...] (amps): [1.5 3]

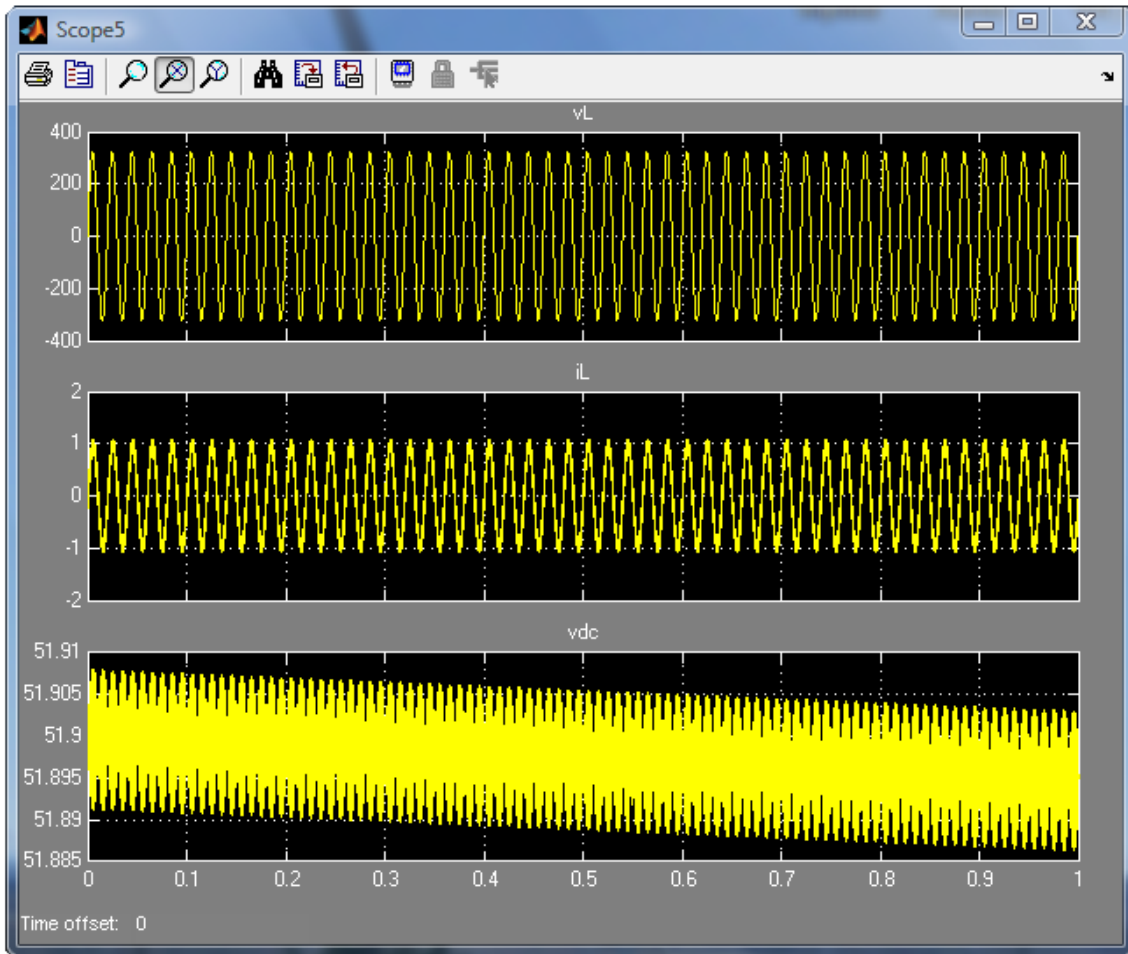
Units: Ampere-hour

OK Cancel Help Apply

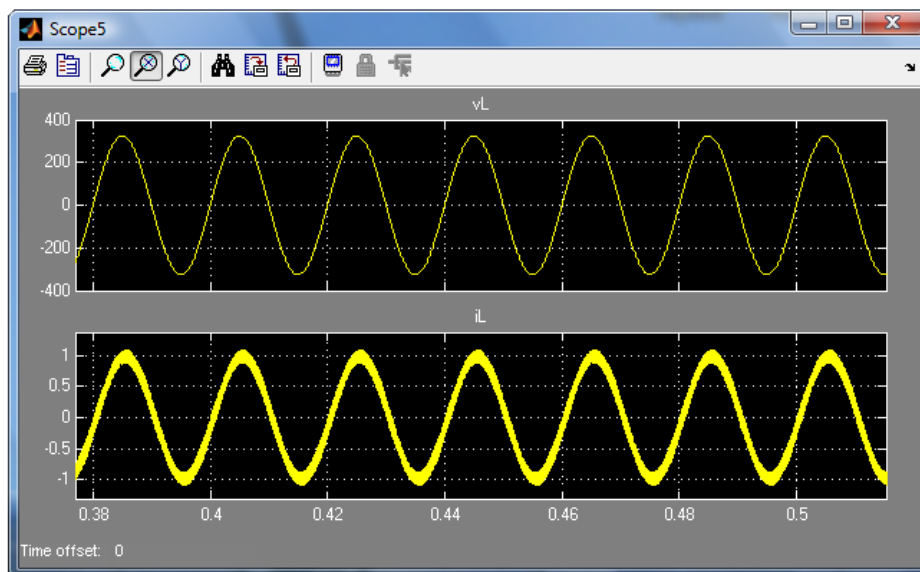
## **Anexo E**

## Anexo E1

Resultado obtido com a simulação do controlo em corrente do inversor de tensão, em que a fonte de alimentação é constituída por uma bateria.

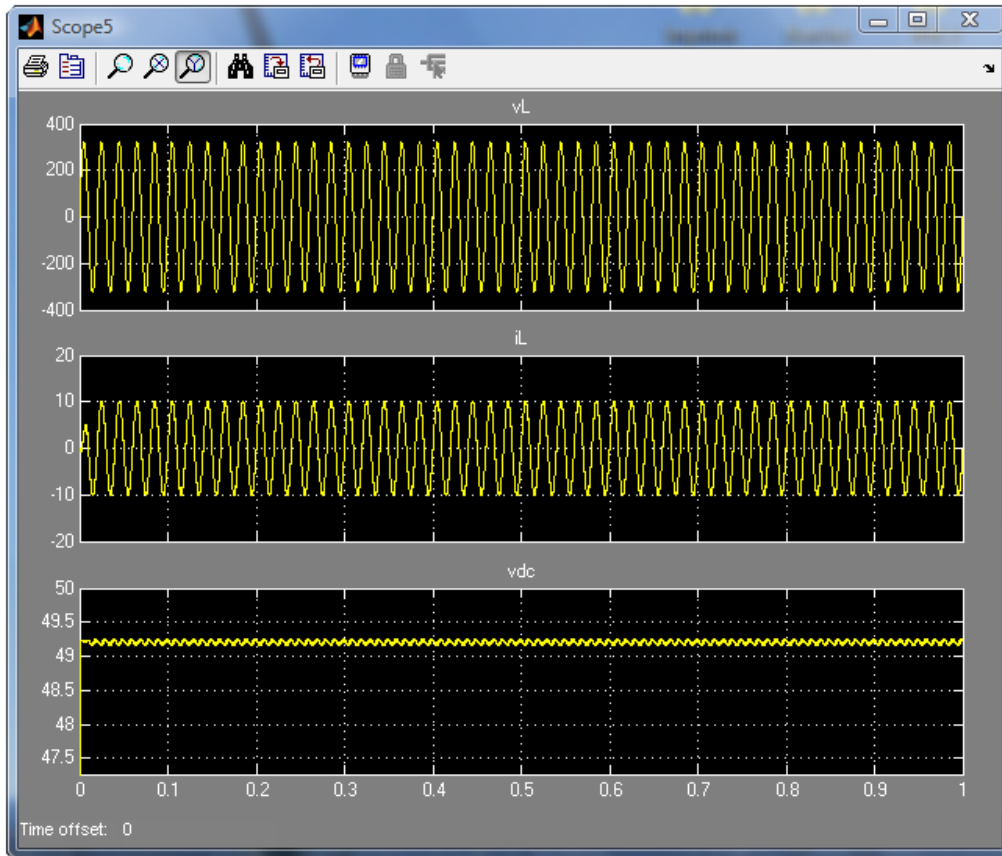


Uma parte da simulação do controlo em corrente.

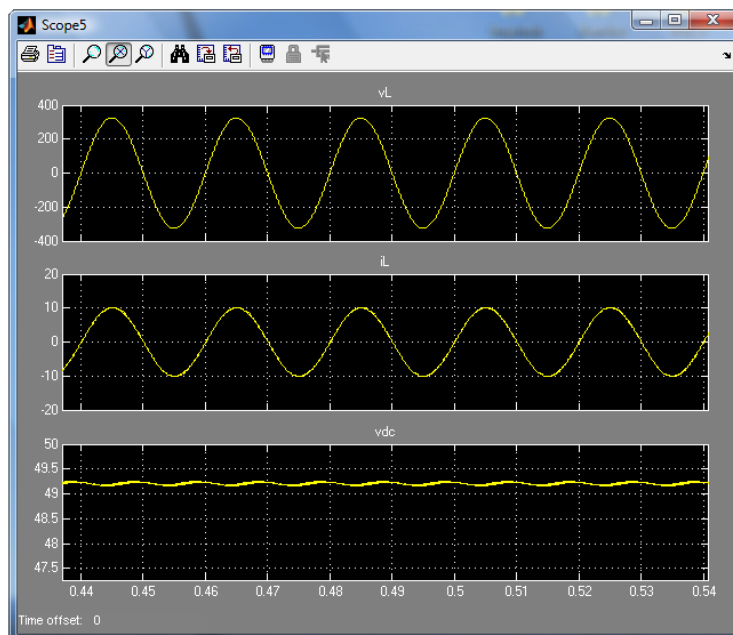


## Anexo E2

Resultado obtido após a simulação do controle da tensão no barramento DC, em que alimentação era proveniente da bateria.

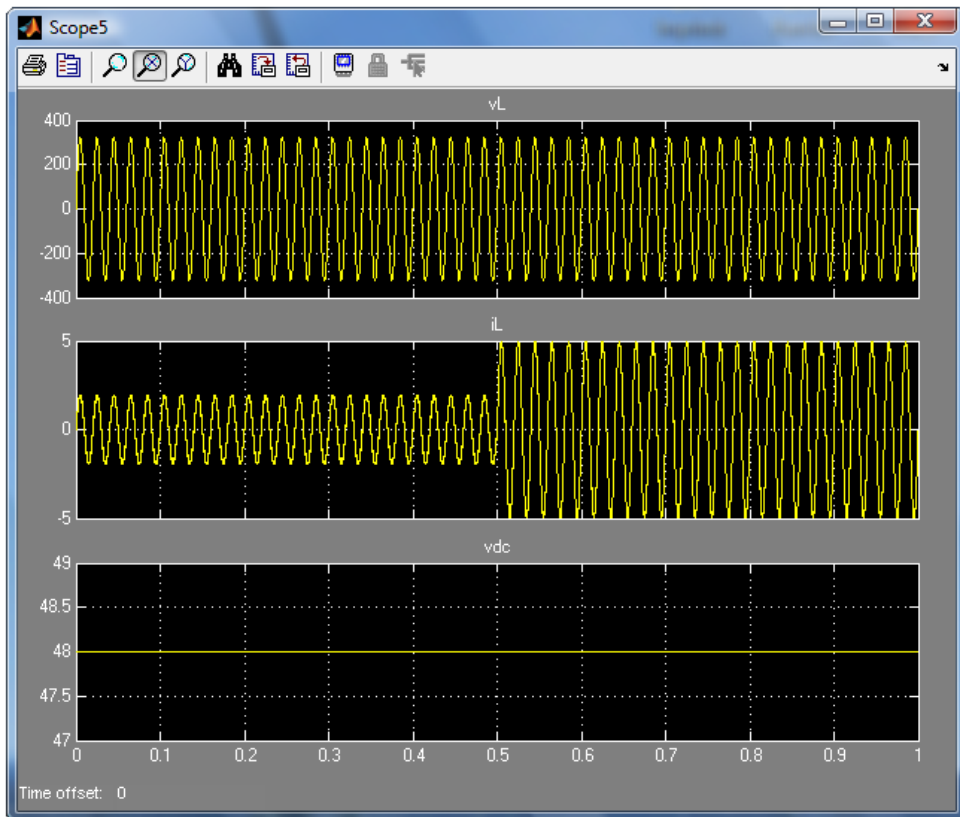


Uma parte da simulação do controle em tensão.

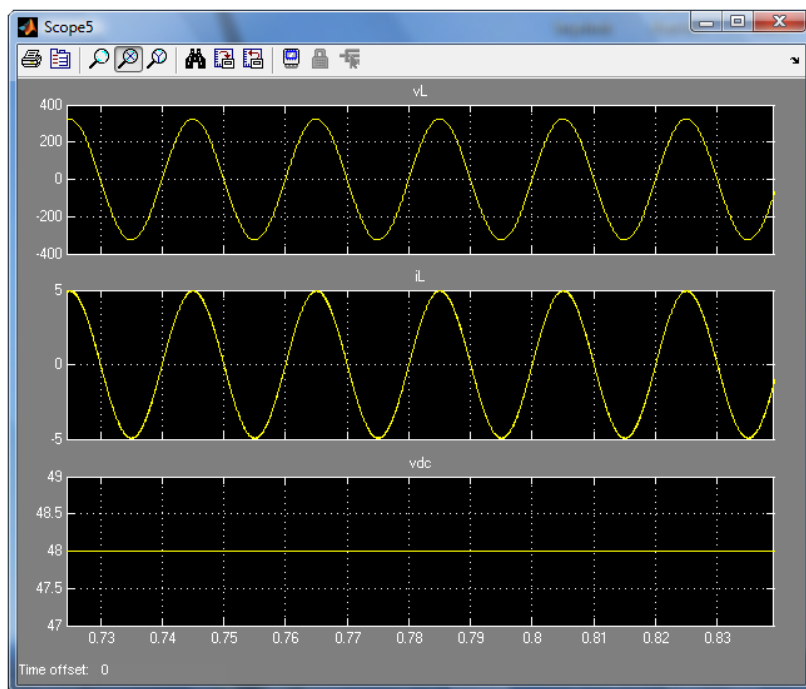


### Anexo E3

Resultado obtido após a simulação do controlo em corrente do inversor tensão, baseado em valores reais existentes no CEDEX.

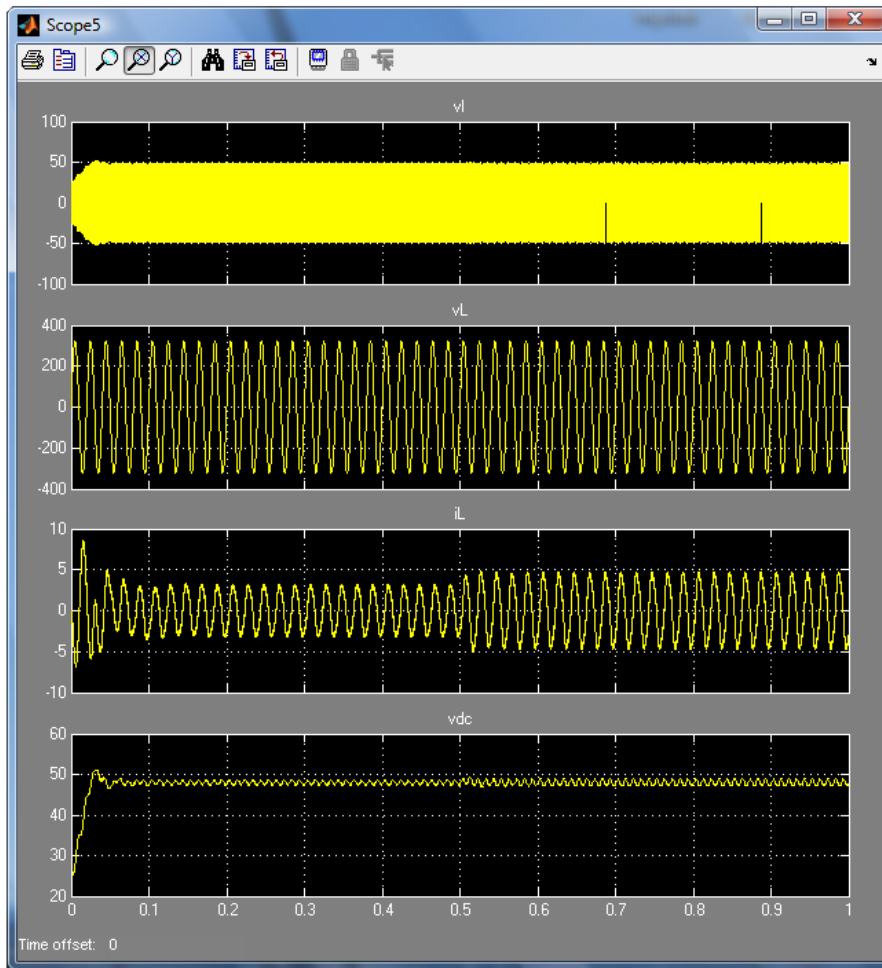


Uma parte da simulação do controlo em corrente.

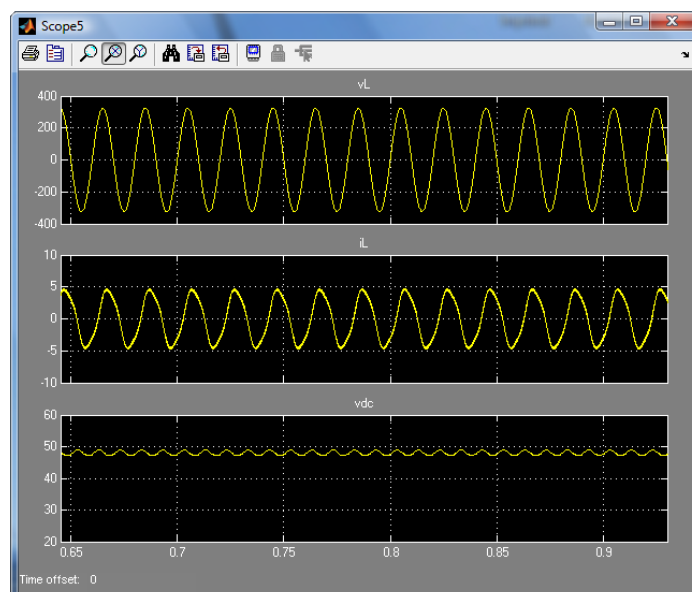


## Anexo E4

Resultado obtido após a simulação do controlo da tensão do barramento DC, baseado em valores reais existentes no CEDEX.

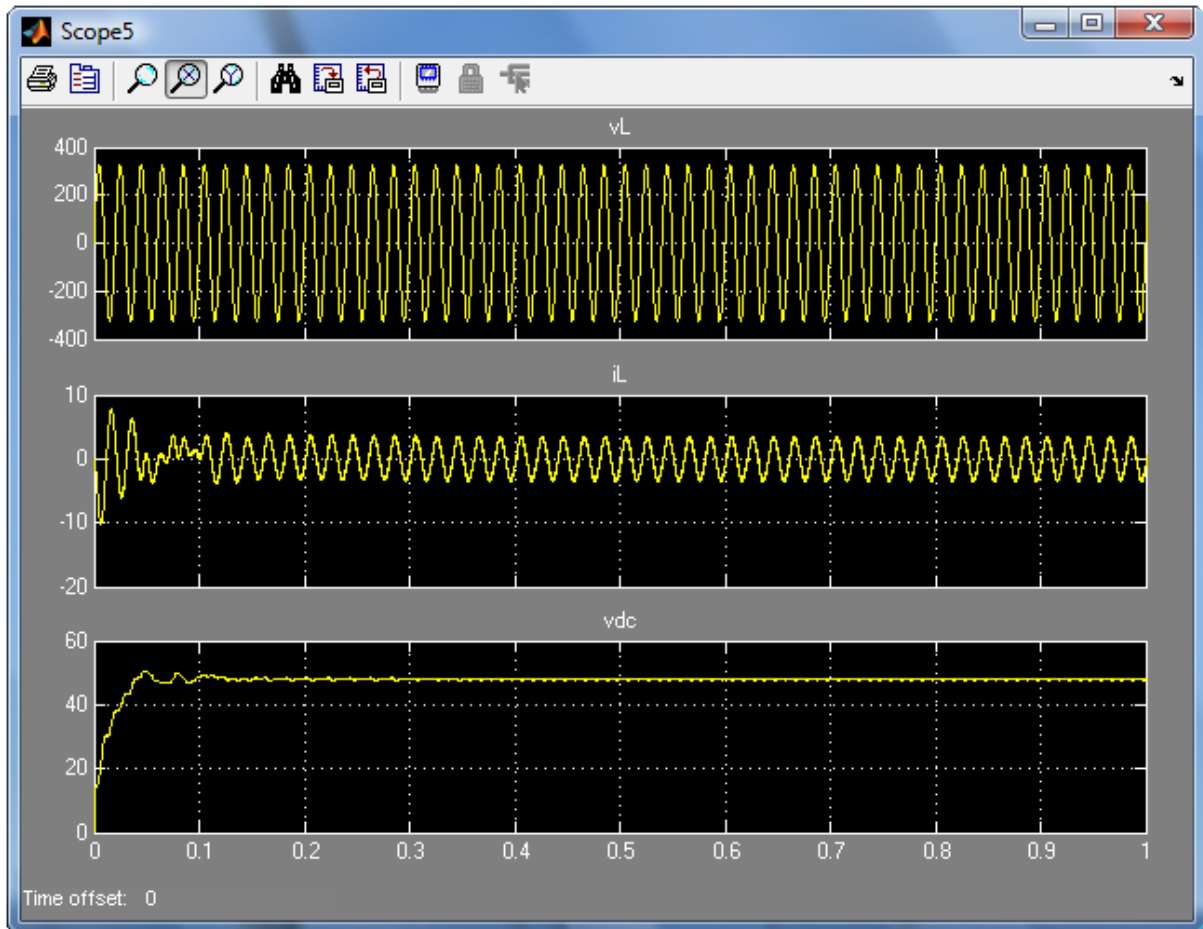


Uma parte da simulação do controlo da tensão do barramento DC.

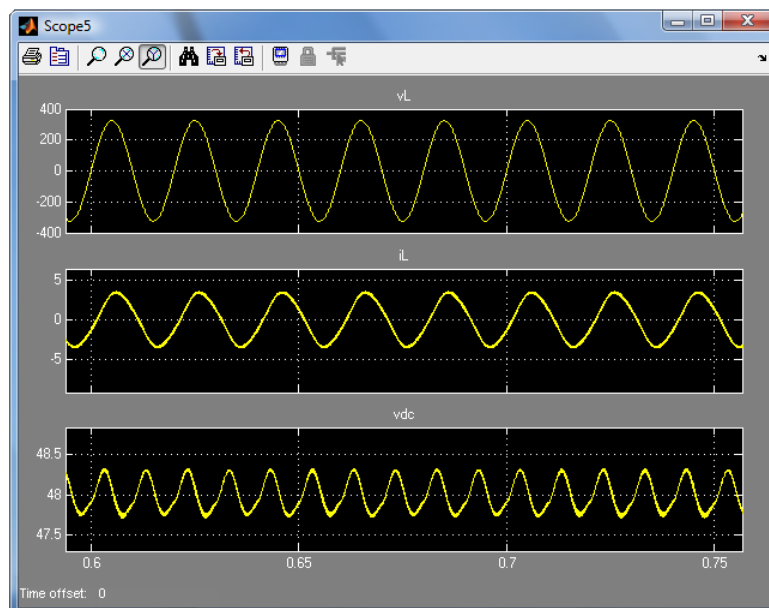


## Anexo E5

Resultado obtido após a simulação do controlo em corrente do conversor elevador, baseado em valores reais existentes no CEDEX.

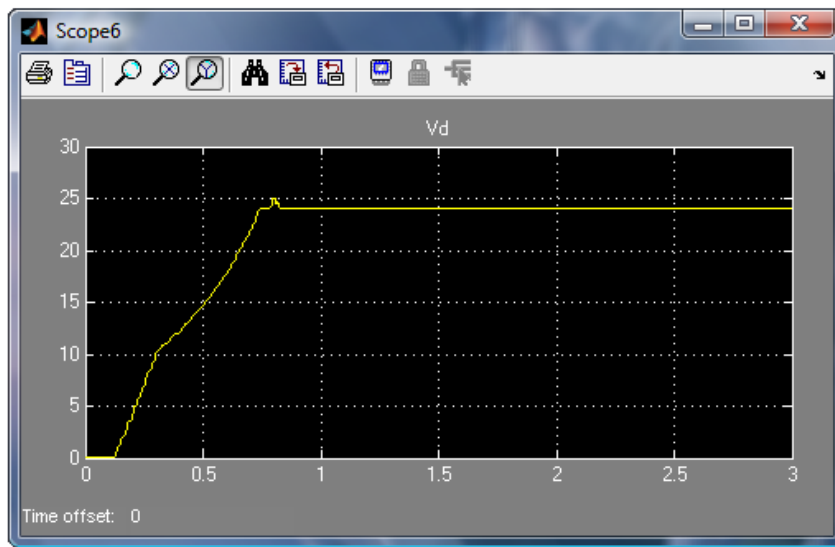


Uma parte da simulação do controlo em corrente do conversor elevador.

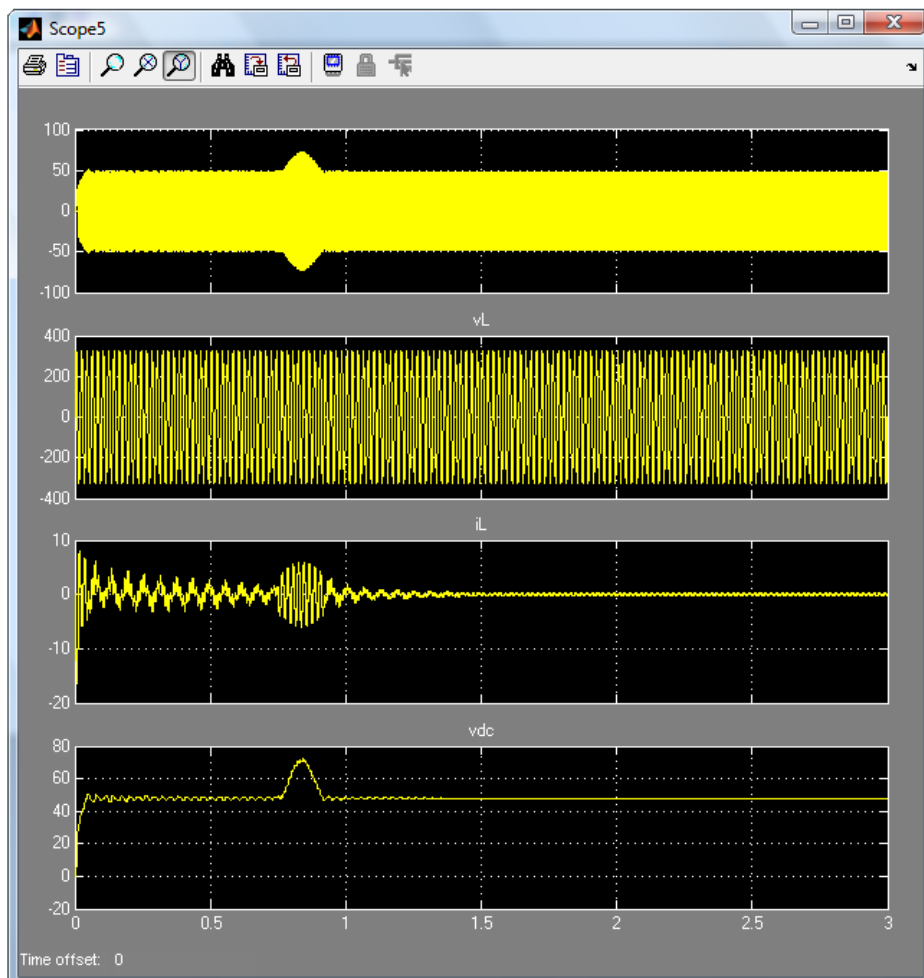


## Anexo E6

Tensão à entrada do conversor elevador.

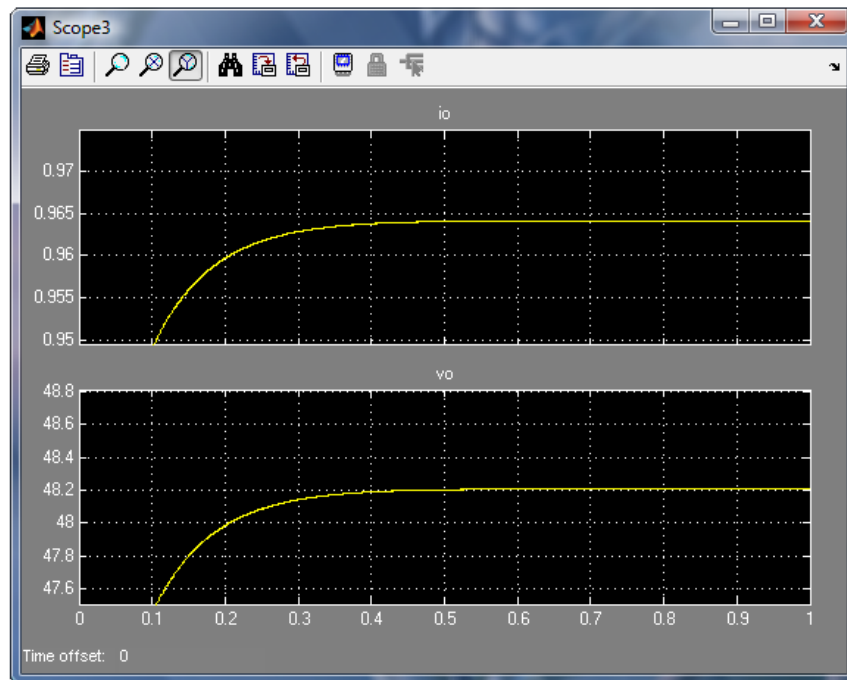


Resultado obtido após a simulação do controlo em velocidade do conversor elevador, baseado em valores reais existentes no CEDEX.



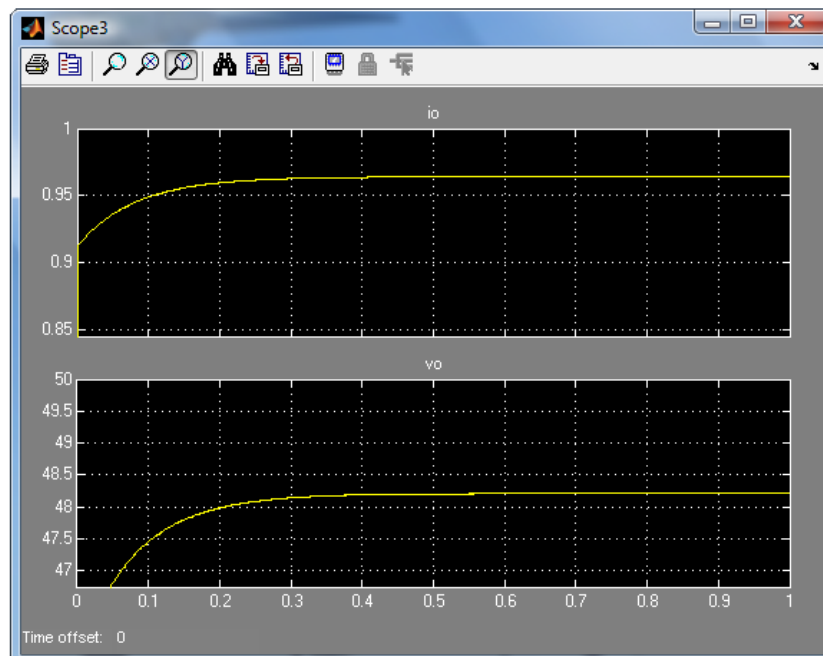
## Anexo E7

Resultado obtido após a simulação do controlo PI de corrente do conversor elevador.



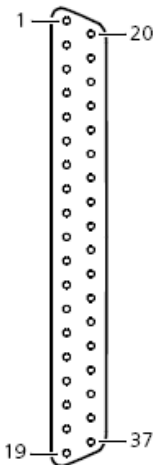
## Anexo E8

Resultado obtido após a simulação do controlo por histerese do conversor elevador.

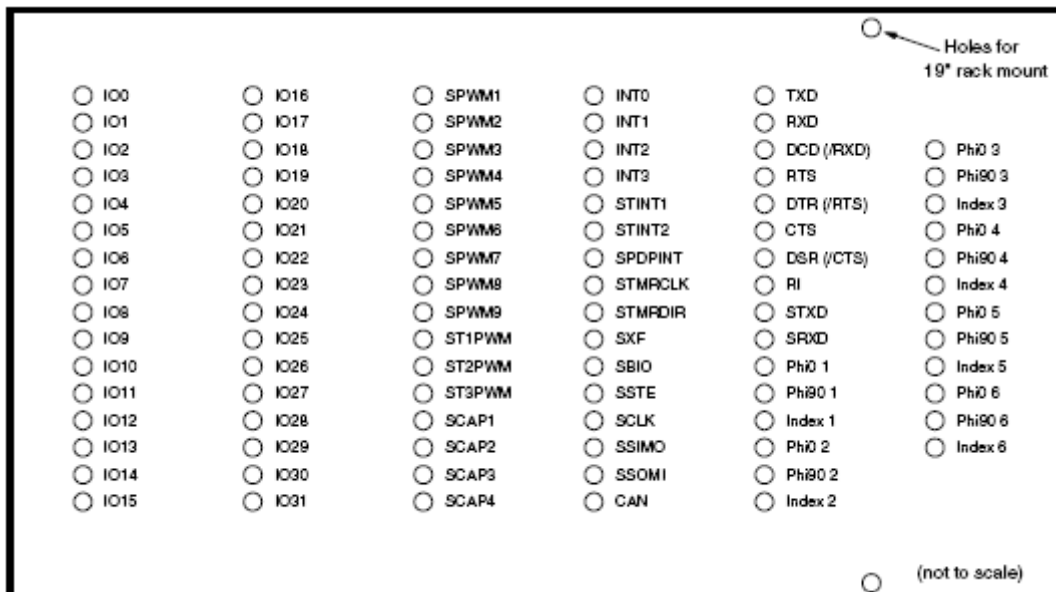


## Anexo E9

Configuração do conector Digital I/O (CP18) [18].

Connector (CP18)	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	GND	20	GND
	2	SCAP1	21	SCAP2
	3	SCAP3	22	SCAP4
	4	GND	23	ST1PWM
	5	ST2PWM	24	ST3PWM
	6	GND	25	GND
	7	SPWM1	26	SPWM2
	8	SPWM3	27	SPWM4
	9	SPWM5	28	SPWM6
	10	SPWM7	29	SPWM8
	11	SPWM9	30	GND
	12	GND	31	GND
	13	GND	32	GND
	14	GND	33	GND
	15	GND	34	SSOMI
	16	SSIMO	35	SSTE
	17	SCLK	36	GND
	18	VCC (+5 V)	37	GND
	19	VCC (+5 V)		

Indicação de Leds da dSPACE CLP 1104 [18].



## **Anexo F**

## Anexo F1

Para se ter o barramento DC o mais próximo possível dos IGBTs, foi desenhado um suporte para os condensadores e o programa utilizado foi o SolidWorks.

